



ESCOLA DE ENGENHARIA

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica - CPDEE

**MÉTODO PARA CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE
MALHAS DE ATERRAMENTO DE TORRES DE
LINHAS DE TRANSMISSÃO**

Alexander Barros Lima

**Belo Horizonte
Setembro, 2010**

ALEXANDER BARROS LIMA

**MÉTODO PARA CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE
MALHAS DE ATERRAMENTO DE TORRES DE LINHAS
DE TRANSMISSÃO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia de Potência
Linha de Pesquisa: Compatibilidade Eletromagnética e Qualidade de Energia

Orientador: Prof. Dr. José Osvaldo S. Paulino

**Belo Horizonte
Setembro, 2010**

Dedico este trabalho ao meu tio José Lima, que sempre acreditou e valorou a busca do conhecimento por diversos caminhos, mas tem paixão pelo científico.

AGRADECIMENTOS

“O valor das coisas não está no tempo em que elas duram, mas na intensidade com que acontecem. Por isso, existem momentos inesquecíveis, coisas inexplicáveis e pessoas incomparáveis.” (Fernando Pessoa)

Que minhas palavras de agradecimento não fiquem presas nesta simples página, mas que elas possam representar o meu profundo sentimento de orgulho e reconhecimento da contribuição de cada um de vocês na concretização desta etapa.

Agradeço primeiramente a Deus, o Criador.

Ao meu orientador, Prof. José Osvaldo, ser humano notável. A sua disponibilidade irrestrita, sua criativa forma de expor as ideias e sua sagacidade foram o norte deste trabalho. *“São muitos os que usam a régua, mas poucos os inspirados.” (Platão)*. Obrigado.

À minha querida esposa Lilian, exemplo de pessoa e perseverança. Seu incentivo e entusiasmo foram determinantes na caminhada em direção de minha realização pessoal e profissional. Obrigado.

À minha querida mãe, Catarina. Você estava de mãos dadas comigo nos primeiros passos de minha vida. Estamos de mãos dadas ainda hoje nestes primeiros passos de uma nova etapa de minha vida. Obrigado.

Ao meu pai, Waldir (em memória). Sonho nosso se concretizando.

Aos meus filhos, Tairone, Edipo de Lucas, presentes de Deus. Obrigado pelo amor e compreensão.

Ao Prof. Ronaldo Kascher, insigne profissional, educando e no exercício da engenharia aplicada. Tive em suas qualidades a motivação para a continuidade de minha caminhada. Obrigado.

Ao meu irmão, Stuart, ser iluminado. Obrigado por sua amizade e incentivo. Os bate-papos sempre revitalizam os ânimos.

Aos meus também pais, Jair e Judismar. Sabedoria e conhecimento possuem muitas faces. Vocês me deram muito de todas. Obrigado.

Ao meu tio e amigo, Luiz. Sem a sua amizade e compreensão não seria possível eu caminhar nesta direção.

Aos colegas de mestrado, Alexandre Kascher, Kennedy, Guilherme Hoffman, Felipe, Frederico e Alisson, pelo companheirismo e amizade.

Aos brilhantes alunos de iniciação científica Thiago, Luis e Gabriel.

Aos professores e funcionários do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerias - UFMG, pelo apoio e contribuição durante este percurso.

O presente trabalho é financiado por recursos de um Projeto de Pesquisa & Desenvolvimento celebrado entre as empresas TRANSLESTE-TRANSIRAPÉ e a UFMG. Meu sincero agradecimento.

RESUMO

Os desligamentos não programados que ocorrem em uma linha de transmissão constituem um importante parâmetro na definição de seu desempenho, sendo a descarga atmosférica o principal evento eletromagnético responsável por tais ocorrências. Uma técnica amplamente utilizada como medida preventiva é a redução da impedância das malhas de aterramento das torres. Para alcançar tal objetivo, estudos preliminares realizados ainda na etapa de projeto devem ser apoiados por ferramentas e modelos computacionais que expressem adequadamente o evento eletromagnético em questão. Neste trabalho é apresentado um método para a definição de um modelo para malhas tipicamente encontradas em aterramentos de torres de linhas de transmissão. É utilizada a teoria clássica de linhas no seu desenvolvimento, conferindo-lhe simplicidade e baixo custo computacional. O modelo contempla os acoplamentos eletromagnéticos entre eletrodos e, também, é possível que seja incluída a variação dos parâmetros do solo, resistividade e permissividade elétrica, com a frequência. A implementação pode ser feita no PSPICE tornando este procedimento naturalmente bastante simples. Neste ambiente de simulação foram realizadas análises no domínio do tempo e da frequência, onde parâmetros de interesse aplicado como a resposta em frequência, a sobretensão máxima desenvolvida e a impedância impulsiva foram obtidos.

ABSTRACT

The unplanned outages that occur on a transmission line is one important parameter in defining their performance, being the lightning the main event responsible for such occurrences. A technique widely used as a preventive procedure is to reduce the impedance of grounding grids of the towers. To achieve this goal, preliminary studies conducted at the design stage should be supported by tools and computational models that adequately express the issues relating to the electromagnetic event. This work presents a method for defining a model for grounding grids typically found in transmission lines towers. It is based on the classical transmission line theory, giving it simplicity and low computational cost. The model considers the electromagnetic coupling between electrodes and the variation with frequency of the soil parameters, resistivity and permittivity, may be included. The implementation can be done in PSPICE thus this procedure becomes quite simple. Analysis were done in this simulation environment in time and frequency domain, where parameters of practical interest such as the frequency response, maximum voltage developed and impulsive impedance were easily obtained.

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo vertical de 1m. Adaptado de [32].	28
Fig. 2.2 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo horizontal de 1m. Adaptado de [32].	28
Fig. 2.3 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo vertical de 10m. Adaptado de [32].	28
Fig. 2.4 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo horizontal de 10m. Adaptado de [32].	28
Fig. 2.5 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo vertical de 30m. Adaptado de [32].	28
Fig. 2.6 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo horizontal de 30m. Adaptado de [32].	28
Fig. 2.7 - Módulo da impedância de aterramento para uma haste em solo de resistividade $\rho = 1000\Omega\text{m}$. Adaptado de [34].	30
Fig. 2.8 - Módulo da impedância de aterramento para uma haste em solo de resistividade $\rho = 2000\Omega\text{m}$. Adaptado de [34].	30
Fig. 2.9 - Resposta transitória do aterramento constituído por uma haste, $\rho = 2000\Omega\text{m}$. Retirado de [34].	31
Fig. 2.10 - Módulo e ângulo da impedância de aterramento, simulada e medida. Adaptado de [36].	32
Fig. 2.11 - Eletrodo de aterramento segmentado e sua representação através de um circuito RLCC.	33
Fig. 2.12 - Componentes de corrente no solo e circuito equivalente do aterramento.	34
Fig. 2.13 - Impedância de entrada em uma linha de transmissão com uma carga qualquer Z_L .	36
Fig. 2.14 - Eletrodo de aterramento sob o solo.	37
Fig. 2.15 - Segmento de eletrodo modelado por uma impedância, Z e uma admitância, Y .	38
Fig. 2.16 - Gráfico do módulo da relação $Z/j\omega$.	41
Fig. 2.17 - Distribuição do potencial no solo devido a uma corrente que se dissipa neste meio a partir de P_0 .	42
Fig. 2.18 - Método das Imagens aplicado a uma fonte pontual de corrente sob solo.	43

Fig. 2.19 - Haste de aterramento e sua imagem ao longo do eixo z.	44
Fig. 2.20 - Indutância em função do comprimento.....	49
Fig. 2.21 - Indutância em função da profundidade.....	49
Fig. 2.22 - Impedância harmônica para um eletrodo de 10m.....	50
Fig. 2.23 - Impedância harmônica para um eletrodo de 100m.....	50
Fig. 2.24 - Tensão desenvolvida na entrada do aterramento ($L_c=50m$; $r=6mm$; $h=0.8$) para (a) $\rho=500\Omega m$,	51
Fig. 2.25 - Impedância harmônica para um eletrodo de 10m.....	53
Fig. 2.26 - Impedância harmônica para um eletrodo de 100m.....	53
Fig. 2.27 - Impedância de aterramento ao longo do espectro de frequência característico de uma descarga atmosférica.	54
Fig. 2.28 - Influência do tempo de frente da onda de corrente na impedância impulsiva....	55
Fig. 2.29 - Atenuação e distorção da corrente ao longo do eletrodo - adaptada de (VISACRO, 2007).	56
Fig. 3.1 - Configuração do aterramento comumente utilizado em estruturas autoportantes.	62
Fig. 3.2 - Configuração do aterramento comumente utilizado em estruturas estaiadas.....	63
Fig. 3.3 - Estilização de um aterramento constituído por dois eletrodos e as variáveis tensão, corrente e impedância, relativos ao conjunto.	64
Fig. 3.4 - Modelo para um eletrodo único, horizontal ou vertical.....	66
Fig. 3.5 - Impedância de entrada de um aterramento constituído por dois eletrodos paralelos e seu equivalente.	68
Fig. 3.6 - Estrutura da malha de aterramento de uma torre.....	68
Fig. 3.7 - Eletrodos equivalentes dos cabos contrapeso (pares de eletrodos 1-2 e 3-4).	69
Fig. 3.8 - Resposta do aterramento de torres, na frequência, obtidas a partir dos modelos TL e TCE.....	71
Fig. 3.9 - Impedância de aterramento, $\rho=500\Omega m$	72
Fig. 3.10 - Impedância de aterramento, $\rho=1000\Omega m$	72
Fig. 3.11 - Impedância de aterramento, $\rho=2000\Omega m$	73
Fig. 3.12 - Impedância impulsiva, Z_p , em função da resistividade, ρ , para uma onda rápida ($1.2/20\mu s$).	75

Fig. 4.1 - Ilustração do modelo LAPLACE presente na biblioteca <i>abm.slb</i> do PSPICE.....	81
Fig. 4.2 - Configuração dos blocos LAPLACE, aterramento sem grelha.....	87
Fig. 4.3 - Resposta do aterramento obtida com o auxílio do PSPICE utilizando o modelo TL e a resposta obtida com o modelo TCE.....	88
Fig. 4.4 - Configuração dos blocos LAPLACE, aterramento com grelha, $\rho=500\Omega\cdot m$	90
Fig. 4.5 - Impedância de aterramento, $\rho=500\Omega m$	91
Fig. 4.6 - Impedância de aterramento, $\rho=1000\Omega m$	91
Fig. 4.7 - Impedância de aterramento, $\rho=2000\Omega m$	91
Fig. 4.8 - Circuito utilizado no ambiente de simulação PSPICE, $\rho=500\Omega\cdot m$	93
Fig. 4.9 - Circuito utilizado no ambiente de simulação PSPICE, $\rho=2000\Omega\cdot m$	93
Fig. 4.10 - Curva de resposta do aterramento no domínio da frequência para $\rho=500\Omega\cdot m$ (a) e $\rho=2000\Omega\cdot m$ (b).....	94
Fig. 4.11 - Tensão desenvolvida no ponto de entrada do aterramento, quando submetido a um evento impulsivo.....	95
Fig. 5.1 - Configuração da malha de aterramento considerado nas análises.....	98
Fig. 5.2 - Formas de onda de correntes.....	100
Fig. 5.3 - Módulo (a) e ângulo (b) da impedância de aterramento para um solo de $2400\Omega\cdot m$	102
Fig. 5.4 - Módulo (a) e ângulo (b) da impedância de aterramento um aterramento constituído por eletrodos de 45m em solo com diferentes resistividades.....	103
Fig. 5.5 - Tensão resultante no ponto de entrada do aterramento quando submetido a uma onda rápida de corrente ($1,2/20\mu s$), para resistividades de (a) $500\Omega\cdot m$, (b) $1000\Omega\cdot m$ e (c) $2400\Omega\cdot m$	105
Fig. 5.6 - Tensões desenvolvidas no ponto de entrada do aterramento quando submetido a uma onda rápida de corrente ($1,2/20\mu s$) para solos de (a) $1000\Omega\cdot m$ e (b) $2400\Omega\cdot m$	106
Fig. 5.7 - Relação entre a resistividade para baixa frequência e a resistividade dependente da frequência, $\rho_{100Hz}/\rho(f)$	107
Fig. 5.8 - Impedância impulsiva em função do comprimento do eletrodo, definida a partir d uma onda de corrente rápida ($1,2/20\mu s$).....	109
Fig. 5.9 - Comprimento efetivo em função da resistividade para ondas de corrente com diferentes tempos de frente.....	110

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Impedância de aterramentos submetidos a ondas impulsivas.	75
Tabela 2 - Valor das constantes para a resistividade do solo de $500\Omega\cdot\text{m}$	89
Tabela 3 - Valor da constante K_1 para resistividades.....	89
Tabela 4 - Parâmetros primários calculados para $\epsilon_r = 15$	92

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	14
2 MODELAGEM DOS SISTEMAS DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS.....	17
2.1 Introdução	147
2.2 Métodos para o cálculo da impedância de aterramentos	148
2.3 Modelos desenvolvidos a partir da teoria de linhas de transmissão e da teoria eletromagnética: comparação de resultados	17
2.4 Teoria de Linhas de Transmissão aplicada a eletrodos de aterramentos.....	33
2.5 Análise e cálculo dos parâmetros primários da Linha de Transmissão	37
2.6 Considerações relativas à resposta de aterramentos submetidos a correntes impulsivas...54	
2.6.1 Impedância de Aterramento.....	54
2.6.2 Efeitos da propagação de ondas no solo e comprimento efetivo	58
2.6.3 Efeito da intensidade de corrente	57
2.6.4 Variação dos parâmetros do solo com a frequência	58
3 MÉTODO PARA CÁLCULO DE IMPEDÂNCIA DE ATERRAMENTO DAS ESTRUTURAS DE SUPORTE DE LINHAS DE TRANSMISSÃO	61
3.1 Introdução	61
3.2 Modelagem das malhas de aterramentos tipicamente utilizadas em torres de linhas de Transmissão	62
3.3 Validação do modelo	70
3.4 Considerações finais.....	74
4 RESPOSTA DO ATERRAMENTO DE ESTRUTURAS DE SUPORTE E LINHAS DE TRANSMISSÃO COM O AUXÍLIO DO PSPICE.....	77
4.1 Introdução	77
4.2 Impedância do aterramento considerando a variação dos parâmetros do solo com a frequência.....	80
4.3 Impedância do aterramento considerando valores fixos para os parâmetros do solo ..	92
4.4 Considerações finais.....	96
5 ANÁLISE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA DE ATERRAMENTOS	98
5.1 Introdução	98

5.2 Definição das características da malha de aterramento.....	98
5.3 Características das ondas de corrente aplicadas nas malhas de aterramento.....	99
5.4 Impedância no domínio da frequência	100
5.5 Tensão no domínio do tempo	111
5.6 Impedância impulsiva e comprimento efetivo	111
5.7 Considerações finais	111
6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	1111
6.1 Propostas de continuidade do trabalho	1112

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Os sistemas de potência constituem um elemento básico no desenvolvimento econômico e social das sociedades modernas. Respaldados por uma demanda sempre crescente, esses sistemas evoluíram de um conjunto de pequenos sistemas isolados para grandes e complexos sistemas interligados com dimensões nacionais e, até mesmo, continentais. Conseqüentemente, há um aumento da necessidade dos sistemas operarem dentro de padrões de qualidade e continuidade mais rigorosos. No entanto, em certas circunstâncias podem ocorrer interrupções não programadas no fornecimento de energia. Este é o caso quando uma linha de transmissão é atingida por uma descarga atmosférica. Muitas vezes a sobretensão desenvolvida sobre a cadeia de isoladores é superior ao nível básico de isolamento da linha, ocorrendo, conseqüentemente, o seu desligamento. De fato, as descargas atmosféricas são consideradas o evento eletromagnético de maior relevância associado a desligamentos não programados em vários locais do mundo. Em determinadas regiões da Suíça, 40% dos desligamentos não programados em linhas de 66 e 132kV são devidos a esse fenômeno natural [1]. Na Austrália verificou-se índices de desligamento em linhas de 66kV de 20% para aquelas que fazem uso de cabos para-raios e de 55% para as que não utilizam esta técnica [2],[3]. Um amplo estudo apresentado em WHITEHEAD [4], onde foram analisados 11 anos de desempenho de várias linhas de transmissão da TVA (*Tennessee Valley Authority's*), revelou índices percentuais de desligamentos associados às descargas variando entre 16% e 100% para linhas de 161kV e entre 12% e 62% para linhas de 500kV. Já no Brasil, especificamente em Minas Gerais, são atribuídas às descargas cerca de 70% dos desligamentos em linhas de alta tensão [5].

No Brasil esse problema é particularmente importante em virtude de serem frequentes as incidências de descargas e, também, devido ao solo apresentar características bem desfavoráveis. Para minimizar tais ocorrências, normalmente são utilizados dispositivos e técnicas aplicados diretamente às linhas. Nesse sentido, uma técnica amplamente utilizada é o uso de cabos para-raios na intenção de se evitar a incidência direta da descarga sobre os cabos energizados. Contudo, ainda que a descarga seja captada por essa proteção a sobretensão desenvolvida no alto da torre pode ser suficientemente elevada para romper o isolamento da linha através do evento denominado *backflashover*. Para se aumentar a eficácia desta técnica, devem ser

garantidos baixos valores para a impedância das malhas de aterramento das torres das linhas de transmissão. Para alcançar tal objetivo, análises preliminares realizadas ainda na etapa de projeto devem ser apoiadas por ferramentas e modelos computacionais que expressem adequadamente a resposta do aterramento quando submetido a um evento impulsivo como aquele devido a uma descarga atmosférica. Assim, estudos para o desenvolvimento de modelos com tais características são de extrema importância.

Este trabalho insere-se neste contexto apresentando um método para o desenvolvimento de um modelo computacional bastante simples para malhas de aterramento tipicamente encontradas em linhas de transmissão. O texto está organizado em seis capítulos, sendo este primeiro introdutório. Os demais são apresentados a seguir.

No capítulo 2 são abordados alguns aspectos de relevância para o contexto deste trabalho. Inicialmente é feita uma revisão da bibliografia onde são apresentados trabalhos relacionados à modelagem de aterramentos, sendo feita uma breve descrição dos mesmos. Na sequência, em outra seção, os resultados obtidos a partir dos modelos baseados na teoria de campos e na teoria de linhas são comparados com o objetivo de se verificar as condições nas quais ambos produzem resultados próximos, tendo sido adotado este último neste trabalho. Assim, foi incluída uma revisão da teoria de linhas e também é feito um breve estudo sobre as formulações para o cálculo dos seus parâmetros primários. São feitas, ainda, algumas considerações sobre a resposta de aterramentos submetidos a correntes impulsivas.

No capítulo 3 é desenvolvido o modelo para malhas tipicamente encontradas em aterramentos de linhas de transmissão. Para verificar sua validade, os resultados obtidos a partir do modelo proposto são comparados aos obtidos em outro trabalho onde o modelo é baseado na teoria de campos.

No capítulo 4 o modelo desenvolvido é implementado no ambiente de simulação PSPICE. São consideradas as situações nas quais os parâmetros elétricos do solo variam com a frequência como também aquela em que os parâmetros são fixos.

No capítulo 5 são apresentados resultados, com as respectivas análises, oriundos da implementação computacional do modelo apresentado no capítulo 3. É feita a avaliação da resposta transitória dos aterramentos elétricos quando submetidos a uma onda de corrente rápida, representativa para uma descarga atmosférica.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais e algumas sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DOS SISTEMAS DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS

2.1 Introdução

Neste capítulo é inicialmente apresentada uma revisão da bibliografia e dos trabalhos publicados abrangendo os diferentes métodos propostos ao longo do tempo desenvolvidos para dar suporte a projetos envolvendo sistemas de aterramento, sendo feita uma breve descrição de alguns trabalhos relativos ao assunto. De forma geral, verifica-se que são adotadas soluções analíticas, empíricas ou numéricas que estão condicionadas à evolução da capacidade de processamento computacional ocorrido nas últimas décadas. Verifica-se também que, a despeito da grande quantidade de trabalhos encontrados, em todos os casos os modelos são definidos a partir de uma aproximação por teoria de campos eletromagnéticos, teoria de circuitos ou teoria de linhas de transmissão apresentando cada um, vantagens, desvantagens e limites para os domínios de suas validades. Notoriamente os modelos com aproximação por teoria de campos eletromagnéticos apresentam elevado rigor físico e matemático. Entretanto, o seu uso normalmente apresenta um elevado custo computacional. Na seção 2.3 é verificado que para solos de elevada resistividade os resultados obtidos a partir dos modelos com aproximação por teoria eletromagnética e por teoria de linhas apresentam excelente concordância, tendo sido adotado este último neste trabalho. Assim, na seção 2.4 é feita uma revisão da teoria clássica de linhas de transmissão para a aplicação em eletrodos de aterramentos. O modelo baseado na teoria de linhas traz como atrativo o fato de serem necessários recursos computacionais relativamente modestos para sua utilização. Especial atenção é direcionada à escolha da formulação para o cálculo dos parâmetros primários das linhas na seção 2.5. Finalmente, são feitas na seção 2.6 algumas considerações sobre a resposta de aterramentos submetidos a correntes impulsivas.

2.2 Métodos para o cálculo da impedância de aterramentos

A modelagem de um sistema de aterramento encerra considerável complexidade em razão da diversidade de fatores que necessitam ser considerados para a sua realização. Entretanto, no início do século XX, a ainda limitada capacidade de processamento computacional restringia consideravelmente as condições de se lidar com as soluções envolvendo métodos matemáticos mais complexos. Por esta razão alguns pesquisadores recorriam a simplificações dos problemas para se viabilizar soluções.

Towne (1929) foi um dos primeiros pesquisadores a enunciar o problema associado a não linearidade dos sistemas de aterramento. Entretanto, Bewley [6] foi um dos primeiros a realizar um estudo teórico-experimental relacionado ao comportamento transitório dos sistemas de aterramento submetidos a descargas atmosféricas. O autor deduziu em seu trabalho uma expressão para o cálculo da impedância de um cabo contrapeso. Para tanto, foi considerada a aplicação de um degrau unitário de tensão no ponto de entrada do aterramento. A expressão foi obtida considerando os eletrodos como uma linha de transmissão com perdas e parâmetros constantes ao longo de sua extensão.

Bellaschi (1941), Bellaschi et al. (1942) e Bellaschi e Armingtom (1943), obtiveram analiticamente a sobretensão em 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 a ionização do solo 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. Os estudos descrevem a impedância de um eletrodo considerando o efeito de ionização uniformemente distribuído em volta do eletrodo sempre que o campo elétrico crítico, E_0 , é excedido. Esses trabalhos, desde então, têm sido à base de quase todos os modelos em que a ionização do solo é incluída.

Petropoulos (1948), tendo por base os estudos realizados por Bellaschi *et. al.* (1941, 1942, 1943), aplicou correntes de elevada intensidade, aproximadamente 10kA, em aterramentos constituídos por eletrodos esféricos. A partir deste estudo foram definidas equações para a impedância impulsiva para aterramentos com esta característica. Petropoulos enunciou, de forma definitiva, a sensível redução nos valores da resistência quando são formadas descargas na região próxima a superfície dos eletrodos.

Uma das referências bibliográficas mais citadas em estudos relacionados a aterramentos elétricos foi escrito por Sunde (1968). 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 físico e matemático desenvolvendo expressões a partir da teoria eletromagnética, utilizando as equações de Maxwell. Nesta obra, dentre muitos outros aspectos, é feita uma investigação do comportamento dos eletrodos de aterramento submetidos a eventos eletromagnéticos rápidos. Sunde, então, adota uma abordagem baseada na teoria de linhas de transmissão em um meio condutivo. É proposto, ainda, um conjunto de expressões para o cálculo dos parâmetros elétricos de uma linha enterrada. São também estabelecidas relações entre as características de surto dos eletrodos e algumas variáveis como a resistividade e permissividade elétrica do solo, profundidade, diâmetro e comprimento do condutor, separação entre eletrodos e o efeito da ionização do solo.

Os modelos até aqui apresentados, baseados na teoria de linhas de transmissão, são deduzidos analiticamente sob certas aproximações notadamente devido às limitações da capacidade de processamento computacional necessárias em cálculos mais complexos. Para os sistemas de aterramento mais complexos somente se vislumbrava a análise empírica, como a proposta por Gupta e Thapar (1980). Suas investigações foram sintetizadas por fórmulas empíricas objetivando avaliar a impedância impulsiva de malhas de aterramento reticuladas. Nesse estudo surgem os termos, hoje bastante utilizados, *impedância de impulso* definido pela razão entre os valores de pico da tensão e da corrente; *área efetiva* que indica estar apenas uma região da malha associada à dissipação de corrente impulsiva para o solo; *coeficiente impulsivo* definido pela razão entre a impedância impulsiva e a resistência obtida em baixa frequência. Destaca-se o fato de que foi observado que para grandes malhas, quadradas ou retangulares, o efeito da ionização do solo é desprezível.

Uma interessante abordagem foi efetuada por Kosztaluk (1981). Pretendendo investigar o comportamento característico de eletrodos utilizados em malhas de aterramentos de linhas de transmissão e subestações, o autor realizou uma série de ensaios experimentais procurando reproduzir todas as condições e fenômenos que podem ocorrer quando a corrente de uma descarga atmosférica flui para o solo. Foram, então, utilizados circuitos elétricos equivalentes para representar os fenômenos observados.

Foram implementados modelos com componentes discretos como resistores e indutores, tendo sido alcançada uma proximidade satisfatória em relação às análises teóricas.

Velazquez e Mukhedkar (1984) utilizaram um modelamento analítico para estudar a resposta do aterramento submetido a um evento impulsivo. Foram apresentadas análises no domínio do tempo, tendo sido considerados eletrodos com as mesmas características daqueles utilizados na proteção contra descargas atmosféricas de sistemas de potência e instalações industriais. Inicialmente, é feita uma análise de um condutor linear enterrado no solo com permeabilidade, permissividade e condutividade constantes. Na sequência, 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. Traçando um paralelo entre o trabalho desenvolvido por Liew e Darveniza e este, o primeiro considera o fenômeno da ionização do solo através de uma variação fictícia da resistividade do solo e este considera o mesmo fenômeno através de 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 impulsivas do solo em campo elétrico não uniforme, Loboda e Pochanke (1985), consideraram tanto analiticamente quanto experimentalmente o problema transitório associado aos sistemas de aterramento. Ensaio laboratoriais com arranjos simplificados foram conduzidos na tentativa de se reproduzir os fenômenos físicos associados ao problema, utilizando-se amostras selecionadas de solos. As densidades de correntes aplicadas variaram entre valores menores que um e 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 apresenta as propriedades de um eletrodo de dimensões aumentadas, corroborando com os estudos realizados por Velazquez e Mukhedkar (1984).

A partir do início dos anos 80, impulsionado pelo expressivo aumento da capacidade de processamento computacional, observa-se um aumento significativo de estudos cujas soluções são baseadas em métodos numéricos, conforme descrito por Hubing [7]. Apesar de ser realmente grande a quantidade de trabalhos propondo modelos para a análise do comportamento transitório dos sistemas de aterramento, de maneira geral, esses podem ser identificados a partir da aproximação adotada para o desenvolvimento do modelo. Assim, são encontrados modelos baseados na teoria de campos eletromagnéticos (TCE), na teoria de circuitos (TC) e na teoria de linhas de transmissão (TL). A seguir são citados alguns trabalhos com cada uma das aproximações mencionadas, sendo seguida uma sequência cronológica histórica.

No início da década de 80 foram apresentados alguns trabalhos que faziam uso do modelo TL. O procedimento usualmente adotado para a definição desse modelo é a divisão do eletrodo em diversos segmentos, sendo cada um desses representado por um circuito π ou T com parâmetros longitudinais $R + j\omega L$ e parâmetros transversais $G + j\omega C$ distribuídos ao longo de uma linha enterrada no solo. Uma vez definido os parâmetros primários, são, então, resolvidas as equações de propagação de uma onda em uma linha de transmissão. De forma geral, o que diferencia os diversos trabalhos que utilizam este modelo é o modo como os parâmetros são calculados e o método empregado para a solução das equações oriundas da teoria de linhas de transmissão.

Meliopoulos e Moharam (1983) propuseram um modelo baseado na segmentação dos eletrodos de aterramento para o uso da teoria de linhas, sendo cada segmento caracterizado pelos parâmetros R, L, C e G. O parâmetro condutância é calculado utilizando-se Laplace [8],[9]. Os parâmetros L e C são determinados a partir de relações com G válidas para o modo de propagação transversal eletromagnético (TEM). Uma vez definido os parâmetros primários, o método utilizado por Dommel [10] é adotado para solução das equações de propagação na linha. O modelo é utilizado para simulações com eletrodos horizontais e malhas lineares. A partir das simulações, os autores concluem que as sobretensões originadas de uma solicitação ao aterramento são dependentes da separação entre os eletrodos, do tempo de subida da onda aplicada, da resistividade e, também, da permissividade elétrica do solo. Nesse trabalho também apresentam uma maneira de se incluir o modelo ao EMPT/ATP [11].

C. Mazzeti e G. M. Veca, em 1983, apresentaram um modelo matemático para eletrodos horizontais. O eletrodo é considerado infinito sendo modelado com uma linha de

transmissão. O solo é considerado um meio predominantemente condutivo, não sendo considerados os parâmetros R e C. A indutância L e a condutância G são obtidas a partir das expressões clássicas para linhas aéreas, o que parece ser uma suposição fisicamente inconsistente, já que nesse caso a linha de transmissão está enterrada. As equações diferenciais de propagação na linha são solucionadas por integração numérica. São realizadas análises onde são avaliados o comprimento efetivo, a impedância impulsiva e a distribuição de potencial ao longo de condutores horizontais. Os autores concluem que o comprimento efetivo aumenta com a resistividade do solo e que a impedância impulsiva é dependente do comprimento do eletrodo, da condutividade do solo, da intensidade e forma da corrente injetada. Os autores propõem ainda a consideração do efeito de ionização do solo através de um aumento aparente da seção transversal do eletrodo. Esse aumento é estimado a partir da determinação do campo elétrico na superfície do condutor. Sendo o campo elétrico superior ao valor crítico, considera-se que tem início o processo de ruptura elétrica no solo e formação de canais de plasma de alta condutividade. O aumento da condutividade do solo é representado por uma modificação da seção transversal do eletrodo. O novo raio do condutor é definido como a distância, medida a partir do centro do eixo do condutor, na qual o campo elétrico se torna inferior ao valor determinado como crítico.

R. Velazquez e D. Mukhedkar, em 1984, também publicaram um trabalho propondo um modelo para eletrodos horizontais baseado na teoria de linhas de transmissão [12]. Os parâmetros primários da linha são calculados utilizando-se a formulação proposta por Sunde [13]. As equações diferenciais de propagação são solucionadas no domínio da frequência utilizando-se a transformada de Laplace. O efeito de ionização é modelado de forma bastante similar ao trabalho de Mazzeti e Veca [14]. Entretanto, uma maior precisão é obtida no modelo de Velazquez e Mukhedkar já que o eletrodo é dividido em uma série de segmentos, sendo o campo elétrico calculado na superfície de cada um deles. O modelo é aplicado para avaliação da impedância impulsiva e distribuição de potencial para eletrodos horizontais.

Passados alguns anos, em 1987, Papalexopoulos e Meliopoulos apresentaram um novo trabalho [15]. Os autores utilizaram a aproximação por teoria de linhas, como nos casos anteriores. Entretanto, o cálculo dos parâmetros primários foi realizado a partir de uma solução mais elaborada das equações de Maxwell. Neste cálculo, porém, a parcela não conservativa do campo elétrico, que traduz o acoplamento indutivo mútuo, é descartada. Foram feitas simulações para malhas de aterramento de diversos tamanhos inseridas em

solos com diferentes valores de resistividade e permissividade. Apesar de ter sido relativamente grande o número de simulações realizadas, elas se limitaram à frequência máxima de 420Hz, restringindo bastante a aplicabilidade dos resultados gerados na investigação de solicitações associadas a descargas atmosféricas.

No fim no ano de 1989, D. Mukhedkar e outros autores apresentaram um novo trabalho, que propunha um modelo para análise do desempenho de malhas de aterramento frente a fenômenos transitórios [16]. A partir da divisão dos eletrodos em diversos segmentos, cada um deles foi caracterizado por um circuito equivalente a parâmetros concentrados L e G. A rede formada pela conexão de todos os circuitos equivalentes representou a malha de aterramento. A solução dessa rede é processada mediante a aplicação da teoria de circuitos. Apesar de terem sido desprezados os parâmetros resistência e capacitância, a comparação dos resultados obtidos com dados experimentais apresentou boa concordância. Contudo, deve-se ressaltar que os dados empíricos apresentados se referem a algumas situações particulares e solicitações relativamente lentas, o que pode comprometer análises relativas a fenômenos transitórios oriundos da incidência de uma descarga atmosférica.

O modelo baseado na teoria de campos eletromagnéticos é considerado o mais rigoroso pelo fato de serem resolvidas as equações de Maxwell, sendo necessárias simplificações mínimas. Foi inicialmente aplicada para configurações com eletrodos horizontais, estando os primeiros resultados computacionais presentes na tese de Grcev [17]. Em 1990 Grcev e Dawalibi apresentaram um dos mais importantes trabalhos com esta aproximação, onde é descrito de forma detalhada um modelo eletromagnético para transitórios em sistemas de aterramentos. O problema transitório é solucionado no domínio da frequência, aplicando-se, conseqüentemente, a sistemas lineares. A cada frequência é associada uma função de transferência. A solução no domínio do tempo é obtida com a transformada inversa de Fourier. O modelo é baseado na solução de campos eletromagnéticos para segmentos cilíndricos condutores com a aproximação destes por correntes filamentosas. Para cada segmento é calculado o campo elétrico devido às distribuições de corrente e carga ao longo da superfície do condutor, por meio do potencial elétrico escalar e do potencial vetor magnético. O potencial escalar é obtido a partir da integração, ao longo do segmento, da distribuição de carga e da função de Green relacionada. Já o potencial vetor é obtido a partir da integração, ao longo do segmento, da distribuição de corrente e da função de Green relacionada. Para a inclusão dos efeitos devidos à interface solo-ar, são feitas modificações nas funções de Green. Estes termos

envolvem as integrais de Sommerfeld. A equação integral para o campo elétrico e a solução das integrais de Sommerfeld definem, então, o modelo matemático. Já a solução do modelo é obtida a partir da aplicação do Método de Momentos. Apesar deste primeiro trabalho não apresentar resultados computacionais para validar o modelo descrito, ele foi bem aceito pela comunidade científica.

Nekhoul *et al.* (1996), propuseram um outro modelo baseado na teoria de campo eletromagnético [18],[19]. 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.

Já no final da década de 90, que teve a predominância do uso de modelos com aproximação por teoria de campos eletromagnéticos, novos modelos baseados na teoria de linhas e de circuitos foram propostos. Mais precisos e robustos em relação àqueles apresentados ao longo da década de 80, têm sido predominantemente utilizados por pesquisadores do tema durante os últimos anos. Alguns trabalhos dentro dessa nova tendência são descritos a seguir.

Em 1999 Otero, Cidrás e Álamo apresentaram um novo método para se analisar o desempenho de sistemas de aterramentos utilizando-se um modelo definido a partir da teoria de circuitos, sendo a solução obtida através de análises nodais [20]. O sistema de aterramento é considerado como uma rede de condutores cilíndricos interconectados. Cada condutor é inicialmente dividido em diversos segmentos. A metodologia proposta é baseada no estudo dos acoplamentos indutivo, capacitivo e condutivo entre esses segmentos. Cada segmento é considerado uma fonte de corrente longitudinal em seu interior e de uma corrente transversal que deixa o condutor em direção ao solo. Os segmentos são definidos com dimensões suficientemente pequenas de maneira que o potencial em relação ao infinito em cada um desses possa ser considerado constante e igual à média entre suas tensões nodais. A partir destes conceitos é proposto um circuito equivalente do sistema de aterramento constituído por nós e ramos. Cada ramo possui uma resistência própria e indutâncias própria e mútua associadas. Cada nó, devido aos efeitos capacitivos e à condutividade do meio circundante, possui uma fonte de corrente

para o solo. A corrente é aplicada em um ou mais nós. O circuito elétrico equivalente obtido é tratado com a tradicional técnica de análise nodal. Embora a solução seja tratada no domínio da frequência, análises transitórias no domínio do tempo foram realizadas com o uso da transformada inversa de Fourier. Os resultados obtidos a partir deste modelo foram comparados aos obtidos por Grcev [21], tendo sido verificado boa concordância. No início do ano 2000, os autores Otero e Cridrás, juntamente com Garrido, publicaram uma continuação desse trabalho incluindo o efeito da ionização do solo [22]. A inclusão da ionização é feita considerando-se um aumento do raio daqueles segmentos a partir dos quais ocorre a formação de canais de descarga para o solo. Para tanto, admite-se que a formação dos canais ocorre nas situações em que o campo elétrico normal a cada segmento é superior a um valor limite. Os resultados obtidos a partir da metodologia descrita foram comparados com aqueles obtidos por Liew e Darveniza [23], tendo sido verificada uma boa concordância.

Liu e outros pesquisadores publicaram em 2001 um trabalho onde os eletrodos de aterramento são modelados a partir de uma aproximação por teoria de linhas [24]. O acoplamento entre os condutores é considerado a partir do cálculo das capacitâncias, condutâncias e indutâncias mútuas. Esses e os demais parâmetros da linha (R, L, G e C) são obtidos com o auxílio do *software Ace* da ABB [25]. Uma vez definidos os parâmetros, cada eletrodo é dividido em segmentos de pequena dimensão representados por um circuito concentrado. Os circuitos concentrados resultantes desse procedimento são implementados e simulados no EMTP/ATP [26]. Para fins de validação, os autores realizaram simulações considerando configurações similares às realizadas por Grcev em dois de seus trabalhos [21], [27], tendo sido verificada uma boa concordância entre os resultados. Os autores ainda analisaram a influência dos parâmetros do solo permissividade relativa e resistividade e, ainda, o diâmetro do eletrodo na distribuição da tensão transitória no sistema de aterramento. Os resultados obtidos mostraram que a permissividade relativa possui influência moderada em solos de baixa resistividade, o que levou os autores a desprezarem o acoplamento capacitivo na maioria das simulações. Contudo, destacam a importância deste parâmetro em solos de resistividade elevada, devendo ser considerado para a obtenção de resultados mais precisos. A condutividade do eletrodo e o efeito pelicular praticamente não influenciam o pico de tensão transitória do sistema de aterramento. Já o aumento do diâmetro do eletrodo tende a diminuí-lo.

Lorentzou e outros apresentaram um modelo também baseado na teoria de linhas de transmissão em 2003 [28]. O procedimento adotado é aquele característico deste tipo

de abordagem em que os eletrodos são segmentados, sendo cada um representado por um circuito com parâmetros concentrados. As distribuições de tensão e corrente ao longo do eletrodo são obtidas a partir da solução das Equações do Telegrafista [29]. No procedimento de solução de tais equações, os autores estabelecem uma relação entre a corrente aplicada, representada por uma dupla exponencial, e as tensões nodais. Esse procedimento permite a obtenção de expressões matemáticas fechadas para corrente e tensão ao longo do eletrodo. O fenômeno de ionização é considerado a partir de uma variação dinâmica do raio do eletrodo. A formulação é utilizada na investigação de eletrodos horizontais, típicos de aterramentos de linhas de transmissão. Os resultados são comparados aos obtidos a partir de modelos baseados na teoria de circuitos, linhas de transmissão e simulações no EMTP/ATP. Os resultados também foram validados com dados experimentais obtidos por outros autores. Em todos os casos foi verificada uma boa concordância de resultados.

Em 2005, Jinliang He e outros publicaram um trabalho com o objetivo de se avaliar o comprimento efetivo de cabos contrapeso quando submetidos a uma descarga atmosférica [30]. Nas análises teóricas os autores adotaram uma abordagem baseada na teoria de linhas de transmissão, sendo os parâmetros primários calculados a partir de expressões obtidas por Sunde [13]. Para a inclusão do efeito de ionização do solo foi utilizada a mesma metodologia adotada por Velazquez e Mukhedkar [12]. Os autores não deixam claro como são solucionadas as equações das linhas de transmissão. A partir do modelo descrito, são investigados os fatores que influenciam o comprimento efetivo dos cabos contrapeso, tendo sido observado um aumento com a resistividade do solo e tempo de frente de onda e uma diminuição com a magnitude da corrente. Alguns resultados teóricos são comparados com medições. Apesar de o modelo apresentado ser relativamente simples é observada uma ótima concordância entre simulações e medições. Com base nos dados medidos e simulados, a partir da técnica dos mínimos quadrados, é definida uma fórmula para se estimar o comprimento efetivo de cabos contrapeso. Em 2008, os autores apresentaram um novo trabalho em que o mesmo modelo é estendido para representação de malhas de aterramento reticuladas [31]. A influência de diferentes parâmetros no desempenho de uma malha de aterramento frente a uma corrente de descarga é analisada. De acordo com os autores o desempenho é influenciado pela forma de onda injetada, amplitude e ponto de injeção. O conceito de área efetiva da malha de aterramento é investigado e, a partir de simulações, os autores apresentam uma fórmula para o raio efetivo dos eletrodos utilizados na construção de malhas para proteção contra descargas atmosféricas.

2.3 Modelos desenvolvidos a partir da teoria de linhas de transmissão e da teoria eletromagnética: comparação de resultados.

A despeito da existência de uma grande quantidade de trabalhos onde são realizadas simulações, é oportuno ressaltar a quase que total inexistência daqueles em que tenham sido realizadas medições de campo ou laboratoriais. De fato, os modelos para simulação encontrados na literatura têm como referência quase que somente as medições realizadas pela *Electricité de France* (EDF). Também, alguns trabalhos adotam como referência os resultados obtidos através dos modelos desenvolvidos rigorosamente a partir da teoria de campos eletromagnéticos, possivelmente na expectativa de se contornar as limitações decorrentes desta falta de dados experimentais. Neste caso, é possível definir as condições para as quais esse modelo e aquele desenvolvido a partir da Teoria de Linhas produzem resultados muito próximos, como mostrado a seguir.

Recentemente Grcev [32] apresentou um trabalho onde é feita a comparação dos resultados obtidos através dos modelos baseados na Teoria de Circuitos (TC), Teoria de Linhas de Transmissão (TL) e Teoria de Campos Eletromagnéticos (TCE) nos domínios do tempo e da frequência. São analisados aterramentos constituídos por eletrodos verticais e horizontais de variados comprimentos, enterrados em solos de resistividades também variadas. Os parâmetros *RLC* utilizados nos modelos TC e TL são calculados a partir das equações, apresentados a seguir neste trabalho, propostas por Sunde[13].

O autor apresenta gráficos, na faixa de 100Hz a 10MHz, do módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de aterramento. Os resultados computacionais para um eletrodo vertical de aterramento modelado através das três aproximações são apresentados na Fig. 2.1, Fig. 2.3 e Fig. 2.5 para diferentes comprimentos e resistividades de solo. O eletrodo é considerado como sendo de cobre e tendo raio de 2.5cm. Ainda, a permissividade elétrica relativa é 10.

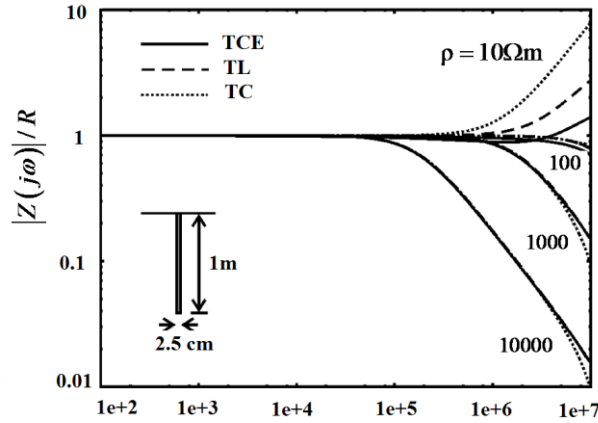


Fig. 2.1 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo vertical de 1m. Adaptado de [32].

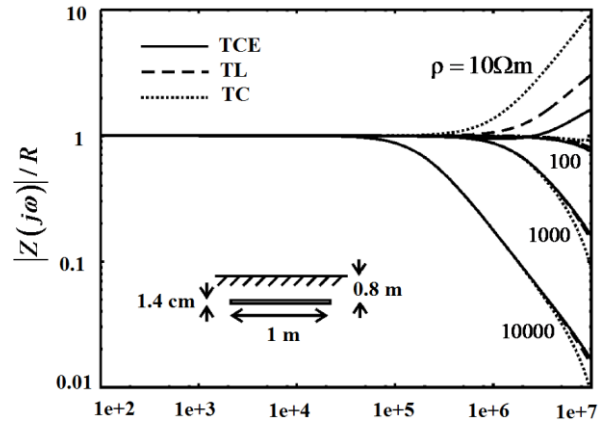


Fig. 2.2 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo horizontal de 1m. Adaptado de [32].

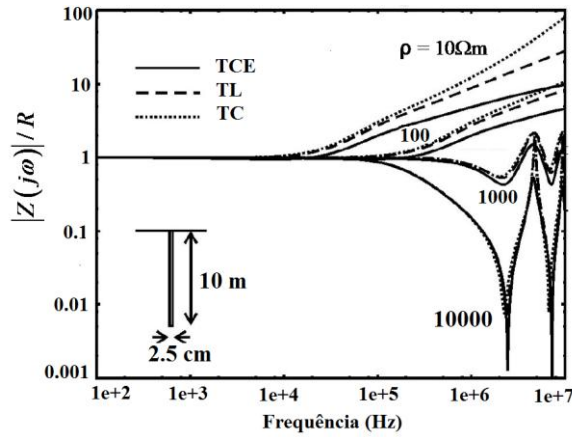


Fig. 2.3 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo vertical de 10m. Adaptado de [32].

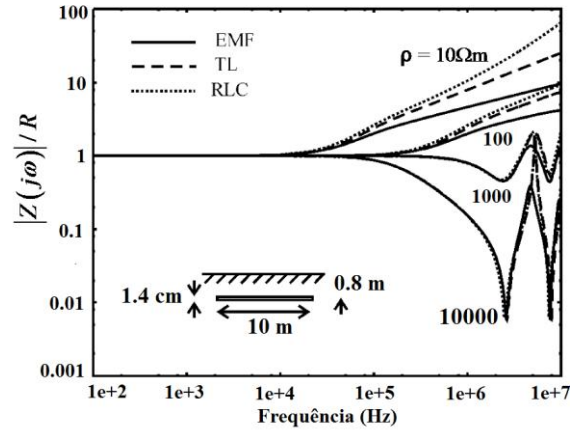


Fig. 2.4 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo horizontal de 10m. Adaptado de [32].

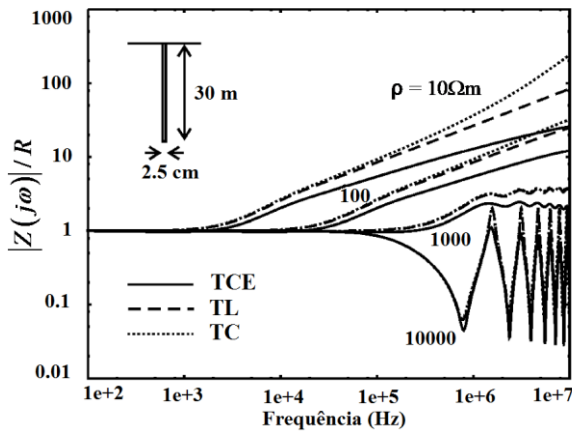


Fig. 2.5 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo vertical de 30m. Adaptado de [32].

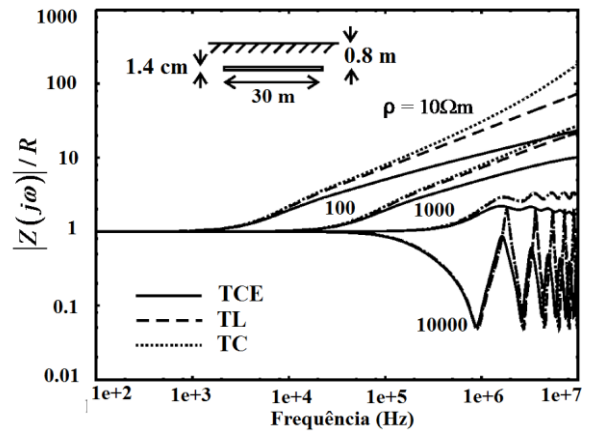


Fig. 2.6 - Módulo da impedância harmônica normalizada com a resistência de baixa frequência para um eletrodo horizontal de 30m. Adaptado de [32].

A Fig. 2.2, Fig. 2.4 e Fig. 2.6 estão organizadas de forma semelhante, porém o eletrodo de aterramento é horizontal. Neste caso, o eletrodo tem 1.4cm de diâmetro estando enterrado a uma profundidade de 0.8m. Comparando os resultados obtidos entre os eletrodos de mesmo comprimento, horizontal e vertical, fica evidente que, a despeito das diferenças em R, as respostas dos aterramentos são muito semelhantes para altas frequências.

As figuras mostram ainda que, em todas as situações, existe uma frequência limite abaixo da qual a resposta do aterramento não varia, não existindo, portanto, dependência da frequência ($|Z| \approx R$). Acima desta frequência existe dependência, tendo a resposta características indutivas ($|Z| > R$) e/ou capacitivas ($|Z| < R$). Essa frequência foi denotada frequência característica, F_c , por Geri [33], tendo sido definida a partir do modelo TC. Grcev (1998) também propôs uma fórmula empírica para F_c tendo sido desenvolvida a partir do modelo TCE, sendo:

$$F_c = \rho(0.6/1)^{2,3} \quad (2.1)$$

onde, F_c é a frequência característica (MHz), ρ é a resistividade do solo (Ωm) e 1 é comprimento do condutor (m).

Ainda, a característica indutiva/capacitiva da resposta do aterramento é fortemente dependente da resistividade do solo, ficando evidente a importância do efeito capacitivo em solos de resistividade elevada. Entretanto, a observação de maior relevância, no contexto desta seção, reside no fato de que em todas as situações os resultados obtidos a partir do modelo TL e do modelo TCE tornam-se mais próximos à medida que a resistividade do solo aumenta. Por inspeção, verifica-se que para valores de resistividade do solo maiores que $1000\Omega\cdot\text{m}$ os resultados obtidos através dos modelos TL e TCE são bem próximos.

Recentemente, também, Alípio [34] apresentou sua dissertação de mestrado à banca examinadora do Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática e Computacional do CEFET/MG. Neste trabalho, o autor, após uma ampla análise dos modelos desenvolvidos a partir da teoria de circuitos, da teoria de linhas de transmissão e da teoria de campos eletromagnéticos, optou por utilizar este último devido à menor necessidade de simplificações, à elevada consistência física e robustez matemática oferecida por esta técnica. Ao longo do trabalho é feita uma comparação entre os

resultados obtidos a partir do modelo proposto, baseado na teoria de campos, e de outro que é baseado na teoria de circuitos. O aterramento é caracterizado por uma haste de 3m de comprimento, raio de 1,25cm e solo com valores de resistividades de $1000\Omega\cdot m$ e $2000\Omega\cdot m$. A permissividade elétrica relativa considerada é 10. A Fig. 2.7 e a Fig. 2.8 mostram os resultados obtidos para o módulo da impedância, observando-se uma ótima concordância em praticamente toda a faixa de frequência considerada. Cabe ainda mencionar que Alípio ainda apresenta as curvas relativas aos ângulos das impedâncias para ambos os casos, omitidas aqui, tendo sido verificada, também, ótima concordância.

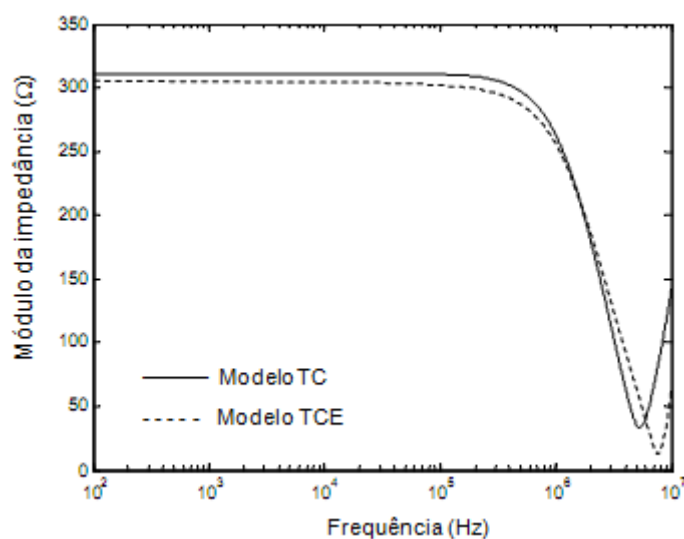


Fig. 2.7 – Módulo da impedância de aterramento para uma haste em solo de resistividade $\rho = 1000\Omega\cdot m$. Adaptado de [34].

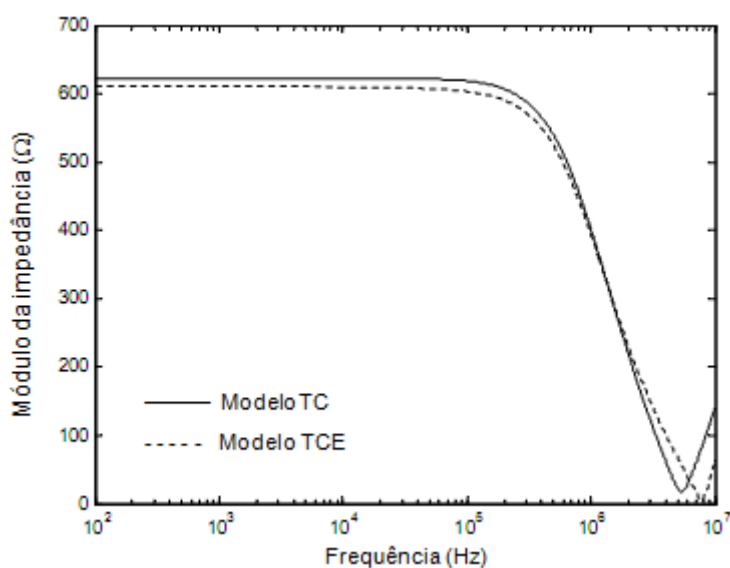


Fig. 2.8 – Módulo da impedância de aterramento para uma haste em solo de resistividade $\rho = 2000\Omega\cdot m$. Adaptado de [34].

São observadas também, na Fig. 2.7 e na Fig. 2.8, diferenças de valores para frequências acima de 4MHz, o que não compromete as análises para eventos impulsivos associados à descargas atmosféricas. Neste caso, como bem observou Alípio, a faixa de frequência para ondas típicas de corrente variam de 100Hz a 1Mhz, estando bem abaixo daquela em que as diferenças ocorrem [34]. Tal assertiva é corroborada através da avaliação da sobretensão transitória resultante da injeção de uma onda de corrente impulsiva em uma haste de aterramento vertical modelada a partir da teoria de campos e da teoria de circuitos. A Fig. 2.9 ilustra a resposta no domínio do tempo de um aterramento constituído por uma haste imersa em um solo de resistividade 2000 Ω .m quando submetido a uma corrente com tempo de frente de 0,7 μ s e meia onda de 20 μ s. Observa-se que os resultados obtidos a partir de ambos os modelos apresentam excelente concordância.

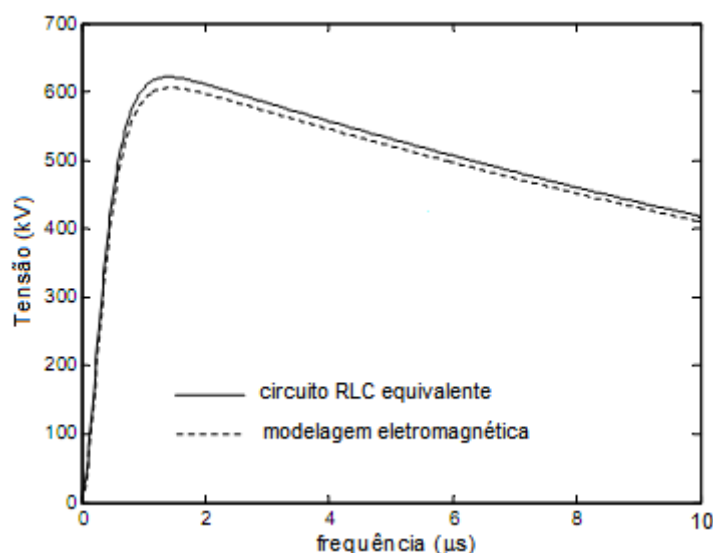


Fig. 2.9 - Resposta transitória do aterramento constituído por uma haste, $\rho = 2000\Omega$.m. Retirado de [34].

Cabe finalmente destacar que, apesar desta comparação ter sido realizada utilizando-se um eletrodo relativamente pequeno, o autor, em outro trabalho [35] chegou a resultados bastante similares onde a comparação foi realizada utilizando-se hastes maiores.

Na intenção de se analisar comparativamente os resultados obtidos através de medições e os obtidos através de modelos teóricos, Grcev e Arnautovski utilizaram modelos desenvolvidos a partir da teoria eletromagnética, da teoria de circuitos e da teoria de linhas em [36]. Os dados experimentais utilizados foram obtidos pela EDF, resultado de um extenso registro de medições de campo [37],[38].

Citando apenas a análise comparativa de maior interesse no contexto desta seção, os autores consideram um aterramento caracterizado por um eletrodo vertical de cobre com 16m de comprimento e área de seção de 50mm² inserido em um “poço” com 62mm de diâmetro. O espaço entre a haste e a terra é preenchido com betonita e água. A resistividade dessa mistura semi-líquida é de 1Ωm e a do solo é de 1300Ωm. Para a simulação foi considerada uma resistividade equivalente no valor de 450Ωm e uma permissividade elétrica relativa igual a 10. A Fig. 2.10 mostra que as respostas de aterramento obtidas a partir dos modelos teóricos apresentam excelente proximidade com os dados de medições, sobretudo para aquele modelo que teve como base a teoria de linhas. Este resultado, de certa forma, chega mesmo a ser surpreendente, já que sabidamente os modelos com aproximação por teoria de campos são fisicamente mais rigorosos. Por outro lado, fica evidente o fato de que a precisão desejada em soluções de engenharia, dependendo da aplicação, pode vir acompanhada de certa flexibilidade, já que ambos os modelos produziram resultados apenas aproximados daqueles medidos.

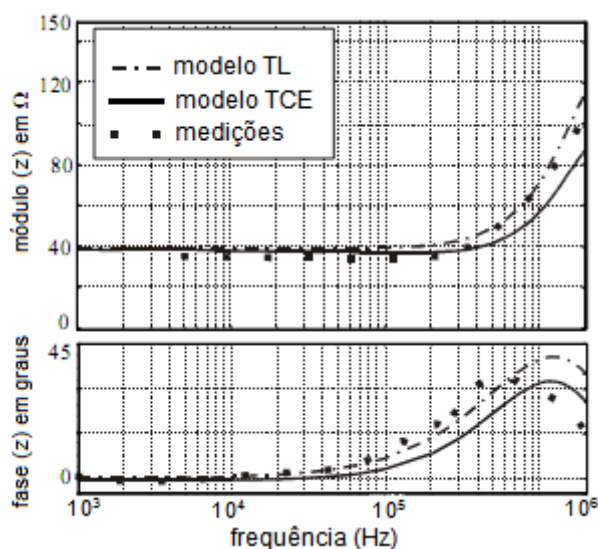


Fig. 2.10 - Módulo e ângulo da impedância de aterramento, simulada e medida. Adaptado de [36].

Conclusivamente, os trabalhos analisados nesta seção mostram que quanto maior a resistividade do solo melhor a concordância dos resultados obtidos através do modelo desenvolvido a partir da teoria de linhas comparativamente ao modelo que tem por base a teoria campos. Desta forma, considerando sua relativa simplicidade e boa precisão, o modelo com aproximação por teoria de linhas mostra-se bastante adequado para análises nos casos em que a resistividade do solo é elevada. Tal aspecto é de grande relevância, devido aos solos com esta característica corresponderem à maioria dos casos práticos encontrados no Brasil e, particularmente, em Minas Geras que tem valores medianos de

resistividade do solo de $2400\Omega\text{m}$ [39],[40]. É importante destacar que nesta seção foram feitas análises comparativas apenas para configurações básicas de aterramentos, constituídas por um único eletrodo horizontal ou vertical. Apesar desta simplicidade, esta é uma condição bastante adequada no contexto deste trabalho, como será verificado mais adiante, por serem os eletrodos elementares a base do modelo que será proposto para o cálculo da impedância de aterramento de torres de linhas de transmissão, que têm configuração mais elaborada. Desta forma, a seguir é feita uma pequena revisão da teoria de linhas de transmissão que é aplicável a eletrodos elementares.

2.4 Teoria de Linhas de Transmissão aplicada a eletrodos de aterramentos

Embora os modelos com parâmetros concentrados (MPC) sejam de fácil compreensão, eles são aproximações das leis fundamentais do eletromagnetismo. Em circuitos com sinais de baixa frequência, e conseqüentemente, com sinais de grandes comprimentos de onda, os MPC produzem resultados com precisão suficiente para dimensionamentos elétricos. Entretanto, à medida que as frequências aumentam os efeitos não previstos em tais modelos se traduzem em erros de avaliação tornando o seu uso inadequado [41],[42]. Neste caso, é necessária a utilização de modelos com parâmetros distribuídos, onde um condutor é modelado por uma linha de transmissão ao longo do eixo z . A linha é segmentada em diversas seções de comprimento Δz , sendo cada uma dessas seções representada por um circuito elétrico constituído por dois elementos em série (uma resistência por metro, R , e uma indutância por metro, L) e dois elementos em paralelo (uma condutância por metro, G , e uma capacitância por metro, C) [41],[43], como pode ser verificado na Fig. 2.11.

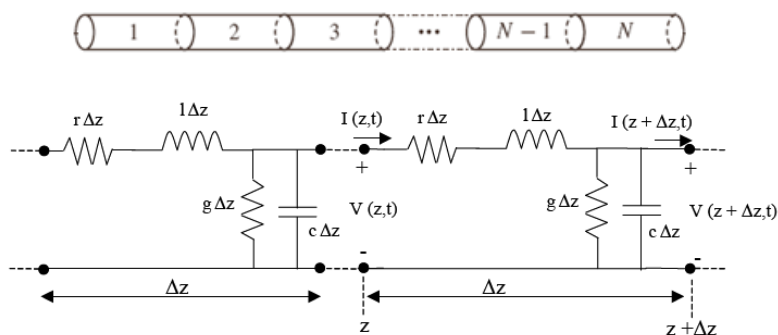


Fig. 2.11 - Eletrodo de aterramento segmentado e sua representação através de um circuito RLCG.

Como a propagação ocorre ao longo da linha, deve ser considerada a influência que cada seção exerce na onda durante o trajeto. A Fig. 2.12 mostra o circuito elétrico que representa um segmento do eletrodo de aterramento no solo. A corrente injetada tem duas componentes diferentes, sendo uma corrente transversal que é parcialmente dispersada para o solo e outra, longitudinal, que é transferida para o restante do comprimento do eletrodo.

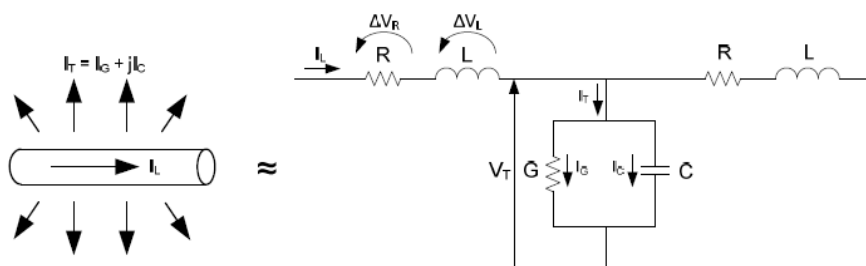


Fig. 2.12 - Componentes de corrente no solo e circuito equivalente do aterramento.

Como se pode verificar, a corrente longitudinal está associada a efeitos de natureza indutiva devido ao campo magnético produzido principalmente fora do condutor e, também, perdas de natureza resistiva, interna ao material. Já a corrente transversal está associada à dispersão de correntes condutivas e capacitivas para o solo.

Uma vez definidas as características geométricas do eletrodo de aterramento, a parcela de corrente que se dispersa transversalmente é dependente somente das propriedades do solo onde se encontra. Deve-se observar que a impedância transversal apresenta uma parcela condutiva e outra capacitiva, sendo a corrente de condução proporcional à condutividade elétrica do solo, σ , estando em fase com a tensão transversal V_T . Já a corrente de deslocamento é proporcional ao produto da frequência angular associada ao fenômeno solicitante pela permissividade elétrica do conjunto solo-ar, $\omega\epsilon$, estando defasada de 90° da tensão transversal V_T .

A partir do modelo apresentado na Fig. 2.12, as equações gerais que descrevem a propagação dos sinais de tensão e de corrente são deduzidas [41],[42],[44].

$$-\frac{\partial v}{\partial z} = Ri(z,t) + L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (2.2a)$$

$$-\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = Gv(z,t) + C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (2.2b)$$

onde, R é a resistência por metro [Ω/m]; G é a condutância por metro [S/m]; L é a indutância por metro [H/m] e C é a capacitância por metro [F/m].

Para um sinal de excitação harmônico, as equações podem ser escritas em termos dos fasores de tensão e de corrente, $\hat{V}(z)$ e $\hat{I}(z)$, sendo [41],[42],[44]:

$$-\frac{d\hat{V}(z)}{dz} = (R + j\omega L)\hat{I}(z) \quad (2.3a)$$

$$-\frac{d\hat{I}(z)}{dz} = (G + j\omega C)\hat{V}(z) \quad (2.3b)$$

Diferenciando uma das equações em relação à z e substituindo na outra, são definidas as equações desacopladas fasoriais. Assim,

$$\frac{d^2\hat{V}(z)}{dz^2} = \underbrace{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}_{\gamma^2} \hat{V}(z) \quad (2.4a)$$

$$\frac{d^2\hat{I}(z)}{dz^2} = \underbrace{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}_{\gamma^2} \hat{I}(z) \quad (2.4b)$$

onde, γ é a constante de propagação, sendo a parcela real e a imaginária correspondentes às constantes de atenuação, α , e de fase, β , respectivamente. Deve-se ressaltar que, apesar desta designação, α e β não são necessariamente constantes devido à sua dependência em relação à frequência.

As soluções das equações diferenciais de segunda ordem (2.4) para a tensão e a corrente são bem conhecidas, sendo [41],[42]:

$$\hat{V}(z) = \hat{V}^+ e^{-\gamma z} + \hat{V}^- e^{\gamma z} \quad (2.5a)$$

$$\hat{I}(z) = \hat{I}^+ e^{-\gamma z} + \hat{I}^- e^{\gamma z} \quad (2.5b)$$

onde o sobrescrito positivo indica uma onda propagando no sentido crescente de z e o negativo uma onda propagando no sentido contrário.

A relação entre a tensão e a corrente é denotada *impedância característica* da linha, sendo definida por [41],[42]:

$$\frac{\hat{V}^+}{\hat{I}^+} = -\frac{\hat{V}^-}{\hat{I}^-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \hat{Z}_c \quad (2.6)$$

Deve-se observar que para uma linha de comprimento “infinito” somente existirá propagação no sentido positivo, z^+ . O mesmo ocorre em linhas de comprimento finito cuja terminação, na região da fronteira, tenha o mesmo valor da impedância característica da linha, existindo, neste caso, *casamento de impedâncias*. No caso de uma linha descasada haverá reflexão de parte da onda incidente, V^+ . A onda refletida, V^- , é, então, dependente de um *coeficiente de reflexão*, Γ , onde $V^- = \Gamma V^+$, e:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2.7)$$

onde,

Γ_L = coeficiente de reflexão na carga;

Z_L = impedância de carga;

Z_C = impedância característica.

Para o caso geral, a impedância da linha em um ponto qualquer é definida como a relação entre a tensão, $\hat{V}(z)$, e a corrente, $\hat{I}(z)$, na posição de interesse. A impedância de entrada, Z_{in} , é definida, portanto, como a relação entre a tensão e a corrente no início da linha [41],[42], como indicado na figura Fig. 2.13.

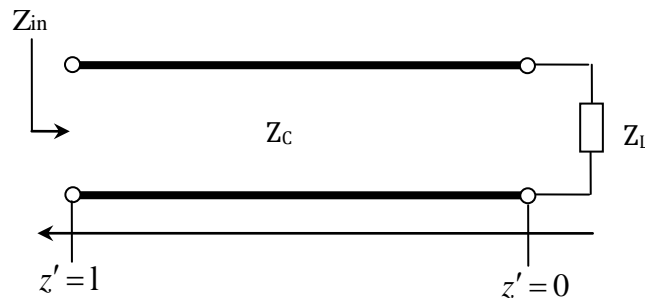


Fig. 2.13 - Impedância de entrada em uma linha de transmissão com uma carga qualquer Z_L .

Assim, partindo das equações de linha de transmissão, a solução geral para a impedância de entrada é deduzida para a situação onde se tem uma carga qualquer Z_L [41],[42][44], sendo:

$$Z_{in} = Z_C \left(\frac{Z_L \cosh(\gamma l) + Z_C \sinh(\gamma l)}{Z_C \cosh(\gamma l) + Z_L \sinh(\gamma l)} \right) = Z_C \left(\frac{Z_L + Z_C \tanh(\gamma l)}{Z_C + Z_L \tanh(\gamma l)} \right) \quad [\Omega] \quad (2.8)$$

A equação (2.8) deixa evidente que a impedância na entrada da linha é dependente de vários fatores, sendo eles a impedância de carga, os parâmetros primários da linha, a frequência do sinal e o comprimento da linha.

É importante ressaltar que o modelo analisado se aplica apenas a aterramentos de configuração elementar constituídos por um único eletrodo. Os modelos de sistemas de aterramentos de maior complexidade, constituídos por mais de um eletrodo, devem incluir também, de forma complementar, os acoplamentos eletromagnéticos mútuos entre as partes que compõem o sistema [45]. Neste caso, para se conhecer a resposta completa é necessária a solução de um conjunto de circuitos similares ao apresentado, conectados de acordo com a geometria do aterramento, devendo ser incluídos os efeitos mútuos entre as partes [46]. Numa abordagem generalizada, a solução desta rede expressa a impedância do aterramento vista do ponto de entrada de corrente, sendo definida pela razão entre a elevação de potencial neste ponto em relação a uma referência distante e a corrente injetada. Este importante conceito é discutido mais adiante na subseção (2.6.1).

2.5 Análises e cálculo dos parâmetros primários da Linha de Transmissão

Os aterramentos mais comumente encontrados são constituídos por eletrodos verticais e/ou horizontais. Para as análises que são feitas a seguir, considera-se um condutor horizontal cilíndrico de raio r , enterrado a uma profundidade h , em um solo homogêneo de permissividade elétrica ϵ ($\epsilon_0 \cdot \epsilon_r$) e resistividade ρ , conforme Fig. 2.14.

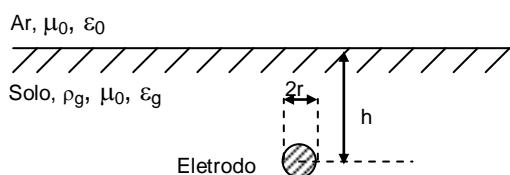


Fig. 2.14 – Eletrodo de aterramento sob o solo.

O procedimento usual no desenvolvimento de modelos a partir da Teoria de Linhas de Transmissão, como já mencionado, é a divisão dos eletrodos em diversos segmentos sendo cada um representado por um circuito *RLC*. Entretanto, na literatura também é encontrada uma abordagem em que os segmentos são modelados por circuitos *ZY*, conforme Fig. 2.15.

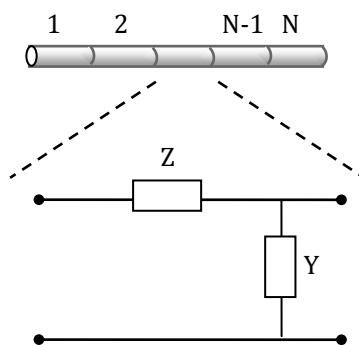


Fig. 2.15 - Segmento de eletrodo modelado por uma impedância, *Z* e uma admitância, *Y*.

Neste caso, *Z* corresponde a uma impedância e *Y* a uma condutância. É importante ressaltar que, nesta abordagem, os parâmetros *Z* e *Y* não são os parâmetros *RLC* normalmente considerados na teoria de linhas. Aqui os autores propõem expressões matemáticas na forma fechada para o cálculo de *Z* que são escritas diretamente em função dos parâmetros do solo ρ , μ e ϵ , já que $\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$. Para essa situação, as equações para o cálculo dos parâmetros secundários são definidas pelas seguintes expressões:

$$Z_c^2 = Z / Y \quad (2.9a)$$

$$\gamma^2 = ZY \quad (2.9b)$$

Nesta abordagem, são apresentadas as expressões para o cálculo da impedância *Z*. Uma vez conhecidas as características do solo, os parâmetros ρ , ϵ e μ passam também a ser conhecidos. Consequentemente, a constante de propagação pode ser calculada. Assim, a admitância também pode ser calculada, já que $\gamma^2 = ZY \Rightarrow Y = \gamma^2 / Z$. Sendo agora conhecida a impedância, *Z*, e a admitância, *Y*, a impedância característica (2.9a) pode ser calculada. Finalmente, a impedância de entrada da linha pode ser obtida.

As expressões para o cálculo do parâmetro *Z* são, basicamente, deduzidas a partir da teoria eletromagnética ou advêm da evolução de modelos propostos por diversos pesquisadores.

O primeiro modelo matemático para a impedância de aterramento com condutores sob o solo foi proposto por Pollaczek, que tem como limite de validade frequências que atendam a condição $\omega = \sigma_g \cdot \epsilon_g^{-1}$. Alternativamente, usa-se a constante de propagação $\gamma' = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma}$ [47]. O modelo desenvolvido por Saad [48] é uma aproximação muito boa para as equações de Pollaczek, produzindo, ainda, resultados semelhantes ou melhores do que os obtidos pelos modelos apresentados por Wedepohl e Wilcox [49], Ametani [50],[51] e Semlyen [52]. Entretanto, estes modelos não consideram a corrente de deslocamento, o que limita os domínios de sua aplicação a frequências mais baixas.

$$Z^{\text{Saad}} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left(K_0(\gamma'r) + \frac{2e^{-2h\gamma'}}{4 + r^2(\gamma')^2} \right) \quad (2.10)$$

Numa abordagem mais abrangente, o valor da impedância obtida através da equação (2.11), proposta por Sunde [13], mostra-se mais adequada para cálculos que envolvam eventos impulsivos em meios onde a corrente de deslocamento é significativa. Isto porque Sunde inclui essa parcela de corrente em sua formulação. Entretanto, uma análise um pouco mais cuidadosa revela grande similaridade entre as expressões propostas por Pollaczek e Sunde. De fato, se a corrente de deslocamento for incluída à constante de propagação da expressão de Pollaczek, ambas se tornam bastante semelhantes.

$$Z^{\text{Sunde}} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left(K_0(\gamma r) - K_0\left(\gamma\sqrt{r^2 + 4h^2}\right) + 2 \int_0^\infty \frac{e^{-2h\sqrt{\lambda^2 + \gamma^2}} \cos(\lambda r)}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma^2}} d\lambda \right) \quad (2.11)$$

Apesar da coerência existente na equação proposta por Sunde, é necessário ressaltar que à medida que a frequência aumenta os termos da integral convergem lentamente demandando maior tempo de processamento computacional e, ainda, podendo ocorrer erros de truncamento. Ainda, os termos da função de Bessel de segundo tipo e ordem zero, $K_0(\cdot)$, oscilam quando a frequência se aproxima de 1MHz. Cumpre ainda mencionar que $\gamma = \sqrt{j\omega\mu_0(\sigma + j\omega\epsilon)}$.

Outros pesquisadores também desenvolveram modelos matemáticos para o cálculo da impedância. Tendo como referência a teoria eletromagnética, Wait [53] deduziu

a expressão “exata” (2.12) para o cálculo. O autor também mostra que sendo atendida a condição $h \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \omega^2} = 1$, são válidas a aproximação quase-estática e as análises feitas através da Teoria de Linha de Transmissão. Tal condição é atendida quando as frequências envolvidas estão limitadas à 5MHz e a profundidade está entre 0.5m e 1m. Cabe ressaltar, ainda, que esta equação produz resultados muito próximos daqueles obtidos pela equação (2.11), proposta por Sunde.

$$\left. \begin{aligned} Z^{\text{Wait}} &= \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} (1 + \Delta) \ln \left(\frac{-j1.12}{\kappa r} \right) \\ \kappa &= \sqrt{\varepsilon\mu_0\omega^2 - j\omega\mu_0\sigma} \\ \zeta &= j2\kappa d \\ \Delta &= \frac{1}{K_0(j\kappa r)} \left(\begin{aligned} &K_0(\zeta) + \frac{2}{\zeta} K_1(\zeta) + \\ &-\frac{2}{\zeta} K_1(1-\zeta)e^{-\zeta} \end{aligned} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Outro modelo encontrado na literatura foi o proposto por Vance [54]. Ao contrário dos anteriores a interface solo-ar não é considerada, sendo a impedância independente da profundidade do eletrodo. A dependência está associada apenas ao raio do condutor. Este modelo faz uso das funções de Henkel, $H_{1,0}(\cdot)$, tornado o cálculo mais complexo. Numa abordagem mais simples, porém de mesmo efeito, Petrache *et al.*[55] desenvolveram um modelo logarítmico para o cálculo da impedância formalizada através da equação (2.13).

$$Z^{\text{LOG}} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{1 + \gamma \cdot r}{\gamma \cdot r} \right) \quad (2.13)$$

O fato dos modelos de Vance e Petrache *et al.* não considerarem a interface solo-ar poderia levar ao questionamento da validade sua de aplicação. Nesse sentido, Wait [53] afirma que os modelos que consideram o solo como um meio infinito são aplicáveis desde que atendam a condição em que $\left| j2d\sqrt{\varepsilon\mu_0\omega^2 - j\omega\mu_0\sigma} \right| \gg 1$.

Alternativamente, Theethayi [56] propôs o modelo logarítmico-exponencial empírico modificado (2.14), semelhante a (2.13), mas que inclui um termo extra, relativo à profundidade do condutor.

$$Z^{\text{LOGEXP}} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left(\ln\left(\frac{1+\gamma r}{\gamma r}\right) + \left(\frac{2e^{-2h|\gamma|}}{4+\gamma^2 r^2}\right) \right) \quad (2.14)$$

Para uma melhor identificação da similaridade entre os modelos acima, é apresentado o gráfico da relação $Z_g(j\omega)^{-1}$ em função da frequência para um condutor de 2cm de raio enterrado a uma profundidade de 0.5m. A permissividade elétrica relativa é igual a 10, a permeabilidade magnética é a mesma do vácuo e a resistividade do solo é de $1000\Omega\text{m}$.

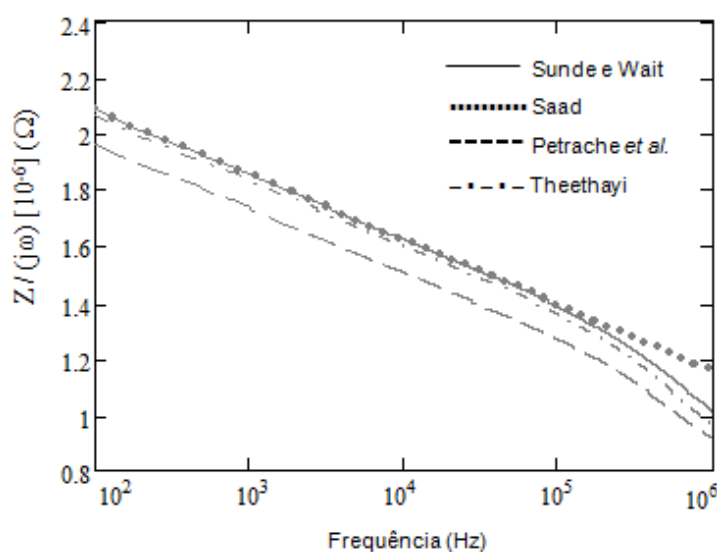


Fig. 2.16 – Gráfico do módulo da relação $Z/j\omega$. Comparação dos resultados produzidos pelas expressões (2.10)-(2.14).

Na Fig. 2.16, verifica-se que os modelos de Sunde, Wait, Theethayi e Saad produzem resultados muito próximos. Este último, contudo, apresenta uma pequena variação para frequências superiores a 100kHz devido a sua aproximação para baixas frequências (não considera a corrente de deslocamento). Já os valores obtidos a partir da equação de Petrache *et al.* são os menores dentre as analisadas, característica essa também verificada para outras condições de aterramento. Isto porque nesta equação não está incluído o termo relativo à profundidade do condutor.

Adotando um procedimento semelhante ao anterior, os segmentos do modelo utilizado na teoria de linhas são mais usualmente representados por circuitos *RLC*. Nos modelos utilizados em [12],[28],[57],[58] foi incluída a influência do comprimento do eletrodo de aterramento nos parâmetros primários através do cálculo da indutância, capacitância e resistência paralela (condutância) totais de um eletrodo horizontal de comprimento finito, sendo esses considerados distribuídos uniformemente. De igual

modo, diversos outros trabalhos adotam o mesmo procedimento para caracterizar eletrodos verticais [32],[59],[60]. Em todos os trabalhos citados, os parâmetros primários da linha são calculados a partir de expressões analíticas que tiveram seu desenvolvimento fundamentado na Teoria Eletromagnética. As expressões encontradas na literatura para o cálculo desses parâmetros apresentam pequenas variações que são devidas, essencialmente, ao método utilizado nas análises de desenvolvimento. Um estudo detalhado de tais métodos para o cálculo dos parâmetros primários de uma linha está fora da abrangência deste trabalho. Entretanto, para ilustrar, a seguir é desenvolvida a equação para o cálculo do parâmetro resistência paralela (condutância) de uma haste de acordo com Dwight [61], ressaltando que este autor faz uso do método das imagens.

Considera-se uma corrente, I , fluindo no solo a partir do ponto P_0 em direção ao terra remoto. Consequentemente, são estabelecidas as curvas equipotenciais neste meio, como ilustrado na Fig. 2.17.

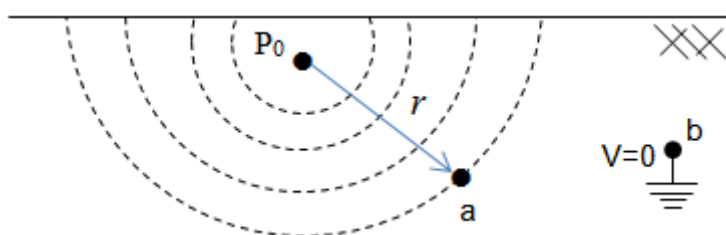


Fig. 2.17 – Distribuição do potencial no solo devido a uma corrente que se dissipa neste meio a partir de P_0 .

Em alguns casos, os problemas que envolvem condições de contorno e distribuição de cargas são de difícil solução. Nestes casos, para se definir o potencial elétrico em um ponto qualquer se utiliza o método das imagens que estabelece que qualquer configuração de carga acima de um plano condutor perfeito e infinito é eletricamente equivalente à combinação da configuração de carga com sua imagem posicionada a uma mesma distância em relação ao plano condutor de referência, removendo-se, contudo, esse plano. Como a corrente indica o fluxo de cargas, este método é igualmente aplicável. No caso de uma fonte pontual de corrente sob o solo, porém, a imagem deve ser caracterizada por cargas de mesmo sinal, como ilustrada a Fig. 2.18. Desta forma, o potencial no ponto a é definido considerando a superposição dos efeitos devidos às cargas reais e às “cargas-imagem”.

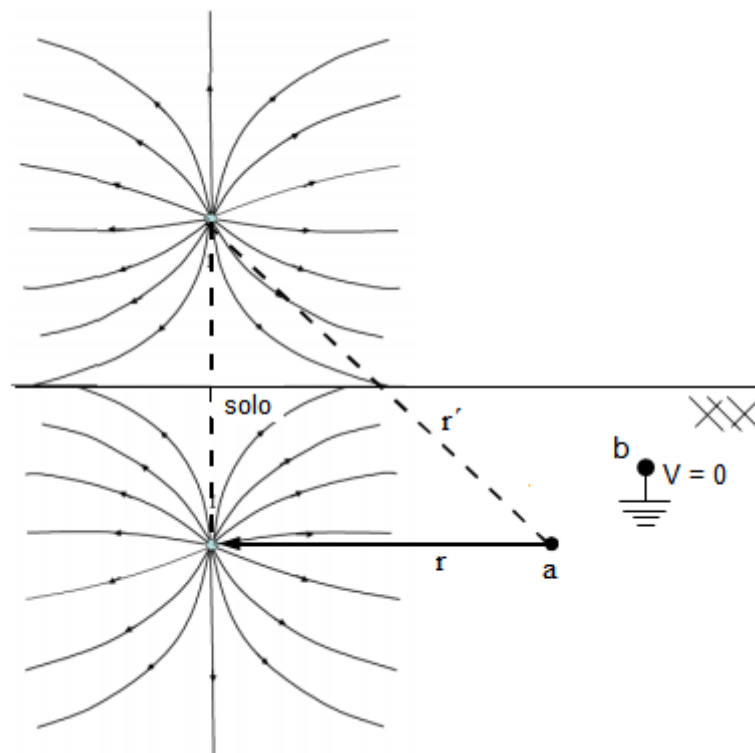


Fig. 2.18 – Método das Imagens aplicado a uma fonte pontual de corrente sob solo.

Sendo agora o meio homogêneo e com dimensões infinitas a corrente “real” que deixa a fonte estabelece curvas de equipotenciais em formato esférico que aumentam de raio à medida que se afasta da fonte. Desta forma, a densidade de corrente no ponto a é definida pela relação entre a corrente I e a área superficial da esfera, sendo:

$$J = \frac{I}{4\pi r^2} \quad (2.15)$$

A diferença de potencial entre os pontos a e b é obtida integrando o campo elétrico no percurso entre os pontos, tendo em conta que $E = \rho J$. Assim, estando o ponto b no “infinito”, o potencial no ponto a é definido por:

$$V = \frac{\rho I}{4\pi r} \quad (2.16)$$

A mesma análise é feita para a inclusão do efeito relativo à corrente-imagem, já que esta também deve ser contemplada, sendo a densidade de corrente e o potencial no ponto a definidos igualmente pelas expressões (2.15) e (2.16), devendo-se observar que, neste

caso, o raio r deve ser substituído por r' relativo à imagem. Assim, considerando a superposição dos efeitos, o potencial no ponto a é definido por:

$$V_a = \frac{\rho I}{4\pi r} + \frac{\rho I'}{4\pi r'} \quad (2.17)$$

Entretanto, como $I = I'$, então:

$$V_a = \frac{\rho I}{4\pi} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{r'} \right) \quad (2.18)$$

Este conceito pode ser aplicado a uma haste vertical sob o solo posicionada ao longo do eixo z e tendo comprimento l . Como neste modelo os parâmetros são concentrados, a corrente que deixa o eletrodo e se dissipa no solo é a mesma qualquer que seja a posição considerada. Assim, para calcular o potencial em um ponto p qualquer em relação ao terra remoto, cada um dos segmentos de comprimento Δz do eletrodo corresponde a uma fonte de corrente e tem influência neste ponto (superposição). Cabe finalmente observar que considerando a interface solo-ar (superfície do solo) como estando na posição $z = 0$ e o eletrodo de aterramento no sentido positivo do eixo, z^+ , sua imagem é, consequentemente, no sentido negativo, z^- , como ilustra a Fig. 2.19.

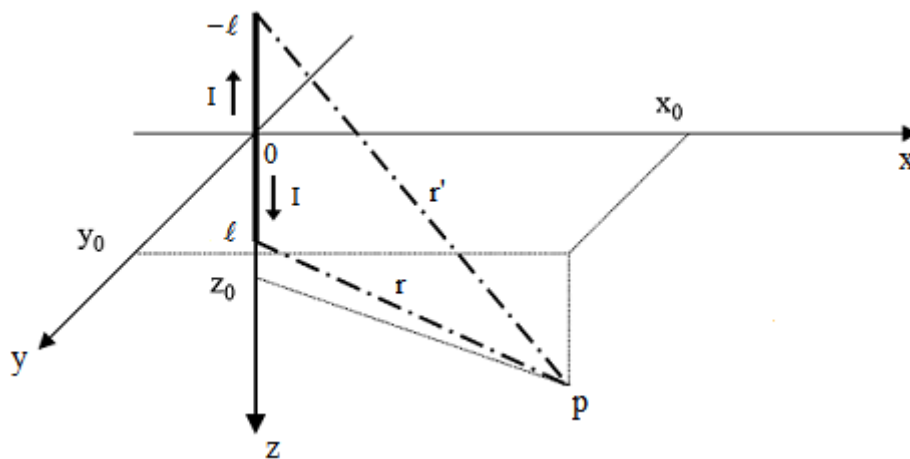


Fig. 2.19 - Haste de aterramento e sua imagem ao longo do eixo z .

Como a corrente transversal que deixa o eletrodo é a mesma qualquer que seja o ponto considerado ao longo de sua extensão, as correntes elementares são definidas por I/l . Assim, o potencial no ponto p pode ser calculado por (2.19), sendo:

$$V_p = \int_0^1 \frac{\rho I}{4\pi l} \cdot \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{r'} \right) dz \quad (2.19)$$

onde, $r = (0 - x_0)^2 + (0 - y_0)^2 + (z - z_0)^2$ e $r' = (0 - x_0)^2 + (0 - y_0)^2 + (z + z_0)^2$

Considerando $b^2 = x_0^2 + y_0^2$, tem-se:

$$V_p = \frac{\rho I}{4\pi l} \int_0^1 \left(\frac{1}{\sqrt{b^2 + (z - z_0)^2}} + \frac{1}{\sqrt{b^2 + (z + z_0)^2}} \right) dz \quad (2.20)$$

Após a integração, que é tabelada, chega-se a seguinte expressão:

$$V(p) = \frac{\rho I}{4\pi l} \left(\operatorname{arcsenh} \left(\frac{1 - z_0}{b} \right) + \operatorname{arcsenh} \left(\frac{1 + z_0}{b} \right) \right) \quad (2.21)$$

onde, o primeiro termo entre parêntesis corresponde à contribuição da haste real e o segundo termo corresponde à contribuição da haste imagem.

A resistência paralela total (condutância) é definida pela relação entre o potencial médio na superfície do eletrodo e a corrente total aplicada. Como a distância entre a superfície do eletrodo e o seu eixo central corresponde ao seu raio, faz-se $b = r$ em (2.21) e integra-se z_0 de 0 a 1, sendo obtida a seguinte equação para o potencial médio:

$$V_m = \frac{1}{l} \int_0^1 V(p) dz_0 \quad (2.22)$$

Após a integração e simplificação, se obtém:

$$V_m = \frac{\rho I}{2\pi l} \left(\operatorname{arcsenh} \left(\frac{2l}{r} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{r}{2l} \right)^2} + \frac{r}{2l} \right) \quad (2.23)$$

Finalmente, como $\operatorname{arcsenh}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 + 1})$, fazendo a substituição em (2.23), tem-se que:

$$V_m = \frac{\rho I}{2\pi l} \left(\ln \left(\frac{2l}{r} \left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{r}{2l} \right)^2} \right) \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{r}{2l} \right)^2} + \frac{r}{2l} \right) \quad (2.24)$$

A equação (2.24) pode ainda ser simplificada nos casos em que o comprimento do eletrodo é muito maior que o raio. Desta forma, a equação (2.25) para o cálculo da condutância total é obtida. É importante ressaltar que esta é a mesma equação proposta também por Sunde [13] para o cálculo deste parâmetro, sendo obtida através de análise semelhante.

$$R^{-1} = \left[\frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln \left(\frac{4l}{r} \right) - 1 \right) \right]^{-1} \quad (2.25a)$$

Sunde ainda propõe as seguintes equações para o cálculo da capacitância e da indutância totais de uma haste:

$$C = \frac{\rho \varepsilon}{R} \quad (2.24b)$$

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2l}{r} \right) - 1 \right] \quad (2.24c)$$

onde, ρ é a resistividade do solo, ε é a permissividade elétrica, R^{-1} é a condutância total calculada por (2.25a) e μ é a permeabilidade magnética.

Para eletrodos horizontais sob o solo a condutância total também pode ser calculada a partir da formulação proposta por Sunde [13], onde:

$$R^{-1} = \left(\frac{\rho}{\pi l} \left[\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}} \right) - 1 \right] \right)^{-1} \quad (2.26a)$$

sendo, ρ a resistividade do solo, l o comprimento do eletrodo, r o raio do eletrodo e h a profundidade na qual o eletrodo é enterrado.

A equação (2.26a) é obtida sendo, para tanto, considerada a teoria das imagens onde dois condutores com as mesmas características geométricas estão separados por uma distância $2r$ em um meio homogêneo. A capacitância é calculada considerando a igualdade em que $C/G = \varepsilon/\sigma$ [13]. Assim,

$$C = \frac{\rho\varepsilon}{R} \quad (2.25b)$$

onde, ρ é a resistividade do solo, ε é a permissividade elétrica, R é a resistência total calculada por (2.26a).

Sunde também propõe uma equação para o cálculo da indutância, L , onde na análise para a obtenção da formulação o autor considera a metade do diâmetro do condutor posicionada sob o solo e a outra metade acima do solo. Com tal condição o condutor é considerado imerso em um meio homogêneo [13]. Assim,

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2l}{r}\right) - 1 \right] \quad (2.25c)$$

onde, μ é a permeabilidade magnética do solo.

Verifica-se em (2.26c) a não dependência da indutância em relação à profundidade na qual o eletrodo é enterrado. Sunde considera tal aproximação após verificar que eletrodos horizontais enterrados em profundidades variadas apresentam, praticamente, o mesmo valor de indutância daqueles que estão na superfície do solo. Esta é uma situação válida quando as propriedades magnéticas dos meios solo e ar são as mesmas [13].

Após uma ampla pesquisa bibliográfica, verificou-se que apesar dos parâmetros primários das linhas serem mais usualmente calculados a partir das equações propostas na literatura clássica escrita por Sunde [13], existem trabalhos que utilizam equações com pequenas variações baseadas em aproximações um pouco diferentes daqueles assumidos por este autor.

Para o cálculo da indutância de eletrodos horizontais, (2.27) é encontrada na literatura sendo desenvolvida a partir da igualdade em que $LC = \mu\varepsilon$, que é válida, segundo Clayton Paul [29], para o modo de propagação transversal eletromagnético

(TEM). Entretanto, segundo ainda este autor, tal relação somente é válida quando o meio é homogêneo, não se aplicando a eletrodos que estão sob o solo [29].

$$L = \frac{\mu l}{\pi} \left[\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}} \right) - 1 \right] \quad (2.27)$$

No trabalho de King [62] é utilizada a equação (2.28), desenvolvida considerando-se a teoria das imagens, tendo ambos os condutores sinal positivo. Porém, Wait [63] demonstra que tal consideração leva a resultados que não expressam adequadamente o campo magnético de eletrodos horizontais.

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}} \right) - 1 \right] \quad (2.28)$$

Mesmo tendo sido ressaltada a não adequação das equações (2.27) e (2.28) para o cálculo da indutância de eletrodos sob o solo, essas e, também, a equação (2.26c) são encontradas na literatura existindo em alguns casos comparações inclusive com resultados experimentais, tendo sido verificada boa concordância. Citam-se, como exemplo, os trabalhos de Liu [64] e Ramammorty [65] que consideraram a equação (2.26c) para o cálculo da indutância. Mazzetti [14] e Geri [33] utilizam a equação (2.27). Já Velazquez [12] e Devgan [57] consideram a equação (2.28) em seus trabalhos.

Para uma melhor apreciação das diferenças existentes entre as equações apresentadas, são apresentadas abaixo as indutâncias, por unidade de comprimento, calculadas em função do comprimento, Fig. 2.20, e da profundidade, Fig. 2.21. Como a equação (2.27) produz valores correspondes ao dobro daqueles calculados por (2.28), optou-se por utilizar este último na análise por simplicidade apenas. Entretanto, as análises são válidas em ambos os casos. Foi feita também uma análise da indutância em função do raio não tendo sido verificada variação significativa. Desta forma optou-se por não apresentá-la neste trabalho.

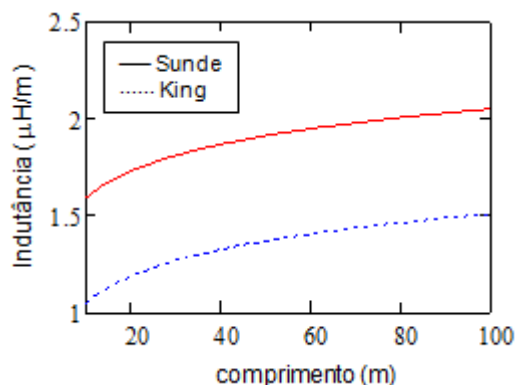


Fig. 2.20 - Indutância em função do comprimento.

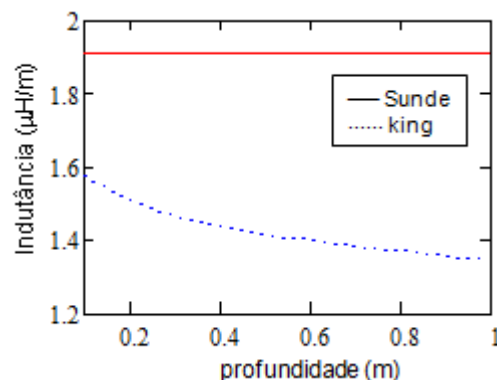


Fig. 2.21 - Indutância em função da profundidade.

A Fig. 2.20 mostra que a indutância por unidade de comprimento aumenta em aproximadamente 50% quando o comprimento do eletrodo aumenta de 10m para 100m em ambos os casos. Ainda, os valores obtidos a partir da equação (2.28) são menores que os obtidos pela equação do Sunde, sendo 34,13% menor para 10m e 26,47% menor para 100m. Já em relação à profundidade, Fig. 2.21, o valor da indutância apresenta variação apenas com o uso da equação (2.28). Observa-se que a variação ocorre apenas de forma discreta, indicando que a profundidade tem pouca representatividade no cálculo da indutância.

Apesar das diferenças encontradas, o interesse maior está em se verificar o efeito dessas diferenças na resposta do aterramento. Assim, a seguir, são apresentadas as curvas da resposta em frequência de um aterramento constituído por um único eletrodo horizontal de raio 6mm, enterrado a uma profundidade de 0,8m. As respostas foram obtidas utilizando-se a teoria clássica de linhas de transmissão. A permissividade elétrica relativa é 10, sendo, ainda, consideradas as situações em que a resistividade do solo é 10Ωm, 100Ωm e 1000Ωm para os comprimentos de 10m e 100m. A Fig. 2.22 e a Fig. 2.23 mostram que a impedância que tem o parâmetro indutância calculado a partir da equação proposta por Sunde apresenta valores que estão entre aqueles em que são utilizadas as equações (2.27) e (2.28). Obviamente, esta situação ocorre para as frequências acima das quais as reatâncias são significativas. Observa-se, também, que em toda a faixa de frequência considerada as impedâncias, em cada condição de resistividade, apresentam valores bem próximos.

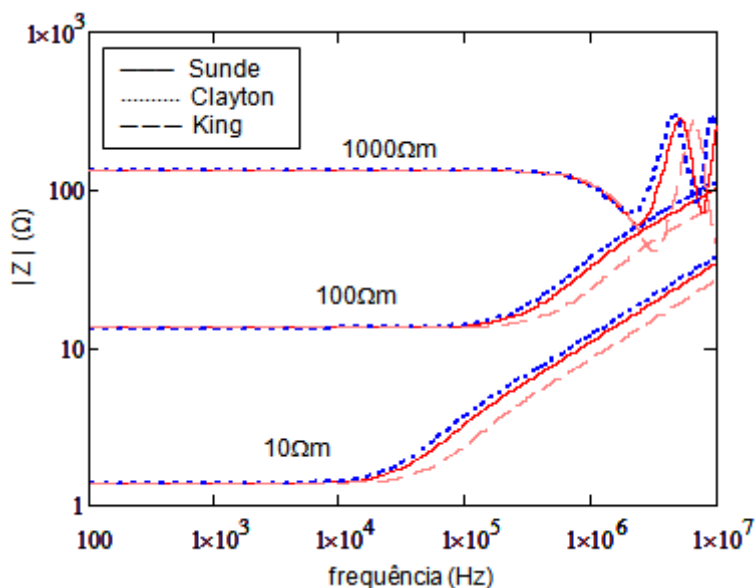


Fig. 2.22 - Impedância harmônica para um eletrodo de 10m.

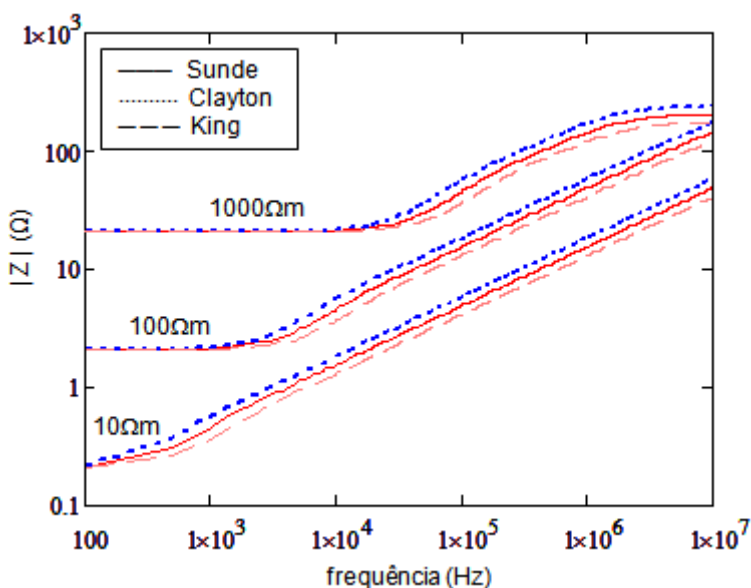


Fig. 2.23 - Impedância harmônica para um eletrodo de 100m.

Apesar das diferenças verificadas serem aparentemente pequenas, muitas vezes o interesse prático em relação a aterramentos está na associação da impedância com a sobretensão desenvolvida, como no caso de aterramentos de linhas de transmissão submetidas a descargas atmosféricas. Desta forma, a análise no domínio do tempo talvez seja um melhor critério de avaliação para as diferenças encontradas. Para tanto, foi considerada a configuração de aterramento citada anteriormente, tendo sido, contudo, variado o comprimento do eletrodo na faixa de 20m a 100m e a resistividade do solo na faixa de $100 \Omega m$ a $5000 \Omega m$. A corrente, com tempo de frente de $1.2 \mu s$ e tempo de meia onda de $20 \mu s$, foi definida por uma função dupla exponencial com pico de 1kA. Tendo

como referência a tensão desenvolvida na entrada de uma linha com parâmetros primários obtidos com as equações propostas por Sunde, verificou-se que em todas as situações as diferenças entre os valores de pico são menores que 19%. Como exemplo, é apresentada a Fig. 2.24, situação em que o comprimento do eletrodo é de 50m e as resistividades do solo são de $500\Omega\text{m}$, $1000\Omega\text{m}$, $2400\Omega\text{m}$ e $3500\Omega\text{m}$. Com o uso de (2.28) as tensões de pico são, respectivamente, 17.55%, 17.56%, 15.35% e 1.73% menores comparados às obtidas com o uso das equações do Sunde. Já o uso de (2.27) produz, respectivamente, valores 16.597%, 16.595%, 4.89% e 0.24% maiores. Conclusivamente, tal situação indica que quanto maior a resistividade do solo menor a importância da equação utilizada para o cálculo da indutância na obtenção da impedância impulsiva, já que as diferenças tendem a ser cada vez menores.

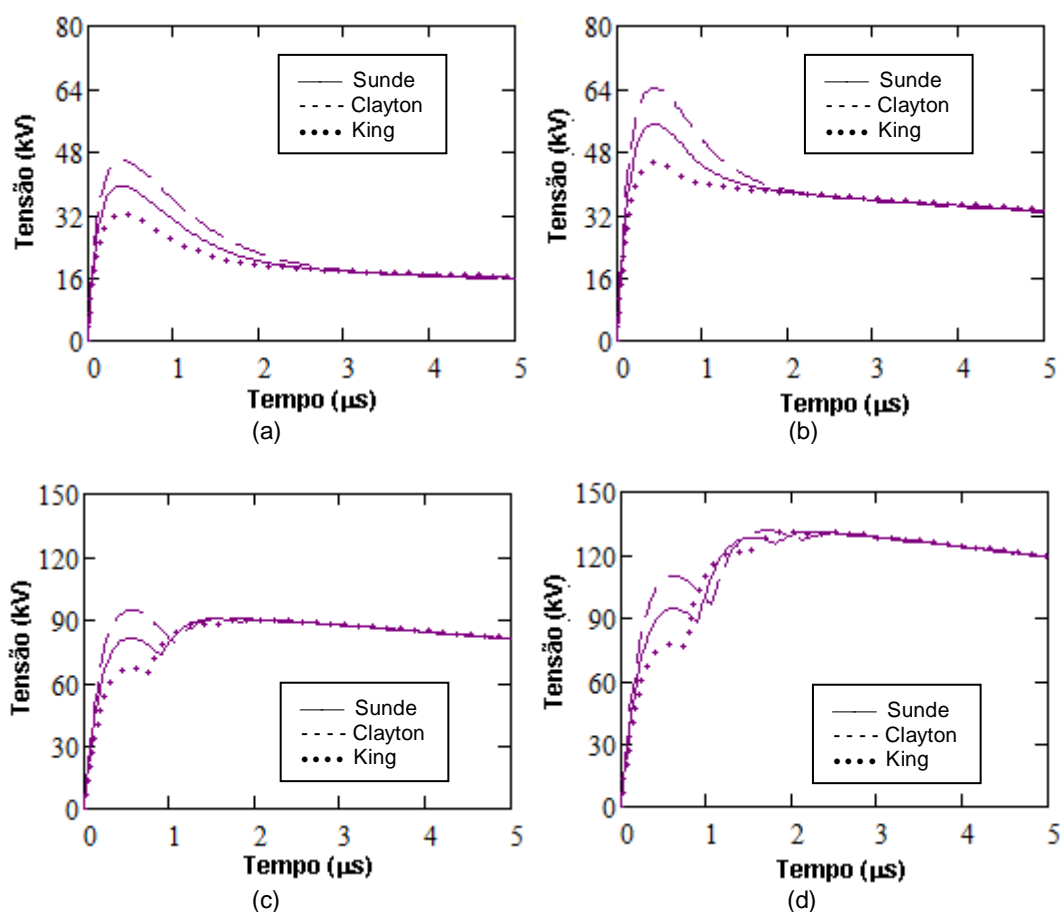


Fig. 2.24 - Tensão desenvolvida na entrada do aterramento ($L_c=50\text{m}$; $r=6\text{mm}$; $h=0.8$) para (a) $\rho=500\Omega\text{m}$, (b) $\rho=1000\Omega\text{m}$, (c) $\rho=2400\Omega\text{m}$, (d) $\rho=3500\Omega\text{m}$.

A literatura apresenta também uma variante para a equação de cálculo da capacitância. Em [64] Liu, Theethayi e Thottappillil não consideram a aproximação em que o conjunto solo-ar é tratado como um meio homogêneo. Desta forma, o termo relativo à reflexão está presente na formulação para cálculo da capacitância, considerando a permissividade elétrica de cada um dos meios. Foi feita a mesma consideração para o cálculo da condutância, porém, como a condutividade do solo é muito maior que a do ar, a simplificação decorrente de tal fato torna a equação para cálculo da condutância idêntica a proposta por Sunde. Já para o cálculo da capacitância tal simplificação não ocorre, sendo utilizada, por estes autores, a equação a seguir.

$$C = \frac{\pi \epsilon_{solo}}{\left(\ln \left(\frac{2l}{r} \right) - 1 \right) + \frac{\epsilon_{solo} - \epsilon_{ar}}{\sqrt{4\epsilon_{solo}^2 + 4\epsilon_{ar}^2}} \left(\ln \left(\frac{2l}{2h} \right) - 1 \right)} \quad (2.29)$$

onde, κ é o coeficiente de reflexão.

Mais uma vez, para evidenciar a influência das diferenças existentes entre as equações na resposta de um aterramento, são apresentadas as curvas da resposta em frequência de um aterramento constituído por um único eletrodo horizontal com as mesmas características daquele do exemplo anterior. A Fig. 2.25 e a Fig. 2.26 apresentam as curvas de resposta do aterramento considerado, onde se observa que em todos os casos as diferenças entre as impedâncias somente passam a ser significativas quando as frequências tornam-se maiores que 100kHz, 500kHz. Por inspeção, as impedâncias calculadas para uma linha com parâmetros primários obtidos a partir de ambas as equações, comparativamente, não apresentam diferenças expressivas. Assim, a análise no domínio do tempo considerando a tensão desenvolvida na entrada da linha parece ser uma melhor medida de comparação para essas diferenças.

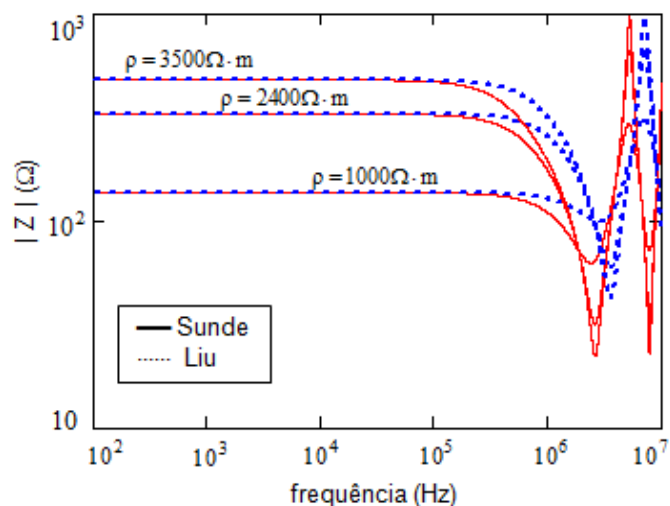


Fig. 2.25 - Impedância harmônica para um eletrodo de 10m.

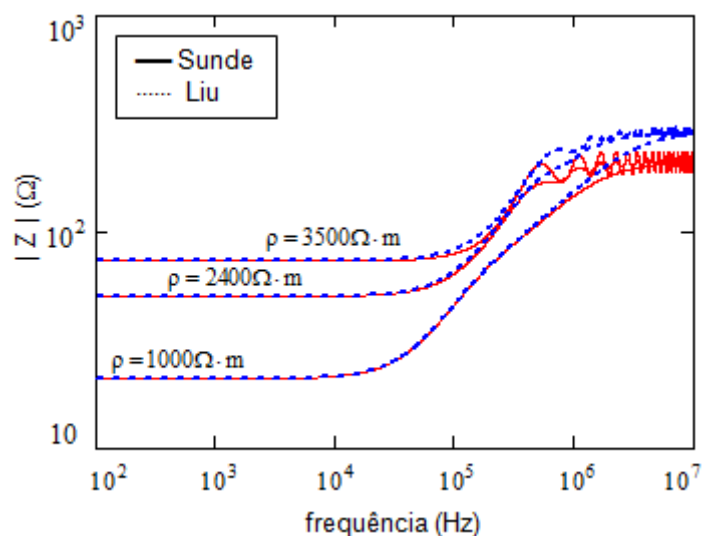


Fig. 2.26 - Impedância harmônica para um eletrodo de 100m.

Considerando os mesmos critérios adotados anteriormente para a configuração de aterramento, o comprimento do eletrodo é variado entre 20m e 100m e a resistividade do solo varia de $100 \Omega m$ a $5000 \Omega m$. É utilizada uma onda de corrente do tipo dupla exponencial de $1.2/20 \mu s$ com 1kA de pico. Tendo como referência, mais uma vez, a tensão desenvolvida na entrada de uma linha com parâmetros primários obtidos com as equações propostas por Sunde, verificou-se que em todas as situações avaliadas as diferenças entre os valores de pico são menores que 10%. Tal resultado indica que, sendo esta diferença percentual aceitável para uma análise em determinada aplicação, a escolha da formulação para o cálculo da capacitância torna-se menos importante.

2.6 Considerações relativas à resposta de aterramentos submetidos a correntes impulsivas

2.6.1 Impedância de Aterramento

A impedância de aterramento é caracterizada pela oposição oferecida à entrada e dispersão de corrente para o solo. É definida precisamente para cada componente de frequência de uma onda impulsiva, onde $Z(\omega) = V(\omega) / I(\omega)$, sendo também designada na literatura como impedância harmônica. Para evidenciar a variação da impedância com a frequência a apresenta o gráfico da resposta em frequência de um eletrodo horizontal de 30m, raio de 0.7cm, enterrado a 0.5m de profundidade em um solo de $2400\Omega m$ sendo considerada, ainda, a permissividade elétrica relativa igual a 15. A resposta foi obtida utilizando-se a teoria de linhas de transmissão. Nela fica claro que para frequências até, aproximadamente, 50kHz o módulo da impedância é constante e o ângulo é aproximadamente zero, características essas que se aproximam do conceito de resistência de aterramento. Para frequências superiores e observando o ângulo, isto já não ocorre mais, tendo a impedância características capacitivas e indutivas. Consequentemente, caracterizar a resposta do aterramento apenas por uma resistência, conceito esse amplamente utilizado em projetos, mostra-se inadequado quando o fenômeno solicitante é de natureza impulsiva, como aqueles associados a descargas atmosféricas.

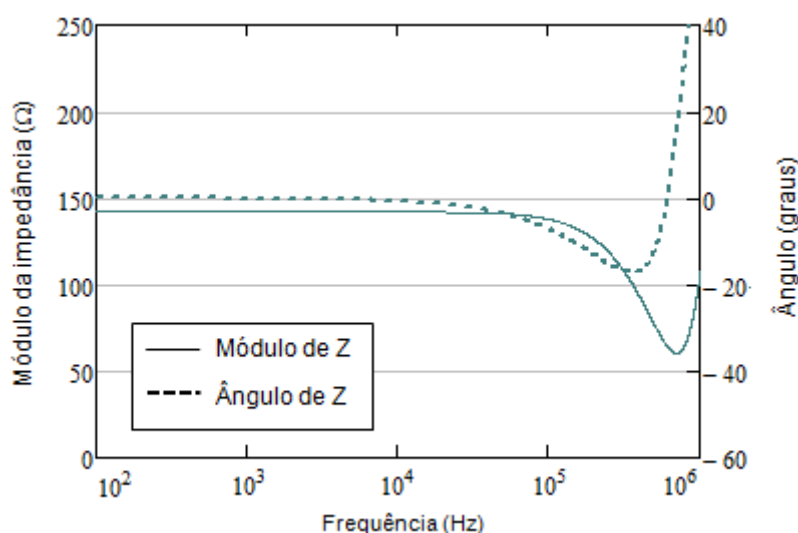


Fig. 2.27 - Impedância de aterramento ao longo do espectro de frequência característico de uma descarga atmosférica.

No domínio do tempo, o comportamento do aterramento frente a ondas de correntes impulsivas normalmente é determinado em termos da impedância impulsiva, Z_p .

Este parâmetro é definido como a razão entre os picos de tensão e de corrente no ponto de injeção. Apesar da não simultaneidade da ocorrência destes picos, este é um conceito bastante atrativo do ponto de vista prático, tendo em vista que a máxima sobretensão resultante no ponto de injeção pode ser determinada simplesmente pela multiplicação do valor do pico de corrente por Z_p .

A impedância impulsiva depende da forma de onda do fenômeno solicitante, sobretudo do seu tempo de frente. Tal aspecto pode ser verificado na Fig. 2.28 onde duas ondas de corrente, uma mais rápida (1.2/20 μ s) e outra mais lenta (3/20 μ s), foram aplicadas em um aterramento constituído por um eletrodo horizontal de 50m (raio 1cm e profundidade 0.5m). A resistividade do solo é de 1000 Ω m e a permissividade elétrica relativa é 10. Para estas condições, a impedância impulsiva Z_p é maior para a onda mais rápida (65.3 Ω) se comparada à onda mais lenta (46.68 Ω). Outro aspecto que deve ser destacado é que o valor desta relação ao longo da cauda, em ambos os casos, é praticamente constante ($\sim 36\Omega$). Nesta faixa, o comportamento do aterramento se assemelha àquele característico de fenômenos de baixa frequência e a referida razão aproxima-se do valor da resistência de aterramento.

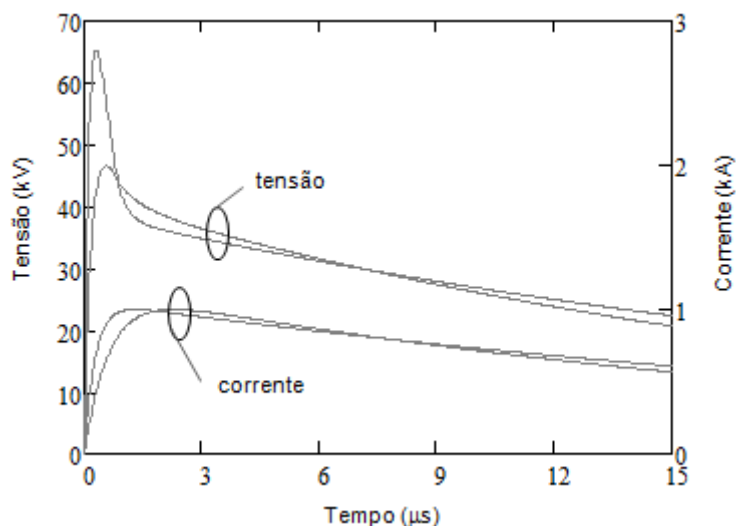


Fig. 2.28 - Influência do tempo de frente da onda de corrente na impedância impulsiva.

Conclusivamente, os gráficos da Fig. 2.27 e da Fig. 2.28 evidenciam que um sistema de aterramento possui características de uma impedância e que somente para fenômenos bastante particulares (aqueles de baixa frequência) o aterramento pode ser caracterizado por uma resistência de aterramento [45],[66],[46].

2.6.2 Efeitos da propagação de ondas no solo e comprimento efetivo

Quando uma corrente impulsiva é aplicada em um condutor longo enterrado no solo, a onda eletromagnética correspondente propaga longitudinalmente guiada pelo condutor. Então, este sistema se comporta como uma linha de transmissão imersa num meio com perdas havendo, conseqüentemente, atenuação e distorção da onda aplicada. A atenuação ocorre devido às perdas para o meio (solo). A distorção é devida às diferentes velocidades de propagação das várias componentes de frequência contidas no sinal impulsivo aplicado. Como resultado, a onda de corrente que propaga ao longo do eletrodo tem sua amplitude atenuada e, também, sofre deformações com a redução da inclinação da frente de onda. Tais aspectos são ilustrados na Fig. 2.29.

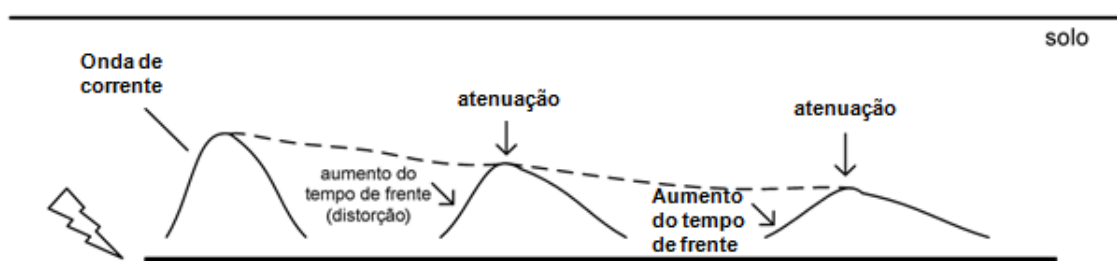


Fig. 2.29 – Atenuação e distorção da corrente ao longo do eletrodo – adaptada de (VISACRO, 2007).

Como consequência da atenuação, a corrente longitudinal que propaga ao longo do eletrodo através dos diversos segmentos que o compõem não é uniforme. Portanto, a densidade linear de corrente (A/m) diminui ao longo do eletrodo. Deste comportamento, surge o conceito de comprimento efetivo do eletrodo, introduzido por Gupta [67]. Este corresponde a um comprimento limite do eletrodo, acima do qual a impedância de aterramento não apresenta redução adicional. Isto porque, a atenuação da amplitude da corrente longitudinal para tal comprimento já é tão acentuada que se torna desprezível, sendo inócua o uso de condutores além deste limiar [46].

O comprimento efetivo decresce com o aumento da condutividade e da frequência [30],[32],[67],[68]. Isto se explica pelo fato desses dois parâmetros serem responsáveis pelo aumento das perdas no solo e, conseqüentemente, pelo aumento da atenuação da onda de corrente que propaga ao longo do eletrodo [46]. Isto se torna muito evidente ao se aproximar o eletrodo enterrado no solo, como já mostrado, por uma linha de transmissão. A constante de atenuação corresponde à parcela real da constante de propagação (γ). Esta aumenta naturalmente com o crescimento da frequência e da condutância: $\gamma = \alpha + j\beta =$

$[(R+j\omega L)(G+j\omega C)]^{1/2}$, sendo a condutância proporcional à condutividade do solo. No domínio da frequência, o comprimento efetivo é definido claramente para cada frequência, o que não ocorre para correntes impulsivas, as quais envolvem um amplo espectro de componentes de frequência. Nesse caso, este é usualmente assumido como o comprimento de eletrodo que corresponde à mínima impedância impulsiva de aterramento [46].

2.6.3 Efeito da intensidade de corrente

Tipicamente, o solo apresenta comportamento linear onde a relação entre a tensão desenvolvida e a corrente injetada no ponto de entrada do eletrodo é constante para uma ampla faixa de intensidades de corrente. Entretanto, dependendo da intensidade da corrente, da área de dissipação dos eletrodos e da resistividade do solo, o campo elétrico no solo circunvizinho aos eletrodos pode ultrapassar determinado valor, designado campo elétrico crítico, E_{cr} , e romper a rigidez dielétrica do meio, ocorrendo o fenômeno de ionização [46],[69]. Tal fenômeno pode ser entendido considerando que uma vez definido o tipo de solo e a as dimensões dos eletrodos (área de dissipação fixa), o aumento da amplitude da onda de corrente promove um aumento proporcional da densidade de corrente, J e, conseqüentemente, um aumento do campo elétrico associado, de acordo com a expressão em que $E = J / (\sigma + j\omega\epsilon)$, sendo σ a condutividade do meio, ω a frequência angular e ϵ a permissividade elétrica do solo [70].

Na literatura são encontrados resultados obtidos a partir de ensaios laboratoriais que indicam valores para o campo elétrico crítico variando numa faixa bastante ampla [71],[72],[73],[74][75]. Como exemplo, cita-se o Grupo de Trabalho do CIGRE [76] que recomenda o valor de 400kV/m. Já Mousa [73], a partir da análise do mecanismo da disrupção no solo e de diferentes fatores associados, propôs o valor de 300kV/m para análises gerais. Para valores de campos elétricos maiores que E_{cr} a disrupção se inicia na superfície do eletrodo, onde a densidade de corrente de dispersão é mais intensa, e continua ao longo do eletrodo até o ponto em que o campo elétrico decai para um valor inferior ao crítico. O aumento aparente da condutividade na porção do solo em que o fenômeno de ionização se processa resulta no crescimento da corrente de dispersão na região. Tal efeito é normalmente modelado através de um aumento do raio equivalente do eletrodo [73]. Em termos práticos, a ionização equivale à redução da impedância de aterramento.

A análise do fenômeno de ionização não é uma tarefa trivial apresentando duas complexidades principais. A primeira refere-se à determinação do valor do campo elétrico crítico. De forma geral, os métodos utilizados para a definição de tal valor apresentam, inerentemente, considerável complexidade. A segunda está associada à distribuição não uniforme do campo elétrico ao longo do eletrodo, uma vez que a onda de tensão é atenuada à medida que propaga devido às perdas para o meio. Desta forma, a ionização ocorre de maneira mais intensa na região próxima ao ponto onde a corrente é aplicada [46].

2.6.4 Variação dos parâmetros do solo com a frequência

Numa perspectiva diferente daquela normalmente adotada, Portela (1999) apresentou os resultados de seu trabalho onde afirma que exceto para valores elevados de campo elétrico, que causam significativa ionização do meio, o comportamento eletromagnético do solo é essencialmente linear, mas com significativa dependência da condutividade elétrica (σ) e permissividade elétrica (ϵ) em relação à frequência. Essa dependência já não é verificada para a permeabilidade eletromagnética que, em geral, é a mesma daquela no vácuo [77],[78].

Como os parâmetros do solo ρ e ϵ , estão intimamente relacionados ao comportamento do aterramento quando submetido a uma onda impulsiva, a definição destes assume fundamental relevância. A variação desses parâmetros na frequência é, então, avaliada dentro da faixa do espectro representativa para descargas atmosféricas através de medições em diversas amostras de solo. Como resultado, são apresentadas expressões analíticas aproximadas que definem o seu comportamento.

Em 1987, S. Visacro e C. M. Portela apresentaram um trabalho decorrente de uma série de resultados experimentais, considerando-se determinadas categorias de solo e frequências na faixa de 100Hz a 1MHz, que culminaram na definição das seguintes relações matemáticas empíricas aproximadas para a variação da resistividade ($\rho=1/\sigma$) e da permissividade elétrica relativa do solo [77]:

$$\begin{cases} \rho(f) \approx \rho_{100\text{Hz}} \left(\frac{100}{f} \right)^{0,072} \\ \epsilon_r(f) \approx 2,34 \times 10^6 (\rho_{100\text{Hz}})^{-0,535} \cdot f^{-0,597} \end{cases} \quad (2.30)$$

sendo:

f , a frequência (Hz);

ρ_{100Hz} , a resistividade do solo em baixa frequência (Ωm);

$\rho(f)$, a resistividade do solo em função da frequência (Ωm);

$\varepsilon_r(f)$, a permissividade elétrica relativa do solo em função da frequência.

Utilizando uma técnica bastante elaborada de medição e, também, análises estatísticas Portela propôs a formulação a seguir para a variação dos parâmetros do solo em relação à frequência [79],[80]:

$$\sigma_{\text{solo}} \pm j\omega\varepsilon_{\text{solo}} = \sigma_0 + \Delta i \left[\cot\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) \pm j \right] (f \times 10^{-6})^\alpha \quad (2.31)$$

sendo:

ω , frequência angular (rad/s);

σ_0 , condutividade elétrica do solo medida em baixa frequência (S/m);

α , parâmetro da parcela dependente da frequência;

Δi , corresponde a variação de $\omega\varepsilon$ medidos em 100Hz e 1MHz;

σ_{solo} , condutividade do solo em função da frequência (S/m);

$\varepsilon_{\text{solo}}$, permissividade elétrica do solo (F/m).

Os parâmetros α e Δi , são obtidos por meio de uma técnica de medição que se encontra detalhada em [78]. Considerando-se os resultados das avaliações de desempenho de sistemas de aterramento submetidos à injeção de correntes de descargas atmosféricas, sugerem-se para solos com valores intermediários de resistividade elétrica ($100\Omega m < \rho < 10.000\Omega m$) os seguintes valores [81]:

- Para obtenção de valores medianos:

$$\alpha \cong 0,706, \Delta i \cong 11,71$$

- Para obtenção de valores razoavelmente seguros:

$$\alpha \cong 0,806, \Delta i \cong 9,23$$

$$\alpha \cong 0,856, \Delta i \cong 7,91$$

Cabe mencionar que a despeito da diferença existente entre as expressões oriundas de diferentes trabalhos de pesquisa [77],[78], qualitativamente os resultados obtidos a partir de ambas as expressões são semelhantes.

Uma análise de (2.31) mostra que, no que concerne à permissividade elétrica é observada sua diminuição na faixa superior do espectro de frequências representativa para uma descarga atmosférica ($>100\text{kHz}$). Essa diminuição, no entanto, não implica necessariamente na diminuição da corrente capacitiva, uma vez que essa é proporcional ao produto da permissividade pela frequência, $\omega\varepsilon$. Quanto à resistividade do solo, verifica-se uma sensível diminuição com a frequência. Notoriamente, verifica-se a diferença entre os valores nas faixas de frequências dominantes em fenômenos transitórios e aqueles na faixa de frequências em que usualmente a resistividade é medida (baixa frequência). Considerando tais aspectos, o efeito global da variação de ρ e ε com a frequência se traduz fisicamente em uma redução da impedância de aterramento. Em alguns casos essa redução é de aproximadamente 10%, podendo chegar a 30% [46].

Deve-se salientar que, na avaliação da variação da resistividade e permissividade com a frequência, o efeito do tipo de solo é bastante acentuado, o que implica na necessidade de se considerar as características específicas de cada solo nas aplicações de aterramento ainda que de forma aproximada. Esse aspecto dificulta a obtenção de uma formulação geral para dependência dos parâmetros do solo com a frequência. Essa dificuldade talvez possa ser uma das justificativas para o fato de ainda poucos trabalhos considerarem a variação de ρ e ε com a frequência.

CAPÍTULO 3

MÉTODO PARA CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE ATERRAMENTO DAS ESTRUTURAS DE SUPORTE DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

3.1 Introdução

A qualidade dos resultados obtidos a partir de simulações está diretamente relacionada à capacidade de representatividade do modelo desenvolvido para tais fins. De forma geral, os modelos buscam a formalização da realidade física, naturalmente complexa, através de esquemas abstratos, não sendo esta uma tarefa trivial. Um modelo é uma representação simplificada do universo físico, devendo, contudo, conter as características mais essenciais daquilo que representa. Admite-se, desta forma, que para o seu desenvolvimento algumas características da realidade física são descartadas em função de uma maior inteligibilidade ou facilidade de compreensão, sem que a precisão e a adequação sejam negligenciadas. Nesta perspectiva, a representação através deste recurso é boa e válida, o que nos remete a Capra [82] que diz: “o que torna a ciência tão bem sucedida é a descoberta de que podemos utilizar aproximações. Se nos satisfizemos com uma compreensão aproximada da natureza podemos descrever grupos selecionados de fenômenos, negligenciando outros que se mostrem menos relevantes. Assim podemos explicar muitos fenômenos em termos de poucos e, conseqüentemente, compreender aspectos da natureza de forma aproximada, sem precisar entender tudo ao mesmo tempo. Esse é o método científico: todas as teorias e modelos científicos são aproximações da verdadeira natureza das coisas; o erro envolvido na aproximação é, não raro, suficientemente pequeno para tornar significativa essa aproximação”.

A literatura apresenta uma grande quantidade de trabalhos onde são propostos modelos para sistemas de aterramento. Contudo, notadamente os modelos são para configurações constituídas por um único eletrodo vertical ou horizontal, definidos a partir de uma aproximação por teoria de circuitos, teoria de linhas de transmissão ou teoria de campos eletromagnéticos e que, simplificada, serão referidos apenas como modelo TC, modelo TL e modelo TCE, respectivamente.

Os modelos TCE apresentam mínimas aproximações devido ao seu rigor físico e matemático. Entretanto, dependendo das dimensões do aterramento, o tempo de processamento computacional pode ser bastante elevado comprometendo a simplicidade e a praticidade na obtenção de resultados, características essas que, aliadas à precisão, são desejáveis em soluções de engenharia. Este é o caso das malhas de aterramento das torres de linhas de transmissão que possuem cabos contrapeso que têm comprimento típico variando de 20m a 90m. Neste capítulo é proposto, então, um método para o cálculo da impedância dessas malhas a partir de modelos simples constituídos por um único condutor. Foi adotado o modelo TL, sendo os parâmetros indutância, capacitância e condutância calculados a partir da formulação proposta por Sunde. A resposta do aterramento obtida através deste método foi comparada com a obtida em outro trabalho onde foi utilizada a teoria de campos eletromagnéticos, verificando-se boa concordância de resultados.

3.2 Modelagem das malhas de aterramentos tipicamente utilizadas em torres de linhas de transmissão

Os sistemas de aterramento de estruturas deste tipo são, normalmente, constituídos por condutores de cobre, aço zincado ou aço-cobre, tendo sido adotado este último pela Companhia Energética de Minas Gerais [83]. Também chamados cabos contrapeso, assumem configurações aproximadamente radiais devido às limitações do espaço disponível para instalação. As topologias comumente utilizadas em estruturas autoportantes e estaiadas são mostradas na Fig. 3.1 e na Fig. 3.2.

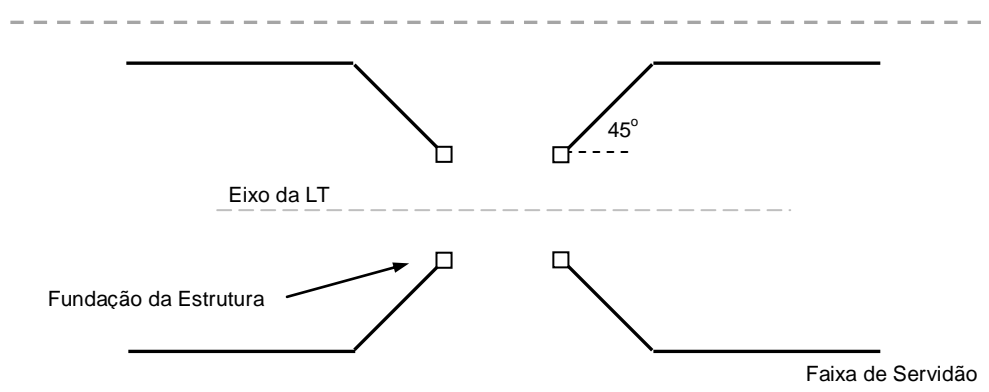


Fig. 3.1 - Configuração do aterramento comumente utilizado em estruturas autoportantes.

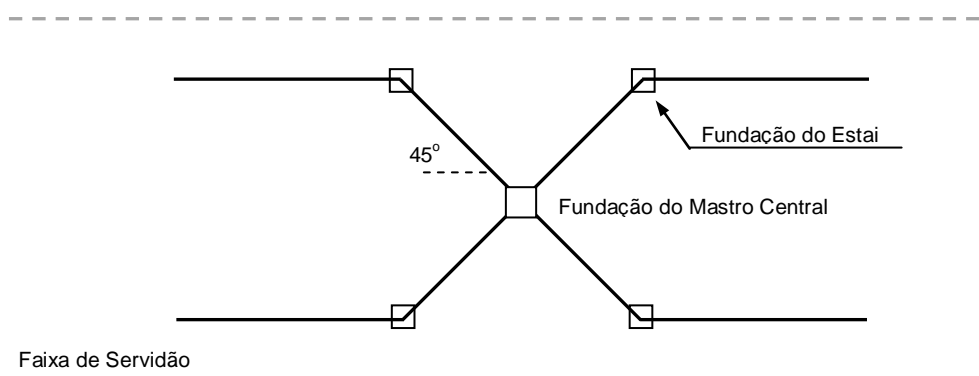


Fig. 3.2 - Configuração do aterramento comumente utilizado em estruturas estaiadas.

O comprimento dos condutores é dependente do valor da resistência de aterramento medido, sendo definido através de instrução específica, não existindo, todavia, condutores menores que 20m. Devem ser enterrados a pelo menos 0,5m de profundidade podendo chegar a 0,7m se o local estiver sujeito à agricultura cultivada ou se houver a possibilidade de ficarem expostos devido à erosão [83]. Deve-se ressaltar, entretanto, que os procedimentos normalmente adotados são elaborados de forma independente pelas companhias de energia não existindo um padrão único comum a todas.

Muitas aplicações requerem valores reduzidos da impedância, como é o caso das malhas de aterramento das torres de linhas de transmissão. Muitas vezes, nas condições específicas de resistividade do solo local, tais valores não são factíveis com o uso apenas de um único eletrodo. Desta forma, justifica-se a composição dos sistemas de aterramento constituídos pela interligação de diferentes eletrodos que são posicionados sob o solo de acordo com as peculiaridades do projeto. Deve-se ressaltar, entretanto, que embora o aumento da quantidade de eletrodos resulte na redução da impedância, esta redução ocorre em proporções cada vez menores. Isto porque, quando dois eletrodos são colocados a certa distância no solo, passa a existir um efeito entre ambos que influencia na capacidade de dispersão de corrente do conjunto. Tal efeito está associado à chamada impedância mútua, definida como sendo a elevação de potencial de um eletrodo, em relação ao terra remoto, devido ao fluxo de corrente no outro eletrodo.

Para se estabelecer uma melhor ideia do efeito de acoplamento associado à impedância mútua, considera-se inicialmente um eletrodo sob um solo homogêneo. Analisado individualmente, considerando a teoria de linhas, este apresenta uma

impedância de entrada, também denotada impedância própria do eletrodo de aterramento. Considera-se agora a inclusão de outro eletrodo de iguais características geométricas posicionado paralelamente e a certa distância deste primeiro. Dependendo desta distância, não existe efeito mútuo entre os eletrodos, pois é desprezível o potencial gerado na região onde se encontra um eletrodo pelo fluxo de corrente no outro. Neste caso, conectando ambos em um único ponto e aplicando uma tensão, a corrente que flui para o solo é o dobro daquela que fluiria para a mesma tensão aplicada em um único eletrodo.

Entretanto, à medida que os eletrodos vão sendo aproximados o acoplamento entre eles tende a aumentar passando a influenciar na eficiência do conjunto. O efeito deste acoplamento pode ser avaliado pela quantificação da impedância de entrada do conjunto, denotada simplesmente impedância do aterramento. A estilização deste aterramento é mostrada na Fig. 3.3.

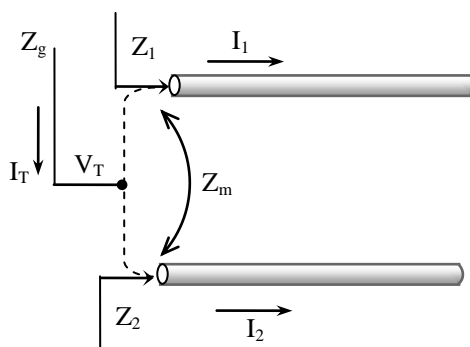


Fig. 3.3 – Estilização de um aterramento constituído por dois eletrodos e as variáveis tensão, corrente e impedância, relativos ao conjunto.

Para esta configuração de aterramento tem-se que [84],[85]:

$$V_1 = I_1 Z_1 + I_2 Z_m \quad (3.1a)$$

$$V_2 = I_1 Z_m + I_2 Z_2 \quad (3.1b)$$

onde, os subscritos numéricos correspondem às tensões, correntes e impedâncias nos eletrodos 1 e 2; Z_m é a impedância mútua.

Considerando que os eletrodos apresentam as mesmas características geométricas e que o espaçamento entre eles é o mesmo em toda a sua extensão, a simetria desta configuração determina a condição na qual a corrente que circula pelos eletrodos tem o mesmo valor, onde $I_1 = I_2 = I_T/2$. Também, a tensão no ponto de entrada é comum a ambos os eletrodos, sendo $V_1 = V_2 = V_T$. Assim,

$$V_T = \frac{I_T}{2}(Z_p + Z_m) \quad (3.2)$$

onde,

Z_p = impedância própria do eletrodo;

Z_m = impedância mútua entre os eletrodos;

V_T = tensão na entrada do aterramento;

I_T = corrente na entrada do aterramento.

Como a impedância do aterramento corresponde à relação entre a tensão e a corrente na entrada da linha, tem-se [84],[85]:

$$Z_g = \frac{V_T}{I_T} = \frac{1}{2}(Z_p + Z_m) \quad (3.3)$$

sendo, Z_g a impedância de aterramento.

Assim, percebe-se que a impedância de aterramento do conjunto é maior que o paralelo de dois eletrodos posicionados suficientemente afastados, sendo este excedente quantificado pela metade do valor da impedância mútua. Fica claro, também, que uma vez obtidas as impedâncias Z_p e Z_m , a impedância Z_g é definida completamente a partir da combinação de ambas. Assim, Z_p e Z_m são definidas a seguir.

Os eletrodos de aterramento, isoladamente, podem ser representados adequadamente pelo modelo TL, como mostra a Fig. 3.4. Sendo o eletrodo único, obviamente não existem efeitos mútuos com outras partes do sistema. Neste caso o modelo é caracterizado apenas pelos seus parâmetros indutância, capacitância e condutância próprios. As perdas internas ao condutor, devido à resistência série do

modelo, por serem pequenas comparadas às perdas para o solo, normalmente não são consideradas.



Fig. 3.4 – Modelo para um eletrodo único, horizontal ou vertical.

Para o cálculo dos parâmetros primários, dentre as formulações apresentadas na seção 2.5, optou-se por aquela proposta por Sunde devido aos resultados produzidos apresentarem boa concordância com os obtidos através do modelo TCE, como foi verificado. Entretanto, deve-se observar que a variação dos parâmetros ρ e ε com a frequência precisa ser incluída na formulação.

Segundo Portela (1999), os parâmetros resistividade do solo e permissividade elétrica variam na frequência de acordo com a expressão (3.4), já apresentada no capítulo anterior.

$$w(f) = \left[\sigma_o + \Delta_i \left(\cot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha \right) + j \right) (f \cdot 10^{-6})^\alpha \right] \quad (3.4)$$

$$w(f) = \rho_o^{-1} + j\omega\varepsilon$$

sendo complexo o número obtido a partir de $w(f)$.

Desta forma, os parâmetros ρ e ε das equações de Sunde devem ser substituídos pelas partes real e imaginária da função $w(f)$, ficando, conseqüentemente, garantida a variação dos parâmetros G e C com a frequência. Deve-se observar que esta variação não ocorre para a indutância, sendo mantida sem alterações a equação para o cálculo deste parâmetro. Assim, as equações para o cálculo dos parâmetros primários, por unidade de comprimento, tornam-se:

$$G(f) = \frac{\pi}{\text{Re}(w(f))^{-1} \cdot \left(\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}} \right) - 1 \right)} \quad (3.5a)$$

$$C(f) = \frac{\text{Im}(w(f)) \times (2f)^{-1}}{\ln\left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}}\right) - 1} \quad (3.5b)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2l}{r}\right) - 1 \right] \quad (3.5c)$$

sendo, f a frequência e, referente ao eletrodo, l é o comprimento, r o raio, h a profundidade na qual está enterrado. $\text{Re}(w(f))$ e $\text{Im}(w(f))$, correspondem, respectivamente, as partes real (σ) e imaginária ($\omega\varepsilon$) do número complexo retornado pela função $w(f)$.

A impedância característica, \hat{Z}_c , e a constante de propagação, $\hat{\gamma}$, que variam com a frequência quando a onda propaga em um meio com perdas, passam a ter os parâmetros G e C também dependentes da frequência. O mesmo ocorre no cálculo da impedância de entrada da linha, \hat{Z}_{in} , aqui correspondendo à impedância própria do aterramento, \hat{Z}_p . Então,

$$\hat{Z}_c(f) = \sqrt{\frac{j\omega L}{G(f) + j\omega C(f)}} \quad (3.6a)$$

$$\hat{\gamma}(f) = \sqrt{j\omega L \cdot (G(f) + j\omega C(f))} \quad (3.6b)$$

$$\hat{Z}_{in}(f) = \hat{Z}_c(f) \coth(\hat{\gamma}(f) \cdot l) \quad (3.6c)$$

Segundo Sunde, para o cálculo da impedância mútua basta substituir em (3.5) o raio r pela distância entre os eletrodos e a profundidade h pela profundidade média dos eletrodos [86],[13]. Como se sabe, esta formulação é utilizada no cálculo dos parâmetros primários de um modelo baseado na teoria de linhas. Sendo desta forma, então, o que se tem na verdade é uma segunda linha que está associada aos efeitos mútuos, com parâmetros calculados a partir de (3.5) e impedância de entrada calculada através de (3.6), aqui correspondendo à impedância mútua do aterramento, \hat{Z}_m .

Finalmente, sendo conhecidas as respostas individuais das linhas, aquela associada aos parâmetros próprios e aquela associada aos parâmetros mútuos, a impedância de aterramento do conjunto é facilmente calculada a partir da combinação de ambas, de acordo com a equação (3.3), aqui denotada \hat{Z}_{eq} . Deve-se observar ainda que “vista” apenas do ponto de entrada, o conjunto pode ser substituído por uma única linha cuja impedância seja correspondente a \hat{Z}_{eq} , como ilustra a Fig. 3.5.

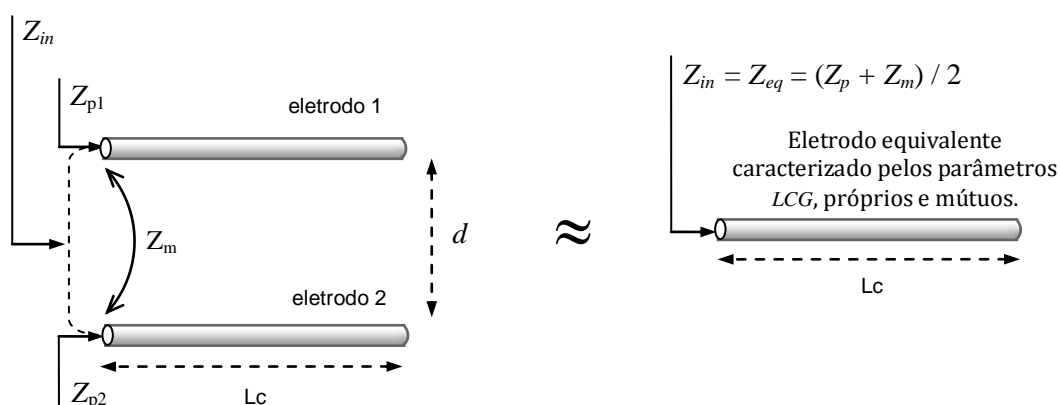


Fig. 3.5 – Impedância de entrada de um aterramento constituído por dois eletrodos paralelos e seu equivalente.

O cálculo da impedância das malhas de aterramento de torres tem por base o desenvolvimento e as suposições feitas para a configuração de aterramentos constituídos por dois condutores paralelos. Para tanto, considera-se uma malha que tenha cabos contrapeso de comprimento L_c metros, distanciados por d metros, conforme Fig. 3.6.

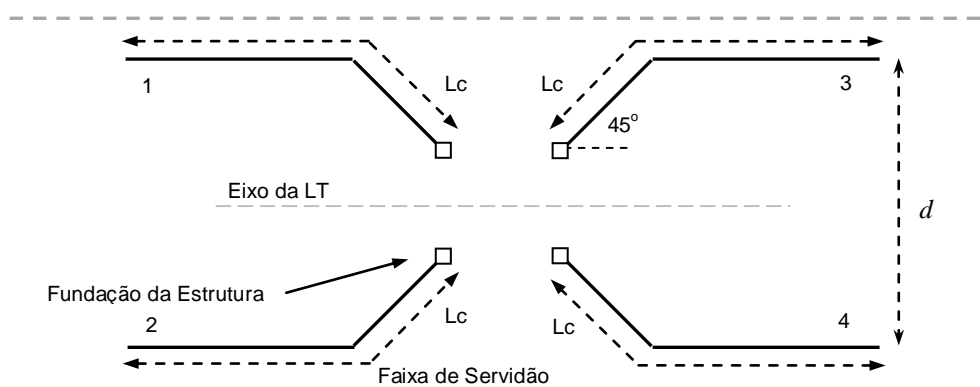


Fig. 3.6 – Estrutura da malha de aterramento de uma torre.

Na estilização da Fig. 3.6, cada um dos pares de eletrodo 1-2 e 3-4 pode ser representado por um único eletrodo cujo modelo é caracterizado pelos parâmetros indutância, capacitância e condutância, próprios e mútuos, da mesma forma como na Fig. 3.5. Assim, o aterramento fica reduzido a apenas dois eletrodos, um para cada par, sendo as impedâncias equivalentes, $Z_{eq(1-2)}$ e $Z_{eq(3-4)}$, calculadas a partir de (3.3). O aterramento equivalente é ilustrado na Fig. 3.7.

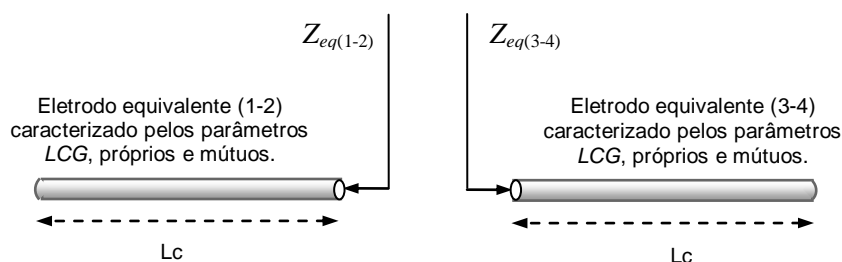


Fig. 3.7 - Eletrodos equivalentes dos cabos contrapeso (pares de eletrodos 1-2 e 3-4).

Deve-se observar que os modelos são idênticos, já que existe total simetria entre os pares de eletrodos 1-2 e 3-4. Conseqüentemente, a corrente de descarga que desce pela torre e chega ao ponto de entrada da malha de aterramento é distribuída igualmente entre os eletrodos. Então, como $Z_{eq(1-2)}$, por simetria, deve ser igual a $Z_{eq(3-4)}$ e como do ponto de vista da teoria de circuitos os eletrodos estão em paralelo, tem-se:

$$\hat{Z}_{eq(1-2)} = \hat{Z}_{eq(3-4)} = (\hat{Z}_p + \hat{Z}_m) / 2 \quad (3.7a)$$

$$\hat{Z}_{ccp} = \hat{Z}_{eq(1-2)} // \hat{Z}_{eq(3-4)} = (\hat{Z}_p + \hat{Z}_m) / 4 \quad (3.7b)$$

onde, \hat{Z}_{ccp} é a impedância de aterramento relativa aos cabos contrapeso.

Assim, a impedância para configuração de aterramento considerada é definida em (3.7b). Nela fica evidente que a impedância da malha é calculada, simplesmente, a partir das impedâncias própria e mútua dos eletrodos que a compõem. É importante ressaltar que a impedância própria, neste caso, refere-se a um único eletrodo de aterramento qualquer que seja ele, já que normalmente todos os cabos contrapeso têm as mesmas características geométricas. A impedância mútua é calculada considerando-se um par de

eletrodos qualquer que seja ele, 1-2 ou 3-4, já que a configuração considerada apresenta simetria espacial.

3.3 Validação do modelo

Os aspectos abordados neste capítulo têm sido direcionados ao desenvolvimento de um modelo que possa reproduzir a resposta transitória do aterramento de estruturas de suporte de linha de transmissão. Para se avaliar os domínios de validade do modelo proposto é necessário que seja feita uma comparação de resultados. Antes, porém, é importante ressaltar que, obviamente, o desejável é que a comparação dos resultados obtidos a partir de simulações seja feita com trabalhos em que medições práticas tenham sido realizadas. Nesse sentido, foi feita uma ampla pesquisa bibliográfica na busca por trabalhos com tal característica, tendo sido verificada a quase que total inexistência de referências em que medições práticas tenham sido realizadas em aterramentos de torres. De fato, são raras até mesmo simulações com esta aplicação. Nos poucos trabalhos em que o aterramento de torres está incluído, seu tratamento normalmente é secundário sendo modelado apenas por uma resistência. Neste caso, como já visto, a representatividade do modelo é limitada à frequência característica, F_c , ficando excluídas justamente as características de alta frequência do aterramento.

Um dos poucos trabalhos em que os aterramentos de torres são estudados foi desenvolvido por Nogueira [87] em sua dissertação de mestrado, onde o autor apresenta um modelo baseado na teoria de campos para aterramentos com esta aplicação. É apresentada a resposta do aterramento no domínio da frequência sendo variados alguns parâmetros do sistema, como a topologia e a resistividade do solo. Em uma das simulações apresentadas é considerada uma malha como a da Fig. 3.6, não estando incluída a fundação da torre (grelha). Os eletrodos tem 30m de comprimento, raio de 5mm e estão separados por uma distância de 10m. Estão enterrados a 0.3m em um solo de resistividade igual a $360\Omega\cdot m$. Ainda, os parâmetros resistividade do solo, ρ , e permissividade elétrica, ϵ , variam com a frequência de acordo a equação (3.4) proposta por Portela (1999), sendo considerados: $\sigma_0 = 2.78 \times 10^{-3} S/m$. $\therefore \rho = 360\Omega m$, $\Delta i = 4.65 \times 10^{-3} S/m$, $\alpha = 0.60$. Entretanto, em consonância com a literatura mais comumente encontrada, aqui também é apresentada a curva de resposta sem que a variação dos parâmetros do solo com a

frequência seja considerada. Neste caso, é considerada a permissividade elétrica relativa como sendo 15.

A Fig. 3.8 mostra a resposta do aterramento obtida por Nogueira (2006) e, também, a produzida pelo modelo aqui proposto, com variação e sem variação dos parâmetros do solo. Observa-se que ao considerar a variação dos parâmetros o resultado obtido com o modelo aqui proposto apresenta melhor concordância na região de frequências mais elevadas, como esperado, já que o modelo de Nogueira faz tal consideração.

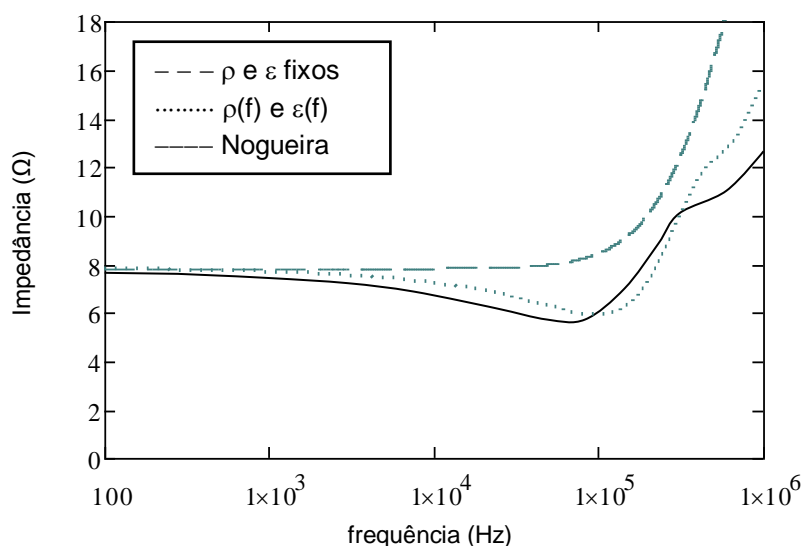


Fig. 3.8 - Resposta do aterramento de torres, na frequência, obtidas a partir dos modelos TL e TCE.

Outra configuração também avaliada é constituída por eletrodos de cobre com 35.6m de comprimento, raio de 5mm, estando enterrados a 0.5m de profundidade. A distância entre os eletrodos é de 30m. A fundação da torre, apesar de Nogueira (2006) não mencionar os critérios adotados para a escolha dos valores seguintes, é representada por um tubo de aço com 5m de comprimento e 20cm de diâmetro, sendo, aqui, modelado por uma haste vertical. Neste caso, como a haste e os cabos contrapeso estão perpendiculares entre si, não são considerados os efeitos mútuos entre esses. Consequentemente, a impedância do aterramento, à luz da teoria de circuitos, é calculada considerando-se a impedância relativa a haste, \hat{Z}_h , como estando em paralelo com a impedância relativa aos cabos contrapeso, \hat{Z}_{cp} . Assim,

$$\hat{Z}_g = \hat{Z}_h // \hat{Z}_{ccp} = \hat{Z}_h // \left[\left(\hat{Z}_p + \hat{Z}_m \right) / 4 \right] \quad (3.8)$$

$$\hat{Z}_g = \frac{1}{\hat{Z}_h^{-1} + \left[\left(\hat{Z}_p + \hat{Z}_m \right) / 4 \right]^{-1}}$$

A formulação para o cálculo dos parâmetros primários do modelo para a haste vertical é aquela proposta por Sunde em (2.25). Foi obtida a resposta do aterramento para as resistividades do solo de 500Ωm, 1000Ωm e 2000Ωm, sendo considerado, ainda, $\Delta i = 0,9 \times 10^{-3} \text{ S/m}$, $\alpha = 0,55$.

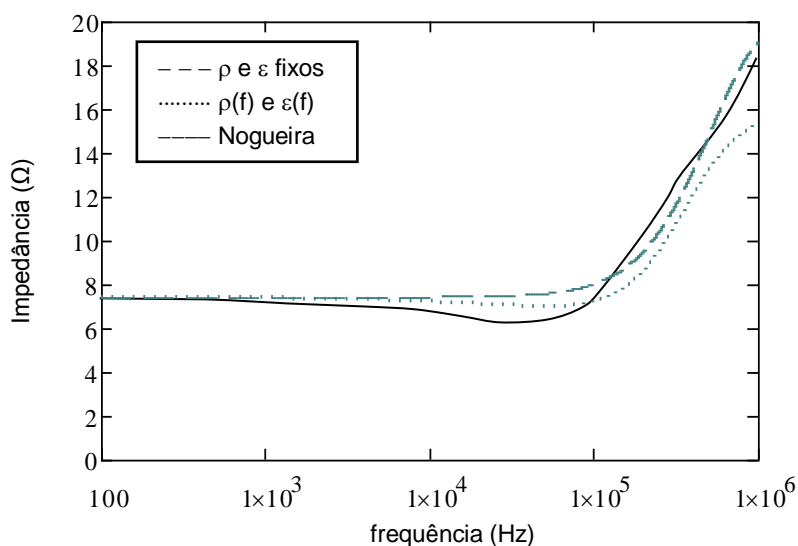


Fig. 3.9 - Impedância de aterramento, $\rho=500\Omega\text{m}$.

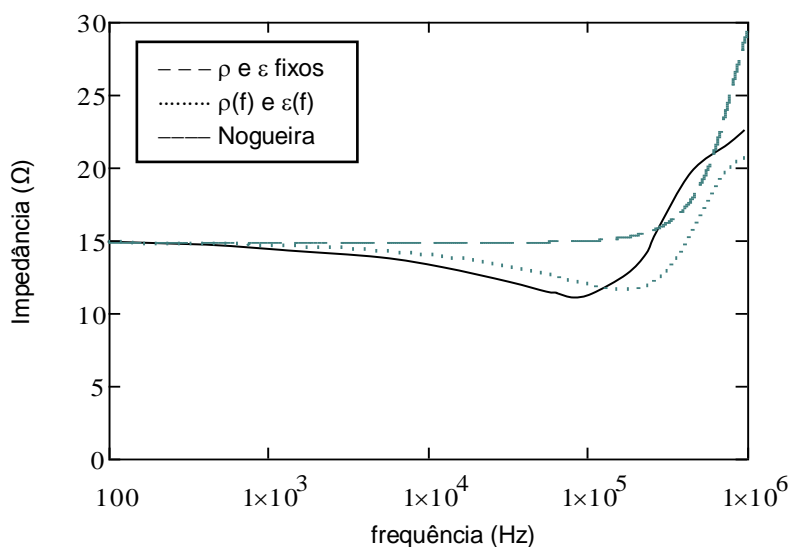


Fig. 3.10 - Impedância de aterramento, $\rho=1000\Omega\text{m}$.

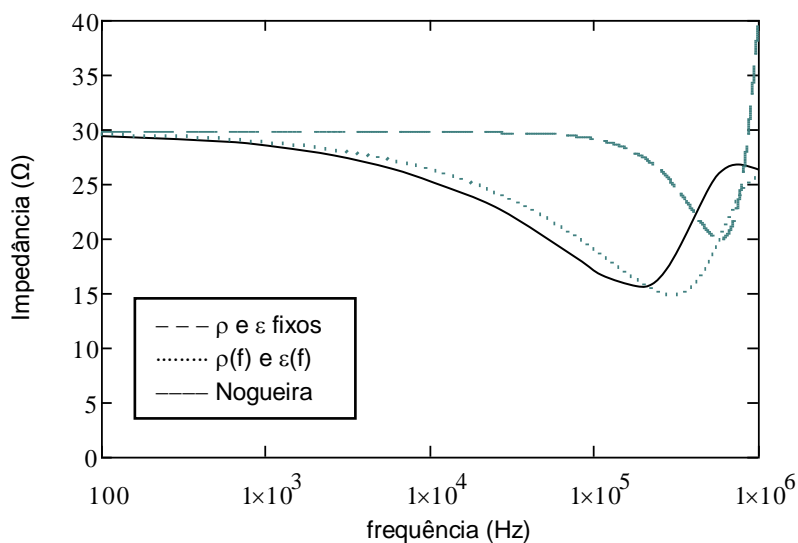


Fig. 3.11 - Impedância de aterramento, $\rho=2000\Omega m$.

Aqui, também, as Fig. 3.9, Fig. 3.10 e Fig. 3.11 mostram boa concordância entre os resultados produzidos pelo modelo TCE e o modelo TL. Entretanto, notoriamente os resultados obtidos a partir do modelo TL com variação de parâmetros na frequência estão mais próximos daqueles obtidos pelo modelo TCE. Neste caso, verifica-se que apesar das respostas não serem quantitativamente coincidentes, fica evidente a coerência entre elas em toda a faixa de frequência considerada. Já a curva de resposta obtida através do modelo TL, que não considera a variação dos parâmetros, apresentou uma maior discrepância, como esperado. Cumpre ainda mencionar que, a despeito dessas diferenças, obviamente somente os resultados advindos de medições laboratoriais ou de campo apontarão o modelo que melhor representa o aterramento.

Os resultados verificados nesta seção indicam a consistência do modelo desenvolvido neste trabalho, baseado na teoria de linhas, comparativamente ao modelo que tem por base a teoria de campos, utilizado por Nogueira. Uma vez validado, torna-se interessante realizar análises em que determinadas variáveis de interesse são modificadas. O modelo desenvolvido tem importância significativa no estudo de aterramentos de estruturas de suporte de linhas de transmissão, não somente por fornecer resultados nos domínios do tempo e da frequência que evidenciam suas características de resposta, mas principalmente devido à possibilidade da realização de uma análise de sensibilidade relacionando as variáveis de interesse à resposta do aterramento. Deste estudo podem ser definidos, por exemplo, os limites para os quais o

aterramento é efetivo na melhoria do desempenho das linhas de transmissão quando submetidas às correntes impulsivas de descargas atmosféricas.

3.4 Considerações finais

O interesse em se conhecer a resposta do aterramento de torres submetidas a uma solicitação impulsiva está relacionado à tensão que é conseqüentemente desenvolvida, muitas vezes causadora de desligamentos não programados nas linhas. Neste sentido, a resposta no domínio do tempo, considerando a impedância impulsiva, talvez seja um parâmetro melhor de comparação para os resultados obtidos considerando ou não a variação da resistividade e da permissividade com a frequência. Para tanto, a tensão $v(t)$ é calculada através da Transformada de Fourier, sendo, para uma corrente aplicada $i(t)$, definida por:

$$v(t) = F^{-1} \{ F(i(t)) \cdot \hat{Z}(\omega) \} \quad (3.9)$$

onde, F^{-1} e F denotam, respectivamente, as Transformadas de Fourier inversa e direta e $\hat{Z}(\omega)$ é a impedância harmônica do aterramento.

Como já verificado na subseção (2.6.1), a tensão $v(t)$ desenvolvida é dependente das características da onda de corrente, sobretudo do seu tempo de frente. Desta forma, para uma melhor avaliação, foram realizadas simulações sendo utilizada uma onda de corrente rápida ($1.2/20\mu\text{s}$) e outra mais lenta ($3/20\mu\text{s}$) em solos de resistividades variadas. Ondas com tais características foram escolhidas considerando que o valor de $3\mu\text{s}$ aproxima-se dos tempos de frente associados às primeiras descargas de retorno e o valor de $1.2\mu\text{s}$ aproxima-se dos valores do tempo de frente das descargas de retorno subsequentes, tendo sido ambas medidas na Estação do Morro do Cachimbo em Minas Gerais [40]. Já o tempo de meia onda tem pouca influência no comportamento transitório do sistema de aterramento, sendo adotado o valor de $20\mu\text{s}$. Foram consideradas, também, as impedâncias com e sem variação dos parâmetros ρ e ϵ na frequência. A configuração do aterramento é a mesma da Fig. 3.6. O aterramento, então, é caracterizado por quatro cabos contrapesos de 35.6m de comprimento e raio de 5mm que estão enterrados a 0,5m de profundidade. Ainda, estão distanciados por 30m. A estrutura da torre é representada por uma haste de 5m e 10cm de raio, como no exemplo citado anteriormente. Para a variação

dos parâmetros ρ e ε com a frequência, são considerados $\Delta i = 0.9 \times 10^{-3}$ e $\alpha = 0.55$. Não sendo considerada a variação com a frequência, a permissividade elétrica relativa é 15. Os resultados estão apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Impedância de aterramentos submetidos a ondas impulsivas.

Resistividade do solo ($\Omega\cdot m$)	Impedância Impulsiva com parâmetros ρ e ε variando com a frequência		Impedância Impulsiva com parâmetros ρ e ε fixos com a frequência	
	Onda rápida (1.2/20 μs)	Onda lenta (3/20 μs)	Onda rápida (1.2/20 μs)	Onda lenta (3/20 μs)
500	9,43 Ω	7,57 Ω	10,73 Ω	8,28 Ω
1000	12,92 Ω	12,65 Ω	16,0 Ω	14,92 Ω
2000	21,92 Ω	22,40 Ω	29,78 Ω	29,63 Ω
2500	26,03 Ω	26,54 Ω	36,90 Ω	36,90 Ω
3000	29,80 Ω	30,31 Ω	44,26 Ω	44,23 Ω
3500	33,28 Ω	33,75 Ω	51,37 Ω	51,48 Ω

Fonte: Dados obtidos pelo autor através de simulação.

Os dados da Tabela 1 mostram que, de modo geral, o modelo que considera a variação dos parâmetros na frequência produz valores menores que o modelo que não faz tal consideração. Observa-se, também, que a diferença entre os valores obtidos por esses modelos torna-se cada vez maior à medida que a resistividade do solo aumenta. Cita-se, como exemplo, a situação em que a resistividade do solo é de 500 $\Omega\cdot m$, sendo as impedâncias calculadas muito próximas, considerando ou não a variação dos parâmetros com a frequência. Já para o solo de resistividade igual a 2500 $\Omega\cdot m$, quando submetido a uma onda rápida, o modelo que não considera a variação dos parâmetros na frequência produz um resultado 41,76% maior que o modelo que faz tal consideração. Tais aspectos ficam mais claros a partir da Fig. 3.12.

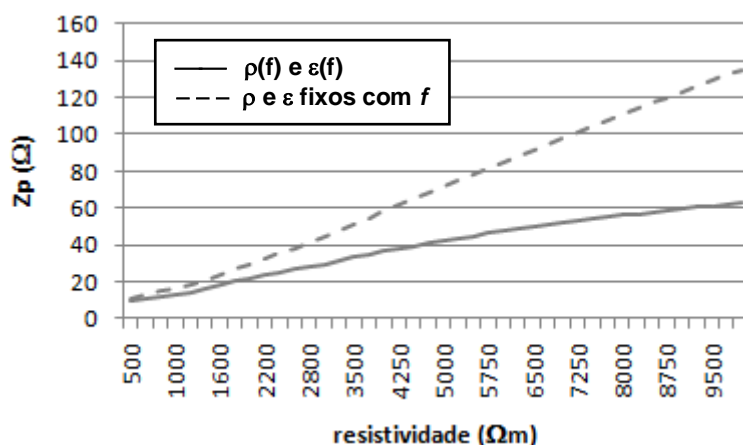


Fig. 3.12 - Impedância impulsiva, Z_p , em função da resistividade, ρ , para uma onda rápida (1.2/20 μs).

A despeito dessas diferenças, é importante ressaltar mais uma vez que somente a realização de medições laboratoriais ou de campo com essa configuração de aterramento tornará clara a real acuidade de cada modelo.

CAPÍTULO 4

RESPOSTA DO ATERRAMENTO DE ESTRUTURAS DE SUPORTE DE LINHAS DE TRANSMISSÃO COM AUXILIO DO PSPICE

4.1 Introdução

Os cálculos feitos até o momento para se obter a impedância de aterramento nos domínios do tempo e da frequência bem como a tensão desenvolvida no ponto de entrada de corrente foram realizados com o auxílio da ferramenta MathCad, tendo como base os fundamentos da teoria de Linhas de Transmissão e a Transformada de Fourier. Apesar de ser relativamente simples, sua implementação computacional, em alguns casos, pode ser bastante laboriosa. Assim, o uso de uma ferramenta que já traga todo o núcleo matemático necessário aos cálculos torna a tarefa mais simples. Nesse sentido, optou-se pelo programa de simulação PSPICE [88]. Este ambiente de simulação computacional já traz em sua biblioteca interna, dentre muitos outros, o modelo de linha de transmissão com perdas (MLTP), TLOSSY, que se adéqua muito bem ao modelamento dos eletrodos de aterramento, sejam eles hastes ou cabos contrapeso. Os parâmetros primários do MLTP são calculados a partir da formulação proposta por Sunde em (2.25) e em (2.26), para, respectivamente, eletrodos verticais e horizontais. Antes, porém, alguns aspectos relativos à formulação e ao programa de simulação devem ser ressaltados.

A entrada dos parâmetros RLCG do MLTP encontrado no PSPICE é feita de forma direta e simples. Porém, deve-se observar que tais valores não podem ser negativos. Analisando a formulação proposta por Sunde fica claro que os parâmetros da linha são dependentes de um conjunto de variáveis. Para o cálculo do parâmetro indutância, aqui escrito novamente apenas por conveniência, estão envolvidas as variáveis permeabilidade magnética do meio, μ , o comprimento do condutor, l e também seu raio, r . Quando se trata do cálculo dos parâmetros mútuos, o raio, r , deve ser substituído pela distância entre os eletrodos, como já mencionado na seção 3.2 [86],[13].

$$L_{\text{Sunde}} = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2l}{r} \right) - 1 \right] \quad (4.1)$$

Por inspeção, verifica-se que uma vez definido o comprimento do eletrodo e sendo a permeabilidade magnética uma constante, a indutância é dependente apenas do valor do raio. Uma análise um pouco mais cuidadosa mostra que existe um valor máximo para r , acima do qual a indutância calculada torna-se negativa. Tal situação ocorre quando $\ln(2l / r) = 1$, para eletrodos horizontais e verticais. Então, as condições em que se tem ($r < 2l / e$) devem ser atendidas, sendo e corresponde à constante de Euler.

Como exemplo, cita-se um cabo contrapeso de torres de linhas de transmissão com o comprimento de 35m. Neste caso, o valor máximo de r deve ser 25m para que a indutância calculada não seja negativa. Obviamente, o raio dos eletrodos jamais deverá alcançar tal dimensão, sendo descartada a possibilidade de se obter um valor calculado negativo para a indutância própria dos eletrodos. Entretanto, quando r corresponde à distância entre os eletrodos no cálculo dos efeitos mútuos, esta é uma dimensão facilmente alcançada em configurações de aterramentos de torres. De fato, no aterramento descrito no trabalho de Nogueira (2006) os eletrodos, em determinada situação, têm 35.6m de comprimento estando distanciados por 30m. Neste caso a indutância mútua calculada é negativa, tornando a simulação através do PSPICE impossível. Entretanto, quando aplicado aos eletrodos de aterramentos, a indutância negativa indica que os efeitos mútuos podem ser desprezados. Assim, é perfeitamente possível utilizar a expressão para o cálculo do parâmetro indutância mútua, L_m , através da formulação proposta por Sunde. Para tanto, nas situações em que o valor calculado for negativo, o espaçamento considerado deve ser substituído pelo espaçamento máximo para o qual L_m ainda é positivo. É importante ressaltar, contudo, que apesar de coerente, esta abordagem ocorre “no campo teórico” havendo, obviamente, a necessidade de sua consolidação através de experimentos. Ainda, as análises são feitas para uma configuração típica de um sistema de aterramento de torres de linha de transmissão, sendo necessária uma nova avaliação dos domínios de validade do procedimento indicado para sistemas que tenham outra aplicação. Cabe finalmente observar que o limite de espaçamento entre eletrodos para o qual os parâmetros resistência e capacitância calculados tornam-se negativos é muito superior ao da indutância. Isto porque, neste caso o limite é definido por:

$$r_{\max} = \frac{2l}{h \cdot e^2} \quad (4.2)$$

onde, l é o comprimento do condutor, e corresponde à constante de Euler e h é profundidade em que o eletrodo está enterrado.

Como exemplo, cita-se a situação em que os eletrodos têm 30m de comprimento. Nesse caso, o limite a partir do qual a resistência e a capacitância calculadas tornam-se negativas é de 487.21m, não existindo, portanto, situação prática para a aplicação estudada que alcance tal valor em relação ao espaçamento, nem tampouco em relação ao raio do eletrodo.

Uma vez definido o método para o cálculo dos parâmetros primários do MLTP, outro aspecto relativo ao uso do ambiente computacional PSPICE para o cálculo e simulação da impedância de aterramento das torres de linhas de transmissão deve ser observado. Apesar de existirem modelos em sua biblioteca interna que contemplem os efeitos mútuos entre as partes de um sistema, estes são apenas relativos à indutância e capacitância. Modelos que contemplem os efeitos mútuos resistivos não são disponibilizados. Esta limitação, contudo, não representa um problema. Observando a equação (3.7b) fica claro que é necessário apenas conhecer a impedância própria de um eletrodo e a impedância mútua entre dois eletrodos para se definir a impedância de todo aterramento, já que existe simetria na configuração em questão. Deve-se observar também que, como mostrado na seção 3.2, as impedâncias própria e mútua são obtidas a partir de dois modelos de linha, sendo um correspondente aos parâmetros próprios e outro correspondente aos parâmetros mútuos. A impedância de aterramento é obtida a partir da combinação de ambos. No ambiente de simulação PSPICE são utilizados dois modelos de linha de transmissão com perdas, TLOSSY, estando cada um dos efeitos, próprios e mútuos, associado a um modelo separadamente. Entretanto, quando se deseja incluir a variação dos parâmetros do solo com a frequência seu uso se torna impróprio. Neste caso, de forma alternativa, utiliza-se o bloco LAPLACE. Com este recurso, também disponível no PSPICE, é possível se incluir tal variação de maneira bastante simples. Para um melhor entendimento do procedimento de implementação de ambos os modelos, TLOSSY e LAPLACE, são realizadas a seguir algumas simulações. Os aterramentos considerados apresentam as mesmas características daqueles encontrados na seção 3.3, onde o modelo para malhas de aterramento de torres proposto neste trabalho é validado. A sua consistência é mais uma vez verificada, ficando evidente, também, a simplicidade com que os resultados são obtidos com o uso do ambiente de simulação PSPICE.

4.2 Impedância do aterramento considerando a variação dos parâmetros do solo com a frequência

Como visto anteriormente, os parâmetros resistividade e permissividade elétrica, segundo Portela, são dependentes da frequência. A inclusão dessa variação no modelo dependentes da frequência. Contudo, este não é caso. Nele é possível apenas incluir a dependência na frequência do parâmetro resistência, por ter sido idealizado somente para a inclusão do efeito pelicular. Assim, outro modelo que apresente esta característica deve ser utilizado.

O programa PSPICE contém em sua biblioteca uma grande variedade e quantidade de elementos que tornam a simulação a partir deste ambiente de simulação bastante atrativa do ponto de vista de projetos. Dependendo da complexidade do sistema analisado, muitas vezes é interessante dividi-lo em subsistemas de forma que a compreensão das partes decorra no melhor entendimento do todo. Neste caso, o sistema pode ser representado por “blocos funcionais” que simplesmente descrevem a resposta de um subsistema a certa excitação. Obviamente, o subsistema pode inclusive se tratar de todo o sistema. Este é o caso da malha de aterramento estudada que será tratada com um único bloco funcional.

O chamado *modelamento comportamental* é o procedimento através do qual são desenvolvidos modelos para um sistema, subsistema ou um dispositivo em termos da relação entre os sinais de saída e de entrada. Cita-se como exemplo de aplicação para esta técnica o desenvolvimento de novos dispositivos e, também, o modelamento de “caixas-pretas” de sistemas mais complexos [89],[90],[91]. O PSPICE disponibiliza a biblioteca *abm.slb* (*analog behavioral modeling*) que torna esta tarefa bastante simples, por conter blocos associados a expressões matemáticas e funções de transferência.

Para o modelamento da malha de aterramento de torres foram analisadas algumas possibilidades de implementação através dos blocos disponibilizados nesta biblioteca. Numa última etapa de análises para a definição do método a ser utilizado foram selecionados os blocos ou modelos ELAPLACE e LAPLACE. Apesar de não existirem diferenças entre os resultados produzidos por ambos, optou-se por utilizar o modelo LAPLACE devido apenas ao modo como a expressão é manipulada no bloco.

A Fig. 4.1 ilustra o modelo LAPLACE. Para definir a função de transferência do bloco, deve-se entrar com a expressão do numerador e a do denominador separadamente. Tal característica mostrou-se atrativa por facilitar a manipulação da expressão completa da função que é relativamente longa, sendo o seu desenvolvimento apresentado a seguir.

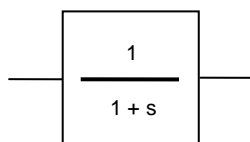


Fig. 4.1 - Ilustração do modelo LAPLACE presente na biblioteca *abm.slb* do PSPICE.

A definição da expressão para a impedância harmônica do aterramento considerando a variação dos parâmetros do solo com a frequência é feita, basicamente, a partir da substituição dos parâmetros secundários, Z_c e γ , pelos parâmetros primários, LGC . Por sua vez, os parâmetros G e C têm incluídos as partes real e imaginária da função, proposta por Portela, que descreve a variação dos parâmetros do solo com a frequência. Finalmente, a expressão pode ser incluída no bloco LAPLACE para a simulação. Na sequência, este procedimento é detalhado.

As expressões para o cálculo dos parâmetros condutância e capacitância, por unidade de comprimento, para cabos contrapeso são novamente apresentados aqui apenas para facilitar o acompanhamento do desenvolvimento. É importante ressaltar que para eletrodos verticais o procedimento é o mesmo, devendo-se neste caso utilizar a formulação apropriada. Assim,

$$G_{ccp} = \frac{\pi}{\rho \left[\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}} \right) - 1 \right]} \quad (4.3)$$

$$C_{ccp} = \frac{\pi \cdot \varepsilon}{\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}} \right) - 1} \quad (4.4)$$

sendo,

ρ = resistividade do solo ($\Omega \cdot m$);

ε = permissividade elétrica (F/m);

$$\begin{aligned}
 G_{ccp} &= \frac{\pi}{\rho K_0} = \frac{\pi}{\operatorname{Re}(w(\omega))^{-1} K_0} = \frac{\pi}{K_0} \operatorname{Re}(w(\omega)) \\
 &= \frac{\pi}{K_0} \left(\rho^{-1} + \Delta i \cdot \cotg\left(\frac{\pi}{2} \alpha\right) \left(\frac{\omega}{2\pi \times 10^6}\right)^\alpha \right) \\
 &= \frac{\pi}{K_0} \rho^{-1} + \frac{\pi}{K_0} \Delta i \cdot \cotg\left(\frac{\pi}{2} \alpha\right) (2\pi \times 10^6)^{-\alpha} \omega^\alpha
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

De maneira semelhante, faz-se a substituição da parte imaginária de $w(\omega)$ na equação de cálculo da capacitância que também passa a depender da frequência, sendo definida por (4.8). Deve-se observar que $\varepsilon = \operatorname{Im}(w(\omega)) / \omega$. Assim,

$$\begin{aligned}
 C_{ccp} &= \frac{\pi \varepsilon}{K_0} = \frac{\pi \cdot \operatorname{Im}(w(\omega))}{\omega K_0} \\
 &= \frac{\pi \cdot \Delta i \left(\frac{\omega}{2\pi \times 10^6}\right)^\alpha}{\omega K_0} = \frac{\pi \cdot \Delta i (2\pi \times 10^6)^{-\alpha} \omega^\alpha}{\omega K_0} \\
 &= \frac{\pi \cdot \Delta i (2\pi \times 10^6)^{-\alpha}}{K_0} \cdot \omega^{\alpha-1}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

As equações (4.7) e (4.8) deixam evidente que para a definição dos parâmetros condutância e capacitância, considerando a variação com a frequência, basta que as constantes K_0 , K_1 , K_2 e K_3 sejam conhecidas. Cabe finalmente observar que o parâmetro indutância não varia com a frequência, mantendo-se, conseqüentemente, inalterada a sua formulação. Assim, o cálculo dos parâmetros primários de uma linha de transmissão, considerando a variação com a frequência, é feito a partir das equações apresentadas a seguir.

$$G_{ccp} = K_1 + K_2 \omega^\alpha \tag{4.9}$$

$$C_{ccp} = K_3 \cdot \omega^{\alpha-1} \tag{4.10}$$

$$L_{ccp} = K_4 \tag{4.11}$$

Onde,

$$K_1 = \frac{\pi}{K_0} \rho^{-1};$$

$$K_2 = \frac{\pi}{K_0} \Delta i \cdot \cotg\left(\frac{\pi}{2} \alpha\right) (2\pi \times 10^6)^{-\alpha};$$

$$K_3 = \frac{\pi \cdot \Delta i (2\pi \times 10^6)^{-\alpha}}{K_0}$$

$$K_4 = \frac{\mu}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2l}{r}\right) - 1 \right]$$

$$K_0 = \ln\left(\frac{2l}{\sqrt{2rh}}\right) - 1$$

Uma vez obtidas as expressões para o cálculo dos parâmetros primários, devem ser feitas as devidas substituições nas expressões que definem a impedância harmônica do aterramento. São feitas, então, as substituições nas equações para o cálculo da impedância característica, Z_c , e da constante de propagação, γ . Assim, após este procedimento, a impedância característica é definida por:

$$Z_c^2 = \frac{j\omega L}{G + j\omega C} \tag{4.12}$$

$$Z_c^2 = \frac{j\omega K_4}{(K_1 + K_2 \omega^\alpha) + j\omega (K_3 \omega^{\alpha-1})}$$

De maneira semelhante, a constante de propagação é definida por:

$$\gamma^2 = j\omega L (G + j\omega C) \tag{4.13}$$

$$\gamma^2 = j\omega K_4 \left[(K_1 + K_2 \omega^\alpha) + j\omega (K_3 \omega^{\alpha-1}) \right]$$

Finalmente, a impedância do aterramento pode ser definida, observando que como a entrada das expressões do numerador e a do denominador no modelo LAPLACE ocorre de maneira independente, torna-se conveniente utilizar a igualdade em que $\coth = 1 / \tanh$. Assim,

$$Z_g(\omega) = \frac{\hat{Z}_c(\omega)}{\tanh(1 \cdot \hat{\gamma}(\omega))} \quad (4.14)$$

Deve-se observar que já estão presentes na equação (4.14) as expressões que são utilizadas no modelo LAPLACE, que correspondem ao numerador e denominador da equação. Desta forma, uma vez aplicado certo sinal em sua entrada, a resposta do aterramento à excitação passa a ser conhecida na saída. Com exemplo, a seguir são obtidas as respostas para os aterramentos considerados na seção 3.3, onde o modelo foi validado. Lá, contudo, foi utilizada a formulação clássica da teoria de linhas com auxílio da ferramenta MathCad. Neste primeiro exemplo, o cálculo dos parâmetros utilizados no modelo LAPLACE é feito de forma um pouco mais detalhada visando uma melhor compreensão do procedimento. Para a outra configuração de aterramento que também será analisada, serão apresentados apenas os valores das constantes relativas a cada situação em uma tabela.

O primeiro aterramento analisado é constituído por eletrodos e 30m de comprimento, raio de 5mm e estão separados por uma distância de 10m. Estão enterrados a 0,3m em um solo de resistividade igual a $360\Omega \cdot m$ ($\sigma_0 = 2.78 \times 10^{-3} S/m$). A resistividade do solo e a permissividade elétrica variam de acordo com a equação proposta por Portela, sendo considerados $\Delta i = 4.65 \times 10^{-3} S/m$ e $\alpha = 0,60$. Ainda, a fundação da estrutura não é considerada.

Uma vez definidas as características do aterramento, as constantes K_0 , K_1 , K_2 , K_3 e K_4 podem ser calculadas. Como o modelo para aterramentos de torres proposto neste trabalho é caracterizado por duas linhas, uma relativa aos parâmetros próprios e outra relativa aos parâmetros mútuos, obviamente, devem ser calculadas as constantes para cada uma das situações. Assim, tem-se:

Constantes para a linha de transmissão associada aos parâmetros próprios

$$K_0 := \ln\left(\frac{2 \cdot L_{ch}}{\sqrt{2 \cdot r_h \cdot h}}\right) - 1 = 5.999 \times 10^0$$

$$K_1 := \frac{\pi}{K_0} \cdot \rho^{-1} = 1.455 \times 10^{-3}$$

$$K_2 := \frac{\pi}{K_0} \cdot \Delta i \cdot \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha\right) \cdot (2\pi \cdot 10^6)^{-\alpha} = 147.531 \times 10^{-9}$$

$$K_3 := \frac{\pi \cdot \Delta i \cdot (2\pi \cdot 10^6)^{-\alpha}}{K_0} = 203.059 \times 10^{-9}$$

$$K_4 := L_{ph1} = 1.679 \times 10^{-6}$$

A impedância característica e a constante de propagação são então definidas, sendo:

$$Z_c^2 = \frac{j\omega 1,679E-6}{(1,455E-3 + 147,531E-9 \cdot \omega^{0,6}) + j\omega(203,059E-9 \cdot \omega^{-0,4})} \quad (4.15)$$

$$\gamma^2 = j\omega 1,679E-6 \left[(1,455E-3 + 147,531E-9 \cdot \omega^{0,6}) + j\omega(203,059E-9 \cdot \omega^{-0,4}) \right] \quad (4.16)$$

Constantes para a linha de transmissão associada aos parâmetros mútuos

$$K_0 := \ln\left(\frac{2 \cdot L_{ch}}{\sqrt{2 \cdot d_h \cdot h}}\right) - 1 = 2.198 \times 10^0$$

$$K_1 := \frac{\pi}{K_0} \cdot \rho^{-1} = 3.969 \times 10^{-3}$$

$$K_2 := \frac{\pi}{K_0} \cdot \Delta i \cdot \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha\right) \cdot (2\pi \cdot 10^6)^{-\alpha} = 402.565 \times 10^{-9}$$

$$K_3 := \frac{\pi \cdot \Delta \cdot i \cdot (2\pi \cdot 10^6)^{-\alpha}}{K_0} = 554.084 \times 10^{-9}$$

$$K_4 := Lmh1 = 158.352 \times 10^{-9}$$

A impedância característica e a constante de propagação são então definidas, sendo:

$$Z_c^2 = \frac{j\omega 158,352E-9}{(3,969E-3 + 402,565E-9 \cdot \omega^{0,6}) + j\omega(554,084E-9 \cdot \omega^{-0,4})} \quad (4.17)$$

$$\gamma^2 = j\omega 158,352E-9 \left[(3,969E-3 + 402,565E-9 \cdot \omega^{0,6}) + j\omega(554,084E-9 \cdot \omega^{-0,4}) \right] \quad (4.18)$$

Para a simulação no PSPICE são utilizadas as definições obtidas para a impedância característica e para a constante de propagação. São utilizados dois blocos LAPLACE, estando um associado aos efeitos próprios e o outro aos efeitos mútuos. A Fig. 4.2 mostra a tela do ambiente de simulação já com os blocos presentes. É importante ressaltar que os resistores utilizados tem caráter apenas “figurativo” na simulação. Eles são necessários apenas para que o PSPICE faça a simulação (“rode”), não exercendo nenhuma influência na resposta do sistema. Os blocos associados aos efeitos próprios e mútuos são designados, respectivamente, LAPLACE7 e LAPLACE9. Associado a esses modelos existem apenas as funções de transferência de cada uma das linhas. Assim, quando é aplicado em sua entrada um sinal caracterizado por uma frequência e amplitude, a resposta passa e ser conhecida na saída.

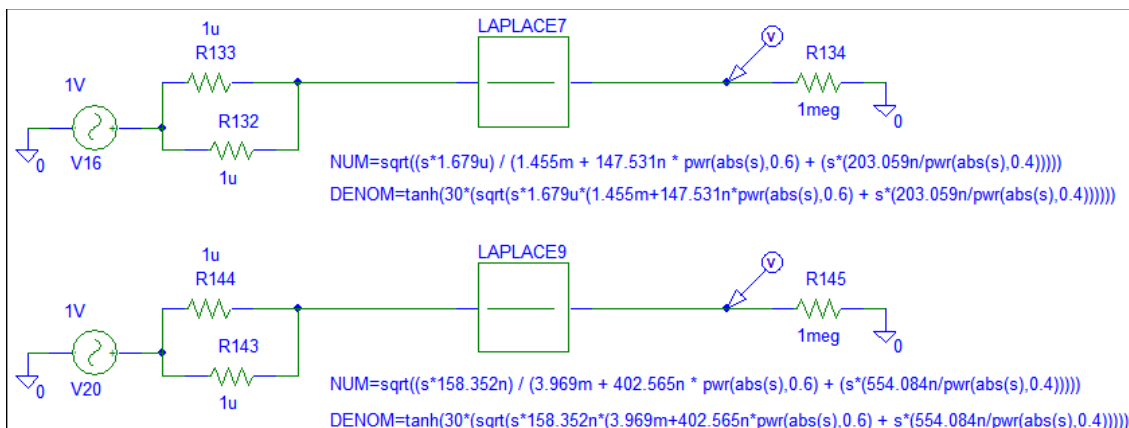


Fig. 4.2 - Configuração dos blocos LAPLACE, aterramento sem grelha.

A resposta do aterramento é obtida, então, a partir da combinação das respostas de cada um dos modelos em consonância com a equação (3.7). A curva é apresentada na Fig. 4.3, juntamente com a curva obtida por Nogueira[87], onde se verifica uma boa concordância entre a resposta obtida a partir do modelo que tem como base a teoria de campos eletromagnéticos e o modelo proposto aqui neste trabalho, que tem como base a teoria de linhas de transmissão.

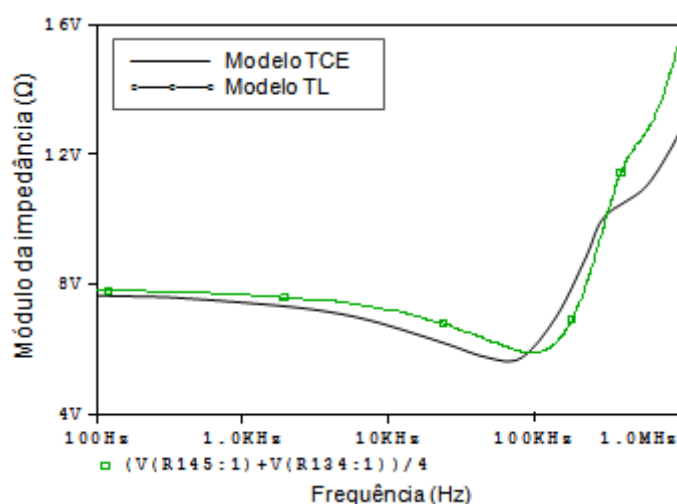


Fig. 4.3 - Resposta do aterramento obtida com o auxílio do PSPICE utilizando o modelo TL e a resposta obtida com o modelo TCE.

Outra configuração de aterramento também avaliada é constituída por eletrodos de cobre com 35.6m de comprimento, raio de 5mm, estando enterrados a 0.5m de profundidade. A fundação da torre é representada por um tubo de aço com 5m de comprimento e 20cm de diâmetro, sendo, aqui, modelado por uma haste vertical. Neste caso, como a haste e os cabos contrapeso estão perpendiculares entre si, não são considerados os efeitos mútuos entre esses. Conseqüentemente, a impedância do aterramento é calculada considerando a impedância relativa à haste como estando em paralelo com a impedância relativa aos cabos contrapeso, sendo definida por (3.8). Para esta configuração foi obtida a resposta do aterramento para as resistividades do solo de 500Ωm, 1000Ωm e 2000Ωm, sendo considerado, ainda, $\Delta i = 0,9 \times 10^{-3} \text{ S/m}$, $\alpha = 0,55$. A distância entre os eletrodos é de 26m, atendendo ao critério para que a indutância mútua calculada seja positiva.

Uma vez definidas as características do aterramento, as constantes K_0 , K_1 , K_2 , K_3 e K_4 podem ser calculadas para os blocos LAPLACE associados aos parâmetros próprios e mútuos dos cabos contrapeso e, também, para o bloco relativo à haste. Os valores para o solo de resistividade igual a $500\Omega\cdot m$ são apresentados na Tabela 2. Para as resistividades de 1000 e $2000\Omega\cdot m$, deve-se observar que apenas a constante K_1 apresenta modificação, por somente essa a ter o parâmetro resistividade em sua definição. As demais permanecem inalteradas tornando o procedimento de recálculo bastante simples.

Tabela 2 - Valor das constantes para a resistividade do solo de $500\Omega\cdot m$

	K_0	K_1	K_2	K_3	K_4
Próprios	5,915	1,06E-3	74,47E-98	87,19E-9	1,713E-6
Mútuos	1,636	3,84E-3	269,15E-9	315,13E-9	1,48E-9
Haste	4,298	2,92E-3	204,94E-3	239,95E-9	721,03E-9

Fonte: Dados obtidos através de cálculo pelo autor.

Tabela 3 - Valor da constante K_1 para resistividades do solo de 1000 e $2000\Omega\cdot m$.

	K_1 ($1000\Omega\cdot m$)	K_1 ($2000\Omega\cdot m$)
Próprios	531,15E-6	265,58E-6
Mútuos	1,92E-3	959,88E-6
Haste	1,46E-3	730,89E-6

Fonte: Dados obtidos através de cálculo pelo autor.

O circuito implementado considerando a situação na qual a resistividade do solo é de $500\Omega\cdot m$ é apresentado na Fig. 4.4. Nela pode ser observado que os efeitos próprios e mútuos relativos aos cabos contrapeso são modelados separadamente por dois blocos, LAPLACE7 e LAPLACE9, respectivamente. A fundação da torre, caracterizada por uma haste vertical, é modelada por um terceiro bloco, LAPLACE10. Pode-se observar, também, que os parâmetros NUM (numerador) e DENOM (denominador) dos blocos já estão com suas respectivas expressões.

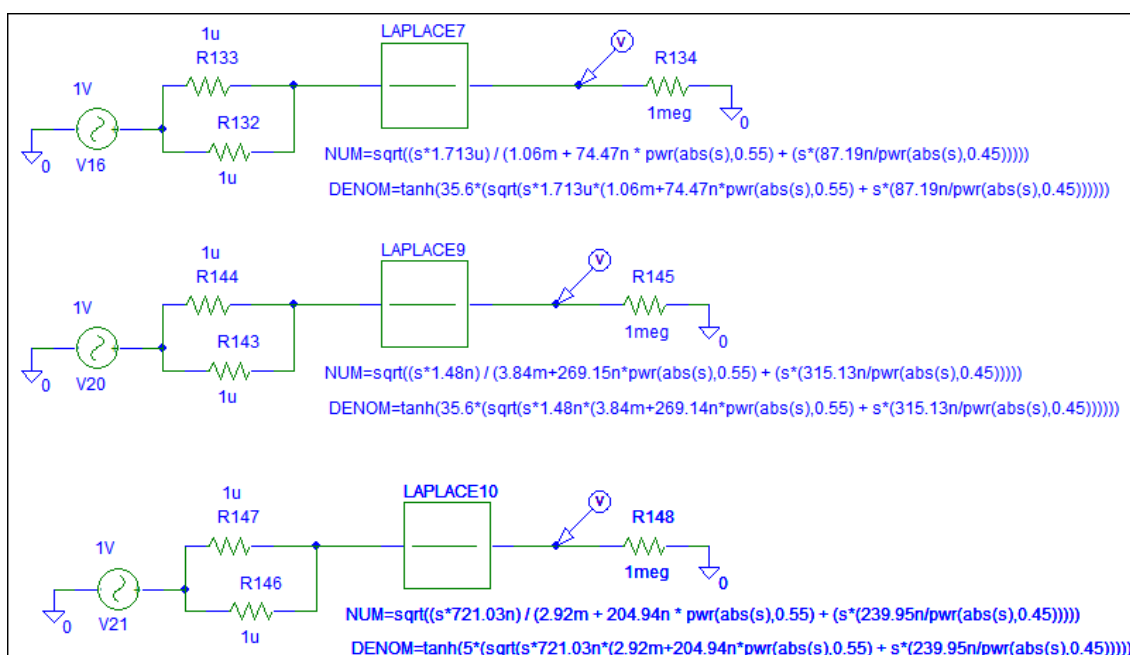


Fig. 4.4 - Configuração dos blocos LAPLACE, aterramento com grelha, $\rho=500\Omega\cdot\text{m}$.

Feita a simulação, já no módulo PSpice A/D, a resposta na saída de cada um dos blocos é apresentada, uma vez que as pontas de prova estão posicionadas em local adequado. Para se obter a curva de resposta do aterramento basta que seja desenvolvida a expressão (3.8), substituindo de maneira adequada as variáveis da expressão pelas correspondentes variáveis do circuito. Foi adotado o mesmo procedimento para a obtenção das curvas de resposta para as condições em que a resistividade do solo é de 1000 e 2000 $\Omega\cdot\text{m}$. As curvas de resposta para todos os casos são apresentadas na Fig. 4.5, Fig. 4.6 e Fig. 4.7. Como se pode observar, a concordância entre os resultados obtidos a partir de ambos os modelos, TCE e TL, é muito boa para todas as situações de resistividades do solo consideradas.

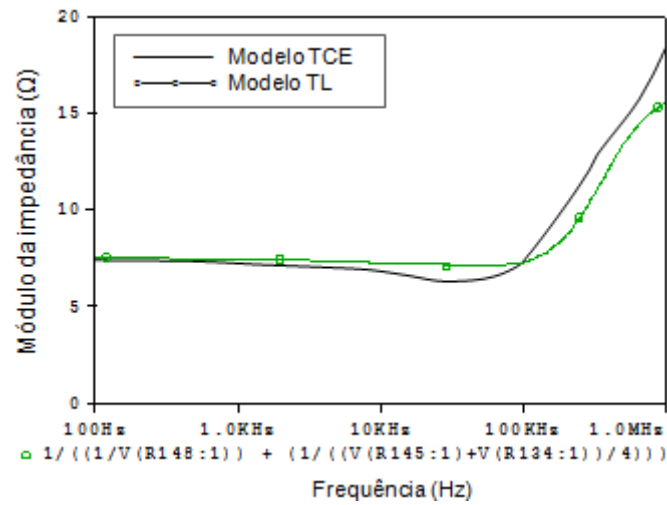


Fig. 4.5 - Impedância de aterramento, $\rho=500\Omega\text{m}$.

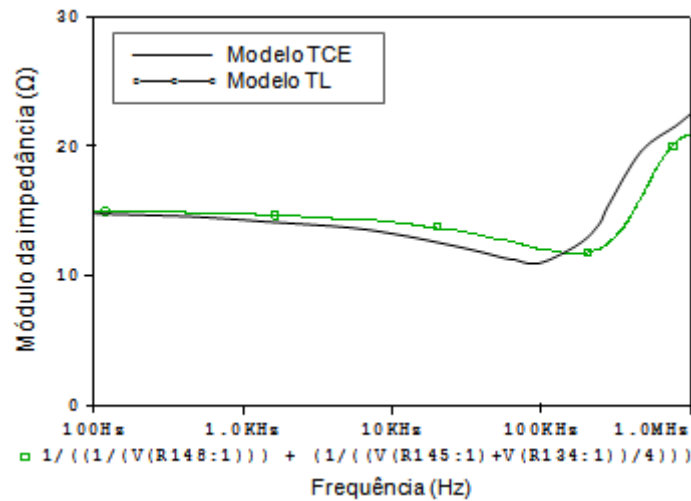


Fig. 4.6 - Impedância de aterramento, $\rho=1000\Omega\text{m}$.

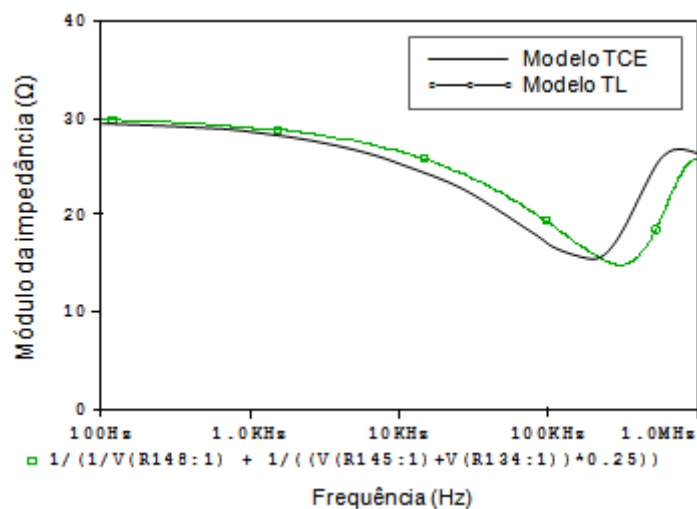


Fig. 4.7 - Impedância de aterramento, $\rho=2000\Omega\text{m}$.

4.3 Impedância do aterramento considerando valores fixos para os parâmetros do solo

Para se obter a resposta do aterramento na condição em que os parâmetros do solo são fixos, o modelo de linha de transmissão com perdas, TLOSSY, é bastante adequado. De maneira semelhante ao que foi feito na seção anterior, a impedância é obtida a partir de dois MLTP que estão associados aos efeitos próprios e mútuos dos eletrodos horizontais. Na situação em que o aterramento também possui uma haste vertical, essa é representada por um terceiro MLTP. A impedância do aterramento, então, é obtida a partir da combinação das respostas individuais de cada um dos modelos.

Como exemplo, será considerada a configuração de aterramento que não inclui a fundação da torre e, também, a que faz tal consideração. No primeiro caso, o aterramento é caracterizado por eletrodos horizontais de 30m, raio de 5mm, estando enterrados a 0,3m de profundidade num solo de $360\Omega\cdot m$ e distanciados por 10m. Na situação em que a fundação é considerada, o aterramento é caracterizado por eletrodos horizontais de 35.6m, raio de 5mm, enterrados a 0,5m em um solo de $2000\Omega\cdot m$ e distanciados por 26m. A fundação é representada por uma haste vertical de 5m de comprimento e raio de 20cm. Como os parâmetros do solo são fixos em relação à frequência, é considerada uma permissividade elétrica relativa igual a 15. Para o cálculo dos parâmetros primários, mais uma vez, são utilizadas as expressões propostas por Sunde. Os valores obtidos são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros primários calculados para $\epsilon_r = 15$

	$\rho = 360\Omega\cdot m$			$\rho = 2000\Omega\cdot m$		
	L (H/m)	G (S/m)	C (F/m)	L (H/m)	G (S/m)	C (F/m)
LT (efeitos próprios)	1,68E-6	1,46E-3	69,55E-12	1,71E-6	265,58E-6	70,54E-12
LT (efeitos mútuos)	158,35E-9	3,97E-3	189,79E-12	9,32E-9	948,52E-3	251,95E-12
LT (haste)	x	x	x	721,03E-9	730,89E-6	194,14E-12

Fonte: Dados obtidos através de cálculo pelo autor.

Os circuitos já com os parâmetros calculados são apresentados na Fig. 4.8 e Fig. 4.9, onde se observa que os parâmetros próprios e mútuos relativos aos cabos contrapeso são modelados, separadamente, por duas linhas com perdas. A fundação da torre, caracterizada por uma haste vertical, é modelada por uma terceira linha.

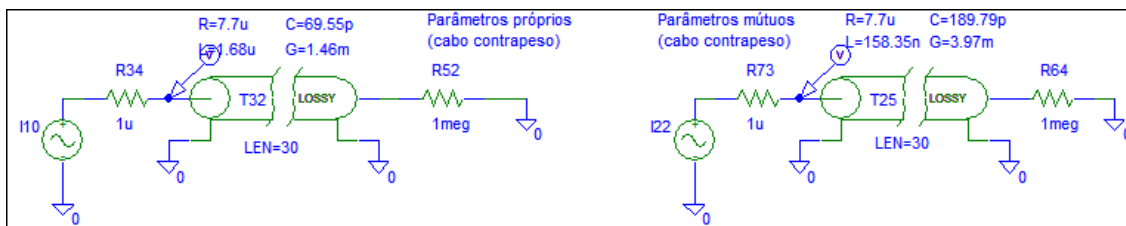


Fig. 4.8 – Circuito utilizado no ambiente de simulação PSPICE, $\rho=500\Omega\cdot m$.

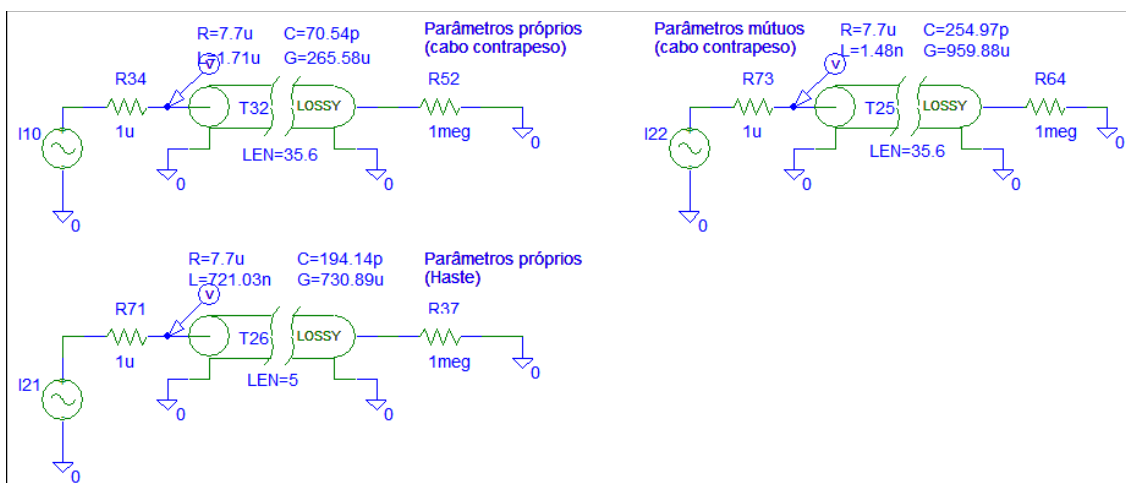
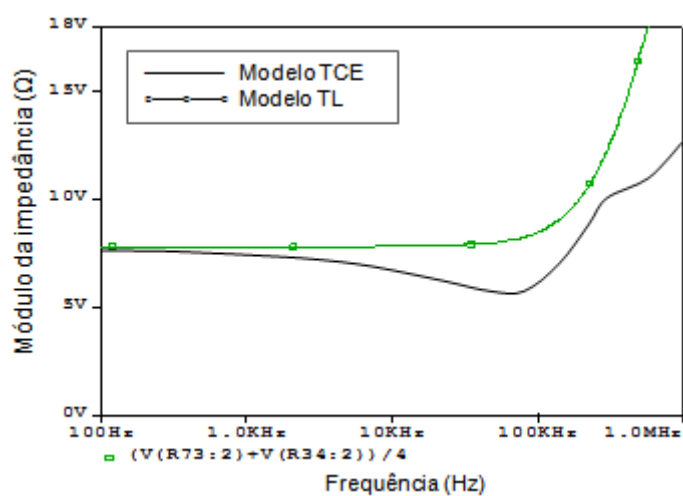
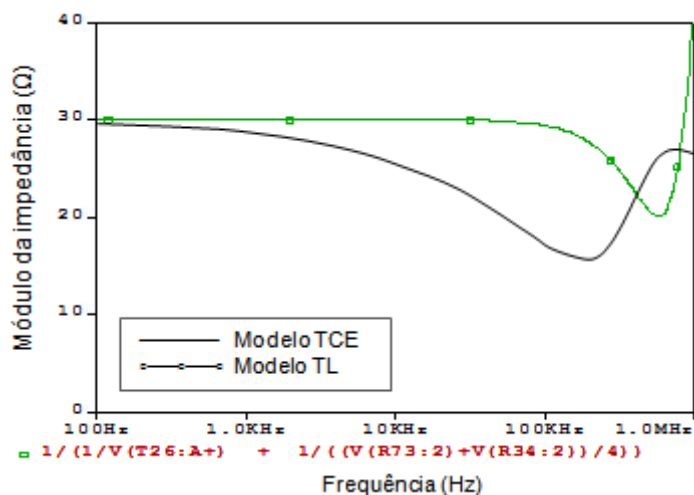


Fig. 4.9 - Circuito utilizado no ambiente de simulação PSPICE, $\rho=2000\Omega\cdot m$.

Feita a simulação, já no módulo PSpice A/D, a resposta do aterramento é obtida a partir do desenvolvimento da expressão (3.8). Para tanto, deve-se substituir adequadamente as variáveis dessa expressão pelas correspondentes variáveis do circuito. A curva da resposta é apresentada na Fig. 4.10, onde também pode ser observada a expressão desenvolvida. São verificadas maiores discrepâncias das curvas obtidas pelo PSPICE em relação àquelas apresentadas por Nogueira (2006). Este resultado já era esperado, já que o uso do modelo TLOSSY pressupõe a não variação dos parâmetros do solo com a frequência, condição essa considerada no modelo proposto por Nogueira (2006).



(a)



(b)

Fig. 4.10 - Curva de resposta do aterramento no domínio da frequência para $\rho=500\Omega\cdot m$ (a) e $\rho=2000\Omega\cdot m$ (b).

A simplicidade com que a curva de resposta no domínio frequência é obtida é mantida quando o domínio de interesse é em relação ao tempo. Tal característica torna ainda mais atrativo este ambiente de simulação. Considerando a mesma configuração do aterramento de $2000\Omega\cdot m$ anterior, a curva de tensão pode facilmente ser obtida com o mesmo procedimento adotado anteriormente quando o domínio era na frequência. A Fig. 4.11 mostra a tensão desenvolvida quando o aterramento é submetido a uma onda de corrente de $1.2/20\mu s$ com 1kA de pico. Nela, pode-se também observar a expressão que define a tensão a partir dos três MLTP. A tensão, portanto, é definida a partir da combinação das tensões desenvolvidas nas entradas de cada um dos modelos TLOSSY em consonância com a equação (3.8).

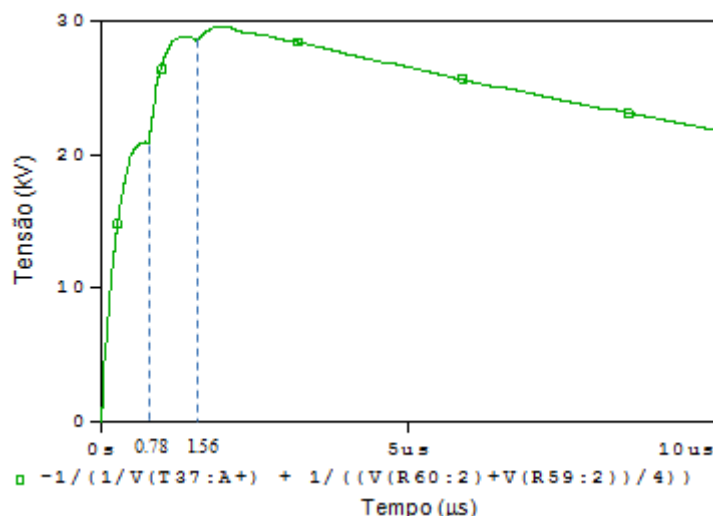


Fig. 4.11 - Tensão desenvolvida no ponto de entrada do aterramento, quando submetido a um evento impulsivo.

A impedância impulsiva, Z_p , por definição, corresponde à relação entre os valores máximos da tensão e da corrente. Tais valores são conseguidos de maneira bastante simples com auxílio da função $MAX(f(t))$, presente no módulo PSpice A/D, que retorna o valor máximo da função $f(t)$. Desta forma, neste exemplo, a impedância impulsiva é de 29.58Ω .

Outra característica que se tem interesse prático e que fica bem evidente na curva, relaciona-se ao tempo de trânsito da onda ao longo dos eletrodos. Nela, pode-se observar que após certo tempo a tensão no ponto de entrada do aterramento passa a conter uma parcela de tensão relativa à onda refletida na extremidade final dos eletrodos. Tal efeito é percebido primeiramente no instante de tempo $0,78\mu s$, quando a onda que já começava a decair tem sua amplitude subitamente aumentada. O mesmo efeito pode ser observado novamente após outro intervalo de tempo igual ao anterior, no instante de tempo $1,56\mu s$. É importante, neste ponto, ressaltar que a definição da velocidade de propagação de uma onda encerra considerável complexidade quando o evento é impulsivo. Entretanto, conhecendo o tempo de trânsito da onda e o comprimento dos eletrodos, que para as configurações de aterramento estudadas são idênticos, é fácil deduzir a velocidade de propagação da onda no meio. Neste exemplo, como os eletrodos são $35,6m$, a velocidade de propagação é de $0,9 \times 10^8 m/s$.

4.4 Considerações finais

Neste capítulo, o modelo para malhas de aterramentos de torres de linhas de transmissão proposto neste trabalho foi implementado com o auxílio do ambiente de simulação PSPICE. Foi considerada a situação em que os parâmetros do solo variam com a frequência e, também, a situação na qual os parâmetros são fixos. No primeiro caso, foi utilizado o bloco LAPLACE que contém a função que descreve a resposta do aterramento. O seu uso torna possível a inclusão da variação dos parâmetros do solo com a frequência para qualquer condição desejada. A implementação é feita, basicamente, a partir da substituição dos parâmetros secundários, Z_c e γ , pelos parâmetros primários, LCG na definição de impedância de entrada. Por sua vez, as partes real e imaginária da expressão proposta por Portela que define a variação dos parâmetros do solo com a frequência são substituídas nas equações de cálculo dos parâmetros primários. Após as substituições, é necessário apenas calcular as constantes K_0 a K_4 para que a expressão de entrada no bloco LAPLACE seja completamente definida. Cabe ainda mencionar que, uma vez definidas as constantes, basta recalcular apenas a constante K_1 para que outras condições de resistividades do solo sejam passíveis de análise. Isto torna o procedimento para possíveis análises de sensibilidade bastante simples.

Na situação em que os parâmetros do solo são considerados fixos, foi utilizado o modelo de linha de transmissão com perdas, TLOSSY, que tem os parâmetros primários calculados a partir das equações propostas por Sunde. A versatilidade e simplicidade de uso deste modelo, aliadas à boa precisão, são características bastante atrativas do ponto de vista da engenharia aplicada. Com este modelo é possível se obter facilmente a resposta na frequência de um aterramento e a tensão desenvolvida no ponto de entrada de corrente. Ainda, a tensão ao longo do eletrodo pode ser obtida com o uso de vários MLTP em série. Sendo a impedância característica a mesma, não haverá reflexão nas fronteiras dos diversos MLTP. Assim, podem ser utilizados diversos MLTP cujos comprimentos coincidam com a posição na qual se deseja conhecer a tensão. Numa outra aplicação, pode-se desejar analisar as tensões desenvolvidas em alguma posição no alto de torres. Diversos trabalhos encontrados na literatura utilizam a teoria de linha de transmissão para modelar estas estruturas, tornando possível o uso conjunto de um MLTP para a torre e outro MLTP para o aterramento. Nestas situações, muitas vezes o aterramento é caracterizado apenas por uma resistência. O uso do MLTP amplia os domínios de validade da análise por estarem incluídos, também, os tempos de propagação e efeitos associados. Como uma

última observação, cabe ressaltar que todos os resultados obtidos através deste ambiente de simulação podem ser convertidos em arquivos do tipo texto (.txt). As fontes de tensão e de corrente utilizadas também podem ser definidas a partir deste tipo de arquivo, tornando possível o uso de ondas com quaisquer características que se deseje. Desta forma, o conjunto de características apresentadas qualifica este ambiente de simulação como adequado para simulações de aterramentos.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS

5.1 Introdução

Neste capítulo é feito um estudo da resposta de aterramentos de suportes de linhas de transmissão nos domínios do tempo e da frequência com o auxílio do modelo desenvolvido no Capítulo 3. É avaliada a impedância na frequência, a impedância impulsiva e o comprimento efetivo, estando todos associados a um evento impulsivo como aquele devido a uma descarga atmosférica. Para conferir maior generalidade às análises, são variados os parâmetros comprimento do eletrodo e resistividade do solo. Os cálculos, com exceção daqueles referentes ao comprimento efetivo, são realizados com o auxílio do ambiente de simulação PSPICE, tornando este procedimento naturalmente bastante simples. Nos casos em que este ambiente não é utilizado, faz-se o uso da teoria clássica de linhas de transmissão e também das transformadas rápidas de Fourier direta e inversa com auxílio do software MathCad.

5.2 Definição das características da malha de aterramento

A configuração da malha de aterramento, conforme a Fig. 5.1, é constituída por eletrodos do tipo aço-cobre com 5,2mm de diâmetro correspondendo, aproximadamente, a bitola 4AWG, estando enterrados a 0,5m de profundidade.

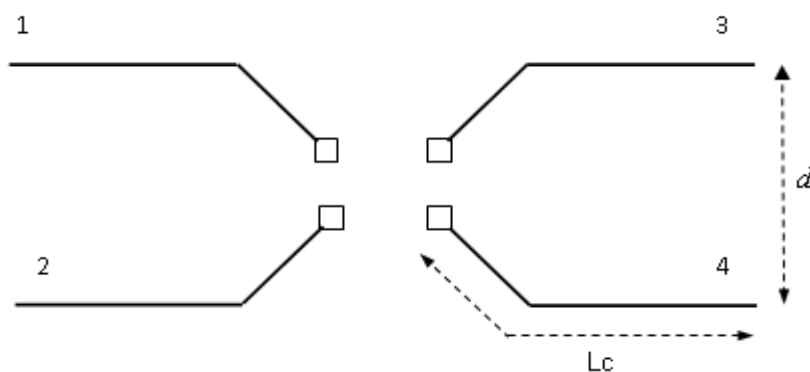


Fig. 5.1 - Configuração da malha de aterramento considerado nas análises.

Na intenção de tornar mais clara a influência da resistividade do solo nas análises realizadas, são considerados os valores de 500, 1.000, 2.400, 3.500, 5.000 e 10.000 Ω -m. De igual modo, o comprimento dos eletrodos também é variado, assumindo valores que variam de 20m a 90m com o passo de 10m. Neste caso, deve-se atentar para os valores das distâncias entre os eletrodos, que é definida atendendo ao critério para que a indutância mútua calculada seja positiva, como mostrado no Capítulo 4. Assim, considerando a ordem em que os comprimentos estão apresentados, são consideradas, respectivamente, as distâncias de 14, 22, 29, 36, 44, 51, 58, 66m. Ainda, em todos os casos, a permissividade elétrica relativa é definida como sendo igual a 15.

Os valores para as resistividades do solo foram escolhidos de forma que uma ampla faixa, compreendendo valores mais baixos até mais elevados, estivesse presente. Ressalta-se, particularmente, a presença de valores típicos como 1000 Ω -m (valor médio brasileiro), 2400 Ω -m (valor médio da resistividade aparente em Minas Gerais). Cabe ainda mencionar que a escolha das características bitola, tipo e comprimento, referentes aos eletrodos, foi feita considerando a Instrução para Aterramento de Suporte de Linhas de Transmissão utilizado pela Companhia Energética de Minas Gerais (CEMIG) [83].

5.3 Características das ondas de corrente aplicadas nas malhas de aterramento

Após uma ampla pesquisa bibliográfica, ficou evidente a inexistência de uma padronização no que diz respeito às características da onda de corrente de descarga utilizada em simulações, principalmente em relação ao tempo de frente que é a região mais crítica. Desta forma, neste capítulo são consideradas ondas com tempo de frente de 3 μ s e 1,2 μ s devido à proximidade com os tempos de frente associados às primeiras descargas de retorno e às descargas de retorno subsequentes, respectivamente [14]. O tempo de cauda apresenta pouca influência no comportamento transitório do sistema de aterramento [70], tendo sido adotado o valor de 20 μ s. As ondas, com valor de pico de 1kA, são modeladas pela da função dupla exponencial definida seguir.

$$i(t) = I_{\max} \left(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right) \quad (4.19)$$

onde, I_{\max} , α e β são parâmetros ajustados para que a onda tenha amplitude, tempo de frente e tempo de cauda desejados.

Assim, para a onda com tempo de frente de $1,2\mu\text{s}$ os valores dos parâmetros são: $I_{\max} = 1.093,86$, $\alpha = 39.143,21$ e $\beta = 2.236.641,15$. Para a onda com tempo de frente de $3\mu\text{s}$ os valores são: $I_{\max} = 1.303,67$, $\alpha = 47.916,56$ e $\beta = 709.288,10$. A Fig. 5.2 mostra as formas de onda de correntes definidas a partir dos valores considerados.

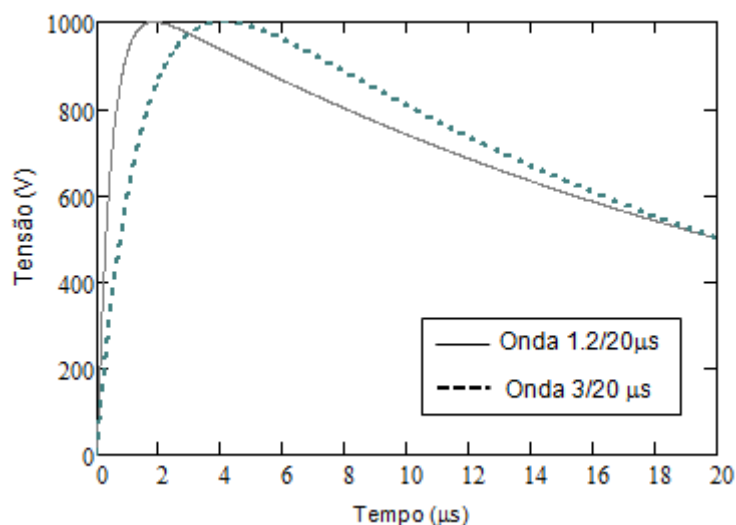


Fig. 5.2 - Formas de onda de correntes.

5.4 Impedância no domínio da frequência

Nesta seção é feita uma análise da impedância no domínio da frequência, sendo de grande importância, por tornar possível se conhecer prontamente as características indutivas, condutivas e capacitivas do aterramento. A faixa de frequência considerada é aquela representativa para uma descarga atmosférica e são considerados diversos comprimentos de eletrodos sob um solo de $2400\Omega\cdot\text{m}$. A Fig. 5.3 mostra as curvas relativas ao módulo e ao ângulo da impedância do aterramento estudado. Por inspeção, é notória a existência de duas regiões distintas que caracterizam a resposta do aterramento, estando uma associada a frequências mais baixas e outra a frequências mais elevadas. Apesar de não ser possível definir uma frequência exata para a transição de baixa para alta, pode-se assumir que esta esteja na faixa entre 50kHz a 100kHz . As análises seguintes são feitas para cada uma dessas faixas.

Na região de baixas frequências, como se pode observar, o módulo da impedância é constante e o ângulo de fase aproxima-se de zero, características essas normalmente associadas ao conceito de resistência de aterramento. Isto pode ser facilmente explicado a partir da análise de um segmento de linha constituído por elementos LCG. Para frequências mais baixas a reatância indutiva é muito pequena e a capacitiva é muito elevada. Desta forma, a indutância série não exerce influência significativa na propagação longitudinal da onda e a corrente através do ramo capacitivo é muito pequena. Nesta região do espectro, portanto, os efeitos de propagação são devidos essencialmente à resistência paralela (condutância). Observa-se também, ainda nesta região do espectro, que o módulo da impedância é reduzido quase que na mesma proporção em que o comprimento do eletrodo é aumentado. Entretanto, a família de curvas apresentada indica existir um comprimento acima do qual esta redução deixa de ser significativa.

Já na região de frequências mais elevadas fica evidente que a resposta do aterramento possui características indutivas e capacitivas. Isto pode ser prontamente verificado observando-se o ângulo da impedância que assume valores ora positivos, ora negativos. Chama a atenção, também, o fato de que a resposta do aterramento constituído por eletrodos menores apresenta características preponderantemente capacitivas. Ainda, à medida que o comprimento aumenta, a resposta passa a ter características indutivas que chegam a ser dominantes para eletrodos de comprimentos maiores. Tal característica pode ser entendida considerando o fato de que, apesar da capacitância total de um eletrodo aumentar com o aumento do comprimento, a capacitância por unidade de comprimento, de forma contrária, diminui. Além disso, a indutância por unidade de comprimento aumenta à medida que o eletrodo torna-se maior. Como exemplos citam-se os condutores de 20 e 90m, que possuem o ângulo da impedância, respectivamente, negativo e positivo em toda a região de frequências mais elevadas.

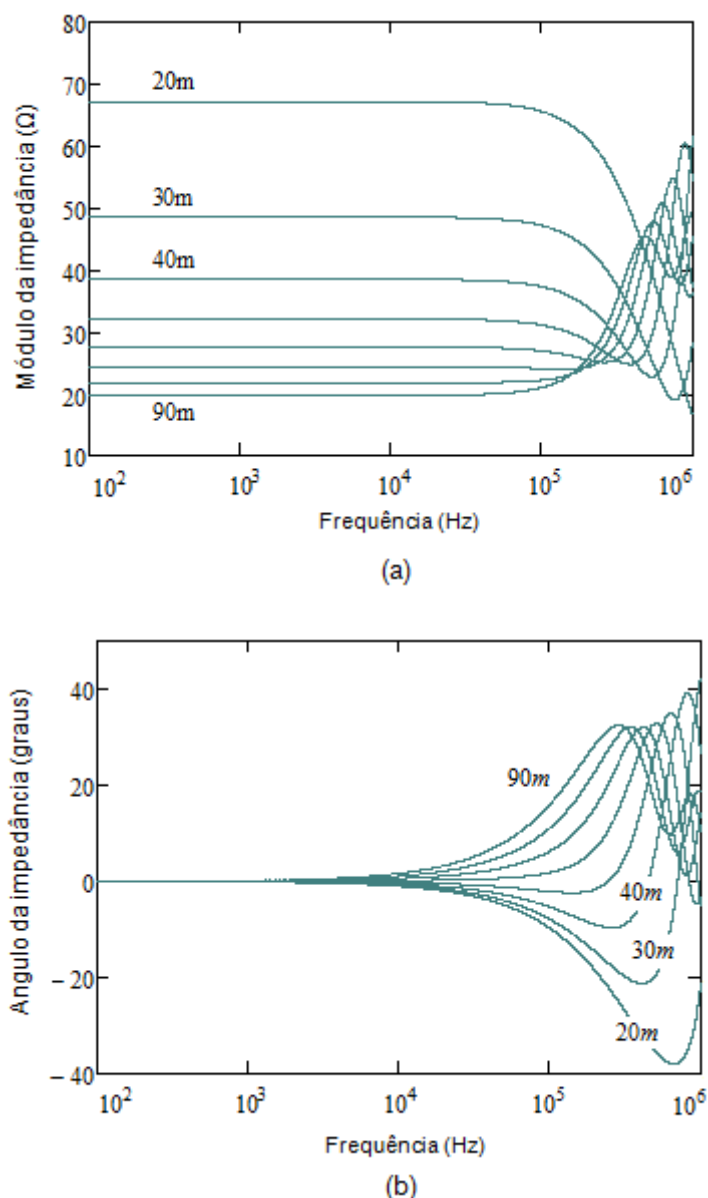


Fig. 5.3 – Módulo (a) e ângulo (b) da impedância de aterramento para um solo de $2400\Omega\cdot m$.

As curvas da resposta em frequência de um aterramento constituído por eletrodos de comprimento fixo, 45m, enterrados em solos de resistividades variadas são apresentadas na Fig. 5.4. Nota-se que existe certa semelhança entre essas e as da Fig. 5.3 em relação à tendência de terem as características indutivas e capacitivas variando na região de frequências mais elevadas. Contudo, como aqui os condutores têm dimensões fixas os parâmetros capacitância e indutância, total e por unidade de comprimento, não são alterados. Assim, a corrente que passa pelo ramo capacitivo será sempre a mesma qualquer que seja a resistividade considerada. Entretanto, este não é o caso para a corrente que passa pelo ramo resistivo (condutância). Assim, à medida que a resistividade

do solo aumenta, a corrente de deslocamento torna-se proporcionalmente cada vez mais importante se comparada à corrente de condução. Para solos de resistividade elevada, então, fica evidente a prevalência da característica capacitiva na resposta do aterramento. Já para solos de resistividades mais baixas, de forma contrária, a corrente de condução torna-se proporcionalmente mais importante se comparada à de deslocamento. Neste caso, como a frequência não têm efeito significativo sobre essa corrente prevalecem as características indutivas da resposta do aterramento.

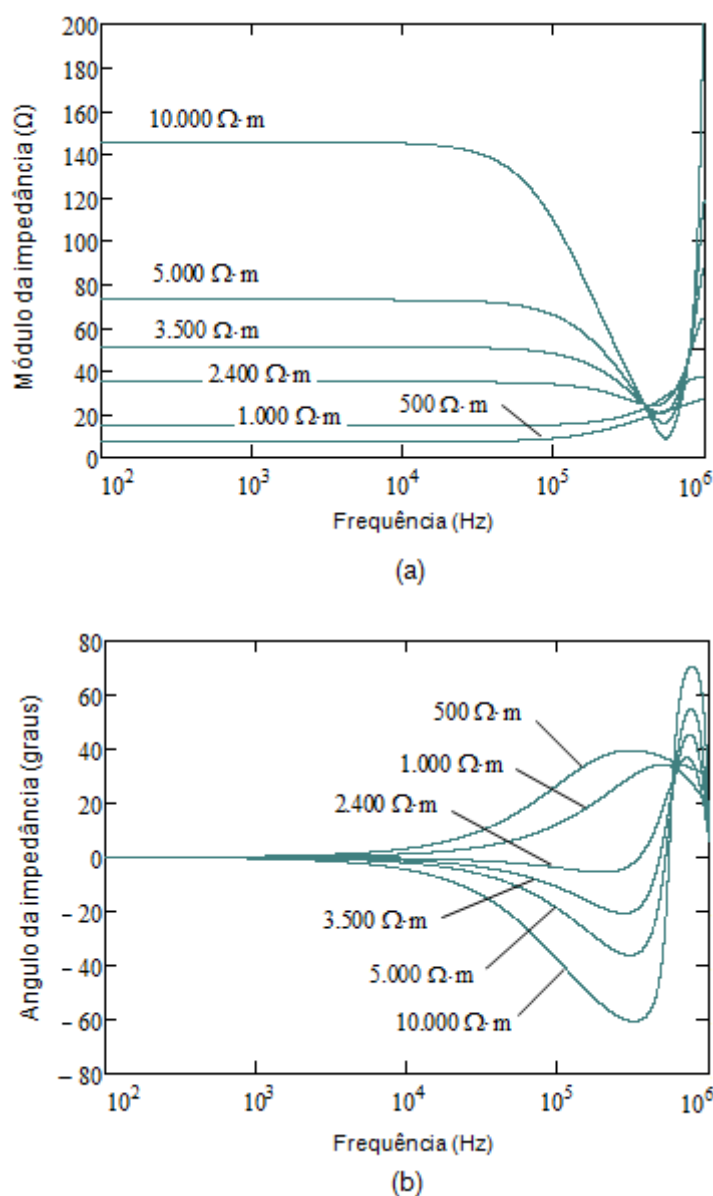
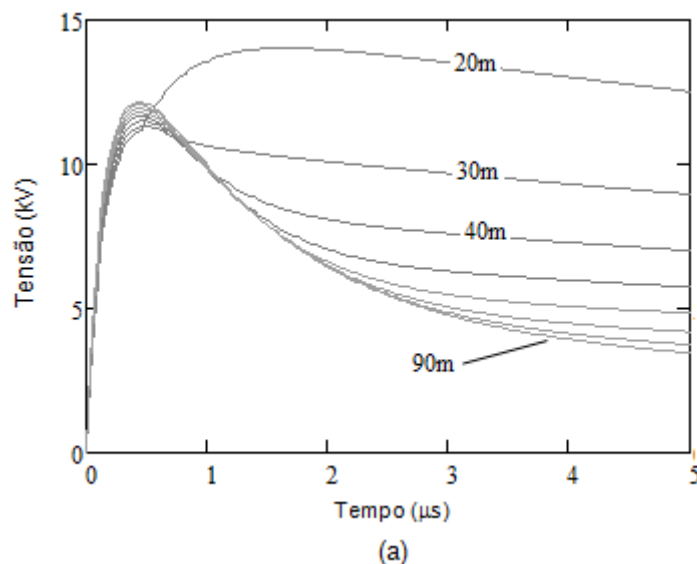


Fig. 5.4 - Módulo (a) e ângulo (b) da impedância de aterramento um aterramento constituído por eletrodos de 45m em solo com diferentes resistividades.

5.5 Tensão no domínio do tempo

A avaliação das sobretensões transitórias desenvolvidas no ponto de entrada do aterramento é de grande importância, já que evidenciam certos parâmetros de interesse prático como a tensão máxima que é desenvolvida e o instante em que isso ocorre. Na Fig. 5.5 são apresentadas as curvas relativas à sobretensão desenvolvida quando o aterramento é submetido a uma onda de corrente rápida (1,2/20 μ s). São considerados alguns valores de resistividade do solo e, em cada caso, as malhas têm condutores de comprimentos variados. Nelas, como esperado, fica evidente que à medida que a resistividade do solo aumenta, maior é a sobretensão desenvolvida para um mesmo evento solicitante. Também é possível estimar o comprimento efetivo dos eletrodos, já que a partir de certo comprimento pode-se verificar que a sobretensão máxima não apresenta redução significativa. Este é o caso em que se tem a resistividade do solo de 1000 Ω -m. Nesta situação, o aumento no comprimento do eletrodo para valores maiores que 40m não resulta em diminuição no valor de pico da sobretensão. A despeito disso, é muito importante ressaltar que, ainda que não ocorra um aumento no valor de pico da sobretensão, as energias associadas são bastante diferentes em cada situação. Tal aspecto é de fundamental relevância, sobretudo para análises da suportabilidade dos dispositivos de proteção contra surtos e dos níveis de isolamento de uma linha.



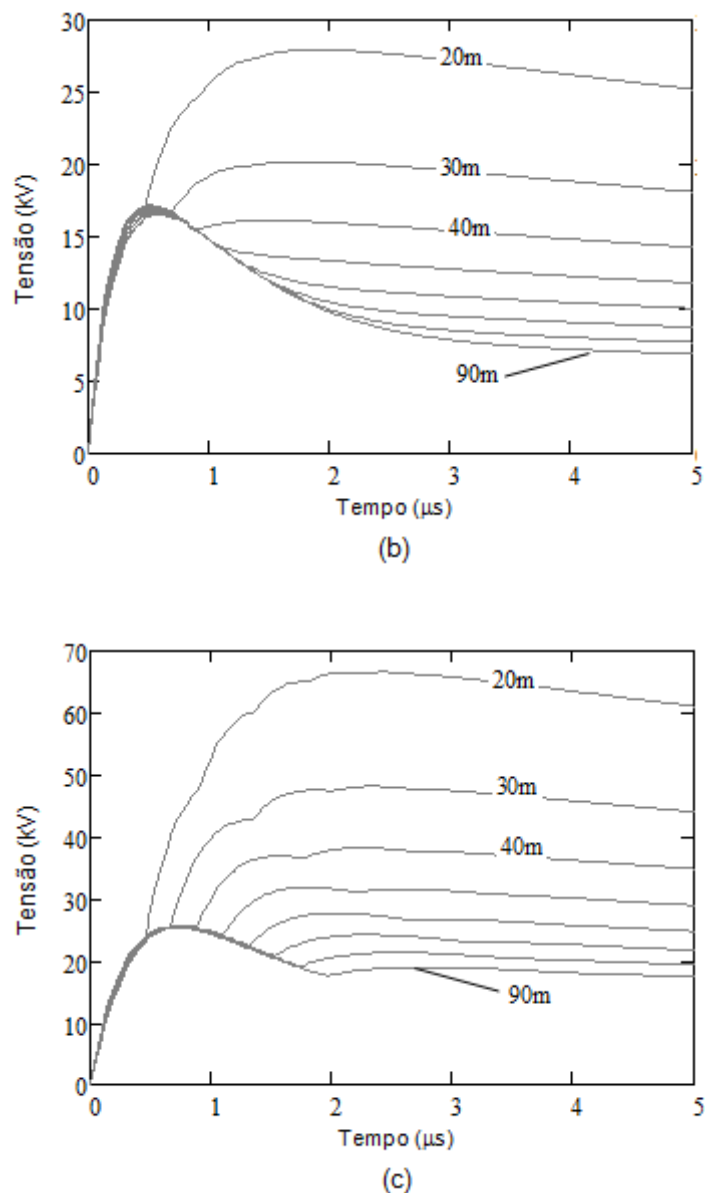
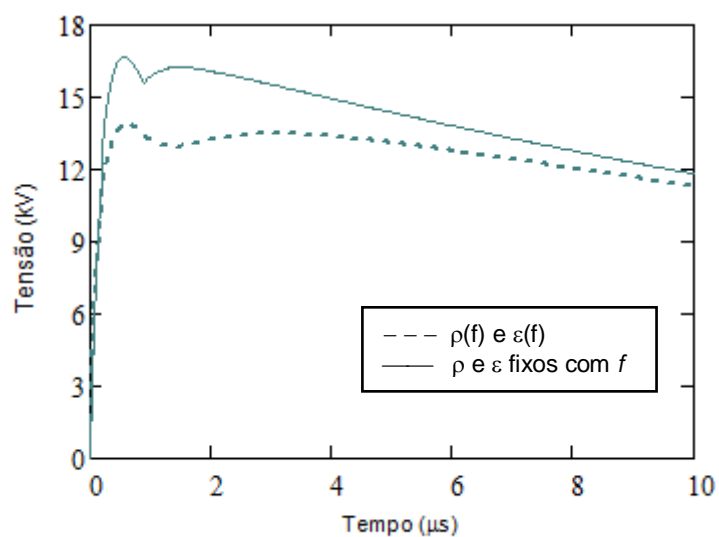


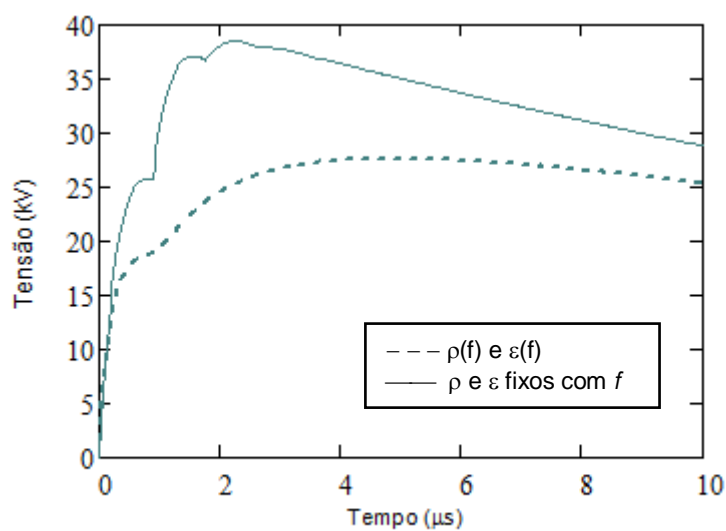
Fig. 5.5 - Tensão resultante no ponto de entrada do aterramento quando submetido a uma onda rápida de corrente (1,2/20μs), para resistividades de (a) 500Ω·m, (b) 1000Ω·m e (c) 2400Ω·m.

Deve-se ressaltar, entretanto, que os gráficos da Fig. 5.5 foram obtidos sem que a variação da resistividade e da permissividade elétrica com a frequência fosse considerada. Anteriormente, na subseção (2.6.4), os efeitos de tal variação foram analisados de forma qualitativa, tendo sido verificado uma diminuição da resistividade, ρ , e um aumento do produto da permissividade pela frequência, $\omega\epsilon$. Apesar de se esperar que o efeito global seja o de diminuição da impedância do aterramento, a análise no domínio do tempo torna quantitativamente mais clara a diferença existente entre o modelo que faz a consideração da variação dos parâmetros e o que não a faz. Isto é prontamente observado na Fig. 5.6,

onde um aterramento constituído por eletrodos de 40m é submetido a uma onda de corrente rápida (1,2/20 μ s). São apresentados os gráficos para diferentes valores de resistividade e, em cada caso, as curvas que expressam a tensão desenvolvida são obtidas a partir de ambos os modelos, o que considera a variação dos parâmetros com a frequência e o que não faz essa consideração.



(a)



(b)

Fig. 5.6 - Tensões desenvolvidas no ponto de entrada do aterramento quando submetido a uma onda rápida de corrente (1,2/20 μ s) para solos de (a) 10000 Ω ·m e (b) 24000 Ω ·m.

Nas ilustrações, observa-se que notoriamente as tensões desenvolvidas são menores quando é considerada a variação dos parâmetros com a frequência. Ainda, nota-se que à medida que a resistividade do solo aumenta a diferença entre os picos de tensão também aumenta. Este efeito é melhor compreendido considerando a relação entre o valor da resistividade para baixa frequência e a resistividade que varia na frequência de acordo com a formulação proposta por Portela [79],[92]. A Fig. 5.7 ilustra esta situação onde se observa que, na região de frequências mais elevadas, a resistividade chega a ser, aproximadamente, de 1,5 a 4,5 vezes menor que aquelas definidas em frequências mais baixas. Como as frequências mais elevadas exercem significativa influência na obtenção dos valores quando se retorna para o domínio do tempo, tal diminuição se traduz em menores valores para a tensão desenvolvida. Cabe ainda mencionar que, a relação entre as resistividades foi definida para uma condição específica, onde $\Delta i = 0,9 \times 10^{-3}$ e $\alpha = 0,55$. Foram analisadas outras condições para esses parâmetros tendo sido verificado que em todos os casos a relação sempre tem a mesma tendência, podendo a relação ser ainda bem maior.

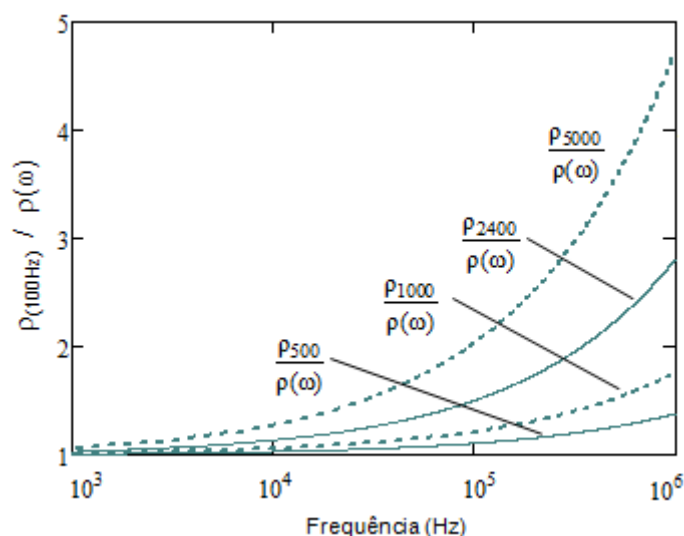


Fig. 5.7 - Relação entre a resistividade para baixa frequência e a resistividade dependente da frequência, $\rho_{100\text{Hz}}/\rho(f)$.

Desta forma, fica claro que a variação dos parâmetros do solo com a frequência exerce significativa importância em análises da resposta de aterramentos, sobretudo para solos de elevada resistividade. Assim, julga-se ser fundamental que seja direcionada especial atenção à análise das características do solo quando são realizados estudos e modelagens de aterramentos, o que não tem ocorrido atualmente de acordo com a

literatura especializada consultada. De qualquer maneira, a não inclusão desta variação conduz a resultados conservativos. Esta condição parece ser bastante atrativa e razoável em estudos de aterramentos submetidos a eventos impulsivos, já que a complexidade e variabilidade dos parâmetros envolvidos impõem a condição em que a precisão deve ser balizada por certa flexibilidade.

5.6 Impedância impulsiva e comprimento efetivo

Nos projetos de aterramentos a resposta dos eletrodos a correntes de descargas atmosféricas geralmente é avaliada em função de algumas características, como a elevação de potencial no ponto de entrada do aterramento tendo como referência um ponto distante, o perfil de potencial ao longo dos eletrodos e, ainda, a distribuição do potencial na superfície do solo nas proximidades da malha de aterramento. Em grande parte das situações é de interesse, principalmente prático, o conhecimento das condições críticas, que podem ser determinadas e quantificadas a partir dos valores de pico de sobretensão desenvolvidas. Nestes casos, é comum aproximar a impedância de aterramento pela impedância impulsiva de aterramento, Z_p . A partir da quantificação da impedância impulsiva, a elevação de potencial pode ser facilmente estimada através da multiplicação deste valor pelo valor de pico da corrente aplicada. Tal possibilidade é bastante atrativa do ponto de vista aplicado na avaliação e determinação de práticas imediatas de proteção contra descargas atmosféricas.

A Fig. 5.8 mostra as curvas da impedância impulsiva em função do comprimento do eletrodo para diferentes resistividades de solo, tendo sido utilizada uma onda de corrente de $1,2/20\mu s$. Neste tipo de gráfico o conceito de comprimento efetivo fica bastante claro. Em todos os casos considerados o valor da impedância diminui à medida que o comprimento do eletrodo aumenta até certo limite. A partir deste valor a impedância já não decresce significativamente. Como exemplo, cita-se a situação em que a resistividade do solo é de $2400\Omega \cdot m$. Neste caso, verifica-se por inspeção que o comprimento efetivo é de aproximadamente 60m, como indicado. Outra característica observada é o aumento do comprimento efetivo à medida que a resistividade do solo também aumenta. Isto pode ser entendido facilmente considerando o modelo utilizado na teoria de linhas. O aumento da resistividade faz com que a corrente transversal que deixa o eletrodo através da resistência paralela seja menor em cada segmento do modelo. Assim,

a atenuação das ondas de corrente e de tensão, à medida que propagam, é tanto menor quanto maior for a resistividade, havendo a necessidade, conseqüentemente, de um maior comprimento para que toda a corrente seja dispersa para o solo.

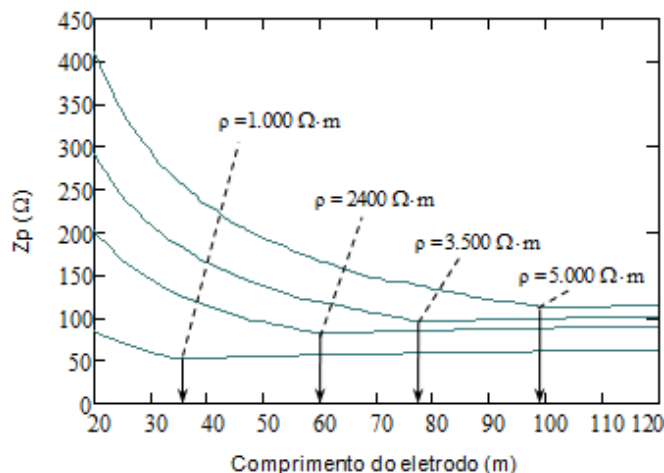


Fig. 5.8 - Impedância impulsiva em função do comprimento do eletrodo, definida a partir d uma onda de corrente rápida (1,2/20 μ s).

Quando as linhas são atingidas diretamente por uma descarga, no topo da torre ou no cabo para-raios, uma das técnicas utilizadas para se minimizar as sobretensões desenvolvidas sobre os isoladores é a de se reduzir a impedância do aterramento. Neste sentido, os projetos de aterramentos de torres visam alcançar valores de impedância, normalmente pequenos, que tornem o desempenho da linha adequado. Para se alcançar tais valores a prática mais usual é a de se aumentar o comprimento dos eletrodos com a observância dos limites aplicáveis. Outro aspecto que deve ser considerado em projetos de aterramentos com esta aplicação, refere-se à extensão das linhas de transmissão que, não raramente, são da ordem de centenas de quilômetros. Com essas dimensões, as características do solo que definem a sua resistividade podem apresentar significativa variabilidade. Assim, o gráfico apresentado na Fig. 5.9 apresenta interesse aplicado, pois torna possível se identificar rapidamente o comprimento efetivo para determinada resistividade de solo. As curvas são obtidas para alguns tempos de frente de onda, já que este parâmetro exerce significativa influência na definição do comprimento efetivo, como se pode observar. Como exemplo, citam-se as situações em que a resistividade do solo é de 1000, 2000 e 3000 $\Omega \cdot m$. Por inspeção, verifica-se que os comprimentos efetivos são, respectivamente, de 35, 50 e 70m para ondas com tempo de frente de 1,2/20 μ s.

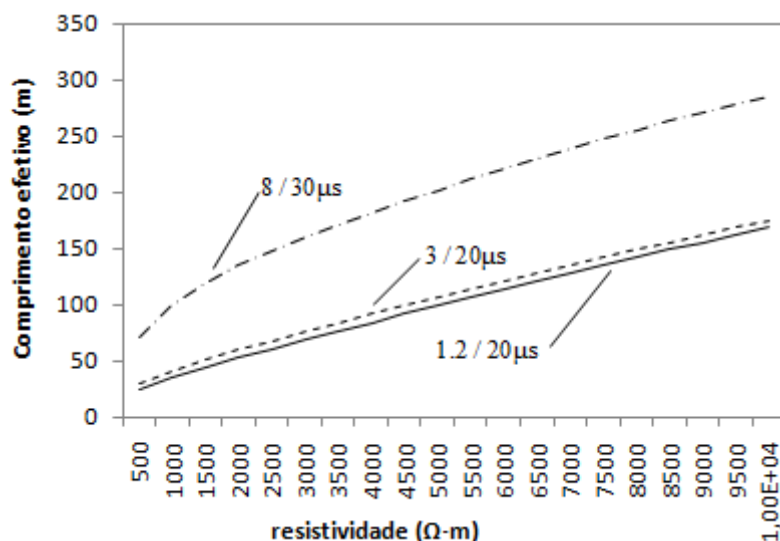


Fig. 5.9 - Comprimento efetivo em função da resistividade para ondas de corrente com diferentes tempos de frente.

5.7 Considerações finais

Os desligamentos de linhas de transmissão devido à incidência de descargas atmosféricas constituem um importante parâmetro de seu desempenho. Um procedimento amplamente utilizado visando a diminuição das sobretensões desenvolvidas é a redução do valor da impedância de aterramento das torres. Para alcançar tal objetivo, estudos preliminares realizados ainda na etapa de projeto devem ser apoiados por ferramentas e modelos computacionais que expressem adequadamente o evento eletromagnético em questão. Neste capítulo foi feito um estudo da resposta de aterramentos de torres nos domínios do tempo e da frequência com o auxílio do modelo desenvolvido no Capítulo 3. Foram avaliadas a impedância na frequência, a impedância impulsiva e o comprimento efetivo, estando todos associados a um evento impulsivo como aquele devido a uma descarga atmosférica. As análises realizadas para diversos valores de resistividade do solo e comprimento de eletrodos evidenciam a versatilidade do modelo proposto. Além disso, a relativa simplicidade de desenvolvimento e o baixo custo computacional tornam o modelo proposto bastante atrativo do ponto de vista prático.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

A redução da impedância das malhas de aterramento das estruturas de suporte das linhas de transmissão constitui uma importante técnica para a melhoria do seu desempenho quando submetidas a eventos impulsivos. Para alcançar tal objetivo, estudos preliminares realizados ainda na etapa de projeto devem ser apoiados por ferramentas e modelos que expressem adequadamente o evento eletromagnético em questão. Entretanto, após uma ampla revisão de bibliografia, ficou evidente a quase que total inexistência de trabalhos práticos e teóricos com esta aplicação especificamente. Neste último caso, esta carência pode, em parte, ser decorrente da complexidade inerentemente existente em se desenvolver modelos que tenham como base a teoria de campos eletromagnéticos (TCE), modelos esses que apresentam notadamente elevado rigor físico e matemático. O uso de modelos baseados na teoria de circuitos (TC) e na teoria de linhas de transmissão (TL) traria como pressuposto, segundo diversos autores, a dificuldade ou até mesmo a impossibilidade de se incluir os acoplamentos eletromagnéticos entre os componentes do aterramento. Ainda, as simplificações que são normalmente feitas quando se utiliza estes modelos os distanciaria de tal forma do fenômeno físico que os resultados deixariam de ser válidos. Ficou evidente ao longo deste trabalho que apesar desta afirmação não estar incorreta, de certa forma, fica obscurecida a possibilidade dos modelos, qualquer que seja a aproximação adotada, produzirem resultados muito próximos desde que com a observância de certa condição. Nesta situação é possível que sejam realizadas análises sem que haja prejuízo da precisão. A análise comparativa feita na seção 2.3 mostrou existir uma excelente concordância entre os resultados obtidos a partir dos modelos TCE, TC, TL para a condição na qual os solos apresentam elevada resistividade. Como uma diversidade enorme de localidades apresenta solos com elevada resistividade, o uso do modelo TL torna-se bastante atrativo, já que o seu custo de implementação e processamento computacional são pequenos em relação ao modelo TCE. Além disso, ainda na seção 2.3, ficou claro também que a precisão desejada em soluções de engenharia pode vir acompanhada de certa flexibilidade, já os modelos produziram resultados apenas aproximados daqueles medidos.

É importante destacar que em todos os estudos comparativos encontrados na literatura especializada são considerados apenas configurações de aterramentos bastantes simples constituídos por um único eletrodo. A despeito desta simplicidade, esta foi uma

condição bastante adequada no contexto deste trabalho por serem os eletrodos elementares a base do modelo proposto para o cálculo da impedância de aterramento de torres de linhas de transmissão, que têm configuração mais elaborada. Como foi verificado, o aterramento constituído por um único eletrodo pode ser adequadamente modelado pelo modelo TL. Neste trabalho foram ampliados os limites de aplicabilidade do modelo TL. O método apresentado no Capítulo 3 inclui o acoplamento eletromagnético entre eletrodos, tornando possível o seu uso para o modelamento de malhas de aterramento tipicamente encontradas em torres de linhas de transmissão. É possível, também, que seja incluída a variação dos parâmetros do solo com a frequência, conferindo-lhe maior generalidade. Os resultados obtidos através do modelo proposto foram comparados aos obtidos a partir de um modelo TCE tendo sido verificada uma excelente concordância. Consequentemente, pressupõe-se a existência de boa precisão para os resultados obtidos a partir do modelo proposto aqui neste trabalho. A simplicidade ficou evidente considerando o fato de que sua implementação pode ser feita com tranquilidade no PSPICE. Neste ambiente de simulação foi possível realizar análises no domínio do tempo e da frequência, onde parâmetros de interesse aplicado como a sobretensão máxima e impedância impulsiva foram facilmente obtidos. Tais aspectos expressam muito bem as características desejáveis em um modelo, que de maneira direta podem ser três: precisão, simplicidade e adequação. A precisão expressa o grau de concordância dos resultados gerados com a realidade física e está relacionada às condições assumidas durante o processo de modelagem. A simplicidade expressa a facilidade de exploração do modelo quando se objetiva gerar e visualizar resultados, estando relacionada com a complexidade da estrutura interna do modelo. A adequação é, então, a característica essencial, sendo função das outras duas. Um modelo adequado é, portanto, aquele que possui uma estrutura que seja simples e que produza resultados com boa precisão. O modelo apresentado neste trabalho mostrou-se, assim, bastante adequado aos seus propósitos conseguindo aliar simplicidade e precisão.

6.1 Propostas de continuidade do trabalho

Com a experiência adquirida ao longo deste trabalho alguns aspectos de relevo foram observados. Esses podem subsidiar trabalhos futuros, citando-se:

- Inclusão da estratificação do solo conferindo maior generalidade às análises por ser esta uma condição normalmente encontrada;

- Inclusão dos efeitos não lineares relacionadas à ionização do solo;
- Investigação mais aprofundada da associação existente entre a resistividade do solo e o tempo de frente da onda para a definição de expressões analíticas para o cálculo do comprimento efetivo;
- Avaliação das sobretensões desenvolvidas no alto das torres, sobre as cadeias de isoladores;
- Determinação dos limites de aplicação da diminuição da impedância de aterramento como técnica para melhoria de desempenho das linhas de transmissão submetidas à descargas atmosféricas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. MSWANE, L. M.; GAUNT, C. T. Lightning Performance Improvement of the Swaziland Electricity Board Transmission System (132 and 66kV). **In: Proceedings of the Cigre 4th Southern Africa Regional Conference**, Cape Town, oct. 2001.
2. DARVENIZA, M.; LIBOURN, G. J. . P. S. A. Line Design and Electrical Properties of Wood. **IEEE Transactions on Power and Apparatus and Systems**, n. 11, p. 1344-1356, set. 1967.
3. DARVENIZA, M. **Electrical Properties of Wood and Line Design**. Queensland, Australia, University of Queensland Press. [S.l.]. 1980.
4. WHITEHEAD, J. T. The Lightning Performance of TVA's 500kV and 161kV Transmission Lines. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 102, n. 3, p. 752-768, mar. 1983.
5. CAVALHO, A. M.; ABREU, M. S.; CARVALHO, A. C. . E. A. Tecnologias para Análise e Melhoria do Desempenho de Instalações de Transmissão Frente a Descargas Atmosféricas. **Proceedings of the IV International Seminar on Lightning Protection**, Sao Paulo, Brazil, 1997.
6. BEWLEY, L. V. Theory and tests of counterpoise. **AIEE Transactions**, v. 53, p. 1163-1172, aug. 1934.
7. HUBING, T. H. **Survey of numerical electromagnetic modeling Techniques**. University of Missouri-Rolla, Electromagnetic Laboratory Compatibility. Report TR91-1-001.3. Missouri. 1991.
8. STRATTON, J. A. **Electromagnetic theory**. New York: McGraw-Hill, 1941.
9. PAUL, C. R.; NASAR, S. A. **Introduction to electromagnetic fields**. New York: McGraw-Hill, 1987.
10. DOMMEL, H. W. Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks. **IEEE Transactions on power apparatus and systems**, v. PAS-88, n. 4, p. 388-399, abr. 1969.
11. DOMMEL, H. W. **Electromagnetic transients program reference manual (EMTP Theory Book)**. [S.l.]: Bonneville Power Administration, 1986.

12. VELAZQUEZ, R.; MUKHEDKAR, D. Analytical modelling of grounding electrodes transient behavior. **IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems**, v.PAS-103, n. 6, jun. 1984. p.1314-1322.
13. SUNDE, E. D. **Earth conduction effects in transmission systems**. New York: Dover Publications, 1968.
14. MAZZETTI, C.; VECA, G. M. Impulse behavior of grounding electrodes. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-102, n. 9, p. 3148-3156, set. 1983.
15. PAPAEXOPOULOS, A. D.; MELIOPOULOS, A. P. Frequency Dependent Characteristics of Grounding Systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. PWRD-2, n. 4, p. 1073-1081, out. 1987.
16. MUKHEDKAR, D. et al. Transient performance of grounding grids. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 4, n. 4, p. 2053-2059, out. 1989.
17. GRCEV, L. **Computation of grounding system transient impedance**. Tese de Doutorado, Universidade de Zagreb. Croacia. 1986.
18. NEKHOUL, B. et al. A finite element method for calculating the electromagnetic fields generated by substation grounding systems. **IEEE Transactions Magnetics**, v. 31, n. 3, p. 2150-2153, mai. 1995.
19. NEKHOUL, B. et al. Calculating the impedance of grounding systems. **IEEE Transactions Magnetics**, v. 32, n. 3, p. 1509-12, mai. 1996.
20. OTERO, A. F.; CIDRAS, J.; DEL ALAMO, J. L. Frequency-dependent grounding system calculation by means of a conventional nodal analysis technique. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 14, n. 3, p. 873-878, jul. 1999.
21. GRCEV, L. Computer analysis of transient voltages in large grounding systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 11, n. 4, p. 815-823, apr. 1996.
22. CIDRAS, J.; OTERO, A. F.; GARRIDO, C. Nodal frequency analysis of grounding system considering the soil ionization effect. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 15, n. 1, p. 103-107, jan. 2000.
23. LIEW, A. C.; DARVENIZA, M. Dynamical model of impulse characteristics of concentrated earths. **Proceedings. IEE**, v. 121, n. 2, p. 123-135, fev. 1974.

24. LIU, Y.; ZITNIK, M.; THOTTAPPILLIL, R. An improved transmission-line model of grounding system. **IEEE Trans. Electromagn. Compatibility**, v. 43, n. 3, p. 348-355, Aug. 2001.
25. **Ace version 2.51, ABB common platform for 2d field analysis and simulation.** ABB Corporate Research. Suecia. 1998.
26. EMTP/ATP. Disponível em: <www.emtp.org>. Acesso em: 7 dez. 2009.
27. GRCEV, L.; HEIMBACH, M. Frequency dependent and transient characteristics of substation grounding system. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 12, n. 1, p. 172-178, jan. 1997.
28. LORENTZOU, M. I.; HATZIARGYRIOU, N. D.; PAPADIAS, B. C. Time domain analysis of grounding electrodes impulse response. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 18, n. 2, p. 517-524, abr. 2003.
29. PAUL, C. R. **Analysis of Multiconductor Transmission Lines.** New York: [s.n.], 2008.
30. HE, J. et al. Effective length of counterpoise wire under lightning current. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 20, n. 2, p. 1585-1591, abr. 2005.
31. ZENG, R. et al. Lightning impulse performances of grounding grids for substation considering soil ionization. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 22, n. 2, p. 667-675, abr. 2008.
32. GRCEV, L. Modeling of grounding electrodes under lightning currents. **IEEE Transactions on Electroemagnetic Compatibility**, v. 51, n. 3, p. 559-571, aug. 2009.
33. GERI, A. Behaviour of grounding systems excited by high impulse currents: the model and its validation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 14, n. 3, p. 1008-1017, jul. 1999.
34. ALIPIO, R. S. **Modelagem eletromagnética de aterramentos elétricos nos domínios do tempo e da frequência.** Dissertação de mestrado. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET/MG. [S.l.]. 2008.
35. ALIPIO, R. S.; OLIVEIRA, M. L. F.; SCHROEDER, M. A. O. A discussion of circuit equivalents of a vertical ground rod. **Proceedings of International Conference on grounding and earthing and 3o International Conference on lighting physics and effects (GROUND'2008 and 3o LPE)**, Florianópolis, Brasil, nov. 2008.

36. GRCEV, L.; ARNAUTOVSKI, V. Comparison between simulation and measurement of frequency dependent and transient characteristics of power transmission line grounding. **Proceedings of 24th International Conference on Lightning protection (ICLP'98)**, Birmingham, U.K., set. 1998. v.1, p.524-529.
37. FIEUX, R.; KOUTEYNIKOFF, P.; VILLEFRANQUE, F. Measurement of the Impulse Response of Groundings to Lightning Currents. **Proceedings of 15th International Conference on Lightning Protection (ICLP)**, Uppsala, Sweden, 1979.
38. ROCHEREAU, H. Response of Earth Electrodes when Fast Fronted Currents are Flowing Out. **EDF Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches**, serie B, n.2, 1988. p.13-22.
39. SOARES JUNIOR, A. **Investigação do comportamento dos aterramentos típicos de linhas de transmissão frente a descargas atmosféricas**. Dissertação de mestrado. Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais (CPDEE/UFMG). [S.l.]. dez., 1996.
40. SCHROEDER, M. A. O. **Modelo eletromagnético para descontaminação de ondas de corrente de descargas atmosféricas: aplicação às medições da estação do morro do cachimbo**. Tese de Doutorado. Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais (CPDEE/UFMG). [S.l.]. 2001.
41. PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. 2a. ed. Hoboken: Woley, 2006.
42. SCHMITT, R. **Electromagnetics Explained**. 1a. ed. Burlington, MA: Newnes, 2002.
43. KRAUS, J. D.; FLEISCH, D. **Electromagnetics**. 5a. ed. [S.l.]: McGraw Hill Higher Education, 1999.
44. WADELL, B. C. **Transmission Line Design Book**. Boston: Artech House Publishers, 1991.
45. GRCEV, L.; ARNAUTOVSKI-TOSEVA, V. Grounding systems modeling for high frequencies and transients: some fundamental considerations. **Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna**, Bologna, Italia, v.3, jun. 2003. p.7.
46. VISACRO, S. A comprehensive approach to the grounding response to lightning currents. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, p. 381-386, jan. 2007.
47. POLLACZEK, F. Sur le champ produit par un conducteur simple infiniment long parcouru par un courant alternatif. **Revue Gen. Elec.**, v. 29, p. 851-867, 1931.

48. SAAD, O.; GABA, G.; GIROUX, M. A closed-form approximation for ground return impedance of underground cables. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 11, n. 3, p. 1536-1545, jul. 1996.
49. WEDEPOHL, L. M.; WILCOX, D. J. Transient analysis of underground power transmission systems. **Proceedings IEE**, v.120, 1973. 253-260.
50. AMETANI, A. A general formulation of impedance and admittance of cables. **IEEE Trans. Power App. Systems**, v. 99, p. 902-910, 1980.
51. DOMMEL, H. W. Overhead line parameters from handbook formulas and computer programs. **IEEE Trans. Power App. Systems**, v. 104, p. 366-372, 1985.
52. SEMLYEN, A.; DEBULENAU, A. Fast and accurate switching transient calculations on transmission lines with ground return recursive convolution. **IEEE Trans. Power Application Systems**, v. 94, p. 561-571, 1975.
53. WAIT, J. R. Electromagnetic wave propagation along a buried insulated wire. **Can. J. Phys.**, v. 50, p. 2402-2409, 1972.
54. VANCE, E. F. **Coupling to shielded cables**. New York: John Wiley and Sons, 1978.
55. PETRACHE, E. et al. Lightning induced disturbances in buried cables-Part I: Theory. **IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility**, v. 47, p. 498-508, 2005.
56. THEETHAYI, N. **Electromagnetic Interference in Distributed Outdoor Electrical Systems, with an Emphasis on Lightning Interaction with Electrified Railway Network**. Tese de Pos-Doutorado. Universidade de Uppsala. [S.l.]. 2005.
57. DEVGAN, S.; WHITEHEAD, E. R. Analytical models for distributed grounding systems. **IEEE Trans. Power App. Systems**, v. PAS-92, n. 5, p. 1763-1770, set./out. 1973.
58. VERMA, R.; MUKHEDKAR, D. Impulse to impedance of buried ground wires. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v.PAS-99, n. 5, set/out. 1980. p.2003-2007.
59. GRCEV, L. On High-Frequency Circuit Equivalentents of a Vertical Ground Rod. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, n. 2, p. 1598-1603, abr. 2005.
60. BOURG, S.; SACEPE, B.; DEBU, T. Deep earth electrodes in highly resistive ground frequency behavior. **Electromagnetic Compatibility, 1995. Symposium Record. 1995 IEEE International Symposium on**, Atlanta, GA, aug. 1995. p.584-589.

61. DWIGHT, H. B. Calculation of resistance to ground. **AIEE Transactions**, v. 55, p. 1319-1328, 1936.
62. KING, R. W. P. Antennas in material media near boundaries with application to communication and geophysical exploration, Part I: The bare metal dipole. **IEEE Trans. Antennas Propag.**, v. AP-34, n. 4, p. 483-489, abr 1986.
63. WAIT, J. R. The false image of a line current within a conducting half-space. **IEEE Trans. Electromagn. Compatibility**, v. 39, n. 3, p. 266-267, Aug. 1997.
64. LIU, Y.; THEETHAYI, N.; THOTTAPPILLIL, R. An engineering model for transient analysis of grounding system under lightning strikes: nonuniform transmission-line approach. **#IEEE_J_PWRD#**, v. 20, p. 722-730, 2005.
65. RAMAMOORTY, M. et al. Transient performance of grounding grids. **Power Engineering Review, IEEE**, v. 9, n. 10, p. 48, out. 1989.
66. SURTEES, A. J.; ROUSSEAU, A.; MARTZLOFF, F. Resistência de aterramento versus impedância de aterramento. **Revista Eletricidade Moderna**, v. XXXV, n. 395, p. 170-179, fev. 2007.
67. GUPTA, B. R.; THAPAR, B. Impulse impedance of grounding grids. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-99, n. 6, p. 2357-2362, nov/dez. 1980.
68. GRCEV, L. Impulse efficiency of simple grounding electrode arrangements. **Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC Zurich 2007. 18th International Zurich Symposium on**, Munich, Germany, set. 2007. p.325-328.
69. LIU, Y. et al. An improved model for soil ionization around grounding system and its application to stratified soil. **Jornal of Electrostatics**, v. 60, p. 203-209, 2004.
70. LIMA, J. L. C. **Avaliação experimental sobre o efeito de ionização do solo devido a injeção de correntes impulsivas**. Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Eletrica (CPDEE) - Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG. [S.l.]. 2008.
71. BELLASCHI, P. L. Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part II. **AIEE Transactions**, v. 61, p. 349-363, 1942.
72. OETTLÉ, E. E. The Characteristics of Electrical Breakdown and Ionization Processes in Soil. **The Transactions of the SA Institute of Electrical Engineers**, dez. 1998. p.63-70.

73. MOUSA, A. M. The soil ionization gradient associated with discharge of high currents into concentrated electrodes. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 9, n. 3, p. 1669-1677, jul. 1994.
74. LOBODA, M.; SCUKA, V. On The Transient Characteristics of Electrical Discharges and Ionization Processes in Soil. **23rd International Conference on Lightning Protection Proceedings**, Italia, set. 1996. p.539-544.
75. GONOS, I. F.; STATHOPULOS, I. A. Soil Ionisation Under Lightning Impulse Voltages. **IEE Proc.-Sci Meas. Technol**, v. 151, set. 2004.
76. CIGRE. **Guide to Procedures for Estimating the Lightning Performance of Transmission Lines**. [S.l.]. out., 1991.
77. VISACRO, S.; PORTELA, C. M. Soil permittivity and conductivity behavior on frequency range of transient phenomena in Electric Power Systems. **Proceedings of Sym. High Voltage Engineering**, Braunschweig, Alemanha, 1987.
78. PORTELA, C. M. Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior, 1999. 1004-1009.
79. PORTELA, C. M. Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior. **Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility**, Seattle, 02-06 ago. 1999. p.1004-1009.
80. PORTELA, C. M. Statistical aspects of soil electromagnetic behavior in frequency domain. **Proceedings of International Conference on Grounding and Earthing (GROUND' 2000)**, Belo Horizonte, Brasil, jun. 2000. p.99-104.
81. PORTELA, C. M. Influence in lightning effects of soil electromagnetic behavior in frequency domain. **Proceedings of the International Conference on Lightning Protection (ICLP)**, Cracow, Poland, v.1, set. 2002. p.394-399.
82. CAPRA, F. **O tao da física**. 20a. ed. Sao Paulo: Cultrix, 2000. 260 p.
83. CEMIG. **Instrução para aterramento de suportes de linhas de transmissão**. Manual técnico da diretoria de projetos e construções. [S.l.]. 1998.
84. CLARK, E. **Circuit analysis of A-C power systems**: volume I - Symmetrical and Related Components. [S.l.]: New York: J.Wiley; London: Chapman & Hall, v. 1, 1943.
85. PAULINO, J. O. S. **Influencias de curtos-circuitos nas redes de distribuicao sobre redes de telefonicas em uso mutuo de posteacao**. Dissertacao de Mestrado. Escola de Engenharia. Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG. [S.l.]. 1985.

86. THEETHAYI, N. et al. External impedance and admittance of buried horizontal wires for transient studies using transmission line analysis. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, v. 14, n. 3, p. 751-761, jun. 2007.
87. NOGUEIRA, R. L. S. **Análise de sistemas de aterramentos sob solicitações impulsivas: otimização e critérios de segurança em aterramentos de estruturas de linhas de transmissão**. Dissertação de mestrado. Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ). [S.l.]. Mar. 2006.
88. GOODY, R. W. **OrCad PSpice for windows Volume 1- DC and AC Circuits**. New Jersey: Prentice Hall, 2001. p.1-8 p.
89. EBERLE, W. et al. Behavioral modeling and simulation of a mixed analog/digital automatic gain control loop in a 5 GHz WLAN receiver. **Europe Conference and Exhibition on Design, Automation and Test**, 2003. p.642-647.
90. GIELEN, G. G. E. Modeling and analysis techniques for system-level architectural design of telecom front-ends. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 50, n. 1, Part 2, p. 360-368, Jan. 2002.
91. JANKOVIC, N.; PESIC, T.; KARAMARKOVIC, J. 1D physically based non-quasi-static analog behavioral BJT model for SPICE. **23rd International Conference on Microelectronics**, May. 2002. vol.2, p.463-468.
92. PORTELA, C. M. Statistical aspects of soil electromagnetic behavior in frequency domain, 2000. 99-104.
93. ALMEIDA, M. E.; CORREIA DE BARROS, M. T. Accurate modeling of rod driven tower footing. **IEEE Trans. on Power Delivery**, v. 11, n. 3, p. 1606-1609, jul. 1996.
94. DAVIS, R. . J. J. E. M. The Surge Characteristics of Tower and Tower-Footing Impedances. **Journal of British Electrical and Allied Industries Research Association**, vol.88 - Part II, jul. 1941. p.453-465.
95. DAWALIBI, F. Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors, part I – single conductor. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 1, n. 4, p. 105-111, 1986.
96. DAWALIBI, F. Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors, part II – ground networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 1, n. 4, p. 112-119, 1986.
97. DER SPIEGEL, J. V. SPICE - A Brief Overview, 1995. Disponível em: <<http://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/spice.overview.html>>. Acesso em: 12 dez. 2009.

98. RUDENBERG, R. **Electrical shock waves in power systems**. [S.l.]: Cambridge Harvard Univ Press, 1968. 273-277 p.
99. ROUSSEAU, A.; GRUET, P. Practical high frequency measurement of a lightning earthing system. **Proceedings of International Conference on Lightning Protection (ICPL)**, Saint Malo, França, set. 2004.
100. ROCHEREAU, H. Comportement des Prises de Terre Localisées Parcourues par des Courants à Front Raide. **EDF Bulletin de La Direction des Etudes et Recherches-Reseaux Electriques Materiels Elecques**, n. 2, 1988. p.13-22.
101. PIANTINI, A. . E. A. A scale model for the study of the LEMP response of complex power distribution networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 10-20, jan. 2007.
102. PETROPOULOS, G. M. The high-voltage characteristics of earth resistances. **Journal of IEE**, v.95, mai. 1948. p.59-70.
103. NOGUEIRA, R. L. S. **Sistema de Aterramento à Frequência Industrial: Aspectos Teóricos, Computacionais e Práticos**. Projeto Final em Engenharia Eletrica, UFRJ. Rio de Janeiro. jul., 2001.
104. MARTI, J. R. Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-101, n. 1, p. 147-157, 1982.
105. LONG, W. et al. EMTP a powerful tool for analyzing power system transients. **Computer Applications in Power, IEEE**, v. 3, n. 3, p. 36-41, jul. 1990.
106. LOBODA, M.; POCHANKE, Z. Experimental study of electric properties of soil with impulse current injections. **In: 18th INTERNATIONAL CONFERENCE ON LIGHTNING PROTECTION - ICLP**, Munich, 16-20 set. 1985. p.191-198.
107. KORSUNCEV, A. V. Application of the theory of similitude to the calculation of concentrated earth electrodes. **Elektrichestvo**, n. 5, p. 31-35, mai. 1958.
108. KAMEYAMA, F. H.; ALTAFIM, R. A. C. Earthing electrode modelling for impulse current. **Sixth International Symposium on High Voltage Engineering**, New Orleans, 28-1 ago/set. 1989.
109. KOSZTALUK, R.; LOBODA, M.; MUKHEDKAR, D. Experimental study of transient ground impedances. **IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-100, n. 11, p. 4653-4660, nov. 1981.

110. ALA, G. et al. Finite difference time domain simulation of soil ionization in grounding systems under lightning surge conditions. **Applied Numerical Analysis & Computational Mathematics**, v.1, n. 1, mar. 2004. p.90-103.
111. ANDOLFATO, R.; BERNARDI, L.; FELLIN, L. Aerial and grounding systems analysis by the shifting complex images method. **IEEE Trans. on Power Delivery**, v. 15, n. 3, p. 1001-1009, jul. 2000.
112. MENTER, F. E.; GRCEV, L. EMTP-Based model for grounding system analysis. **IEEE Trans. on Power Delivery**, v. 94, n. 4, p. 1838-1849, out. 1994.
113. CELLI, G.; PILO, F. **A distributed parameter model for grounding systems in the PSCAD/EMTDC environment**. [S.l.]: [s.n.]. 2003.
114. GARY, C. The impedance of horizontally buried conductors. **Proceedings in International Symposium Lightning Mountains**, Chamonix-Mont-Blanc, France, 1994. p. 148-151.
115. VISACRO, S. **Descargas Atmosfericas - Uma abordagem de engenharia**. 1a. ed. [S.l.]: Artliber Editora, 2005.
116. YOUNG, F. S.; CLAYTON, J. M.; HILEMAN, A. R. Shielding of Transmission Line. **AIEE Transactions on PAS, Part III**, v. 82, p. 132-154, 1964.
117. ARMSTRONG, H. R.; WHITEHEAD, E. R. Field and Analytical Studies of Transmission Line Shielding. **IEEE Trans on Power Apparatus and Systems**, v. PAS 87, n. 1, p. 270-281, 1968.
118. ERIKSSON, A. J. An Improved Electromagnetic Model for Transmission Line Shielding Analysis. **IEEE Trans. Power Delivery**, v. PWRD-2, n. 3, p. 871-886, 1987.
119. VISACRO, S. et al. Evaluation of the relevance of Lightning Induced Overvoltage for High Voltage Transmission Lines. **Edit. CIGRÉ-Brazil**, n. 30, 2003. p.55-60.
120. MELIPOULOS, A. P.; MOHARAM, M. G. Transient analysis of grounding systems. **IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-102, n. 2, p. 389-399, fev. 1983.
121. VISACRO, S. F. et al. Improving the Lightning Performance of 69 kV to 230 kV Transmission Lines. **Proceedings of GROUND'2006 & 2nd LPE**, Maceio, Brasil, nov. 2006. p.326-332.
122. GRCEV, L.; DAWALIBI, F. An electromagnetic model for transients in grounding systems. **IEEE Trans. on Power Delivery**, v. 5, n. 11, p. 1773-1781, nov. 1990.

123. GRCEV, L. Improved earthing system design practices for reduction of transient voltages. **presented at the CIGRE**, Paris, France, 1998. 36-302.
124. GRCEV, L.; MENTER, F. E. Transient electromagnetic fields near large earthing systems. **IEEE Transactions Magnetics**, v. 32, n. 3, p. 1525-1528, mai. 1996.
125. BELLASCHI, P. L. Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part I. **AIEE Transactions**, v. 60, p. 123-128, mar. 1941.
126. BELLASCHI, P. L.; ARMINGTON, R. E. Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part III. **AIEE Transactions**, v. 62, p. 334-345, 1943.
127. GELDENHUYS, H. J.; GAUNT, C. T. Insulation Co-ordination of Rural Distribution Lines. **In: Anais do I Seminário Internacional de Distribuição de Energia Elétrica (SIDEE)**, Belo Horizonte, Brazil.