

Método para conversão da impedância harmônica de sistemas de aterramentos em circuitos elétricos

Claudiner Mendes de Seixas
Instituto Federal de São Paulo – Campus Votuporanga
IFSP-VTP, Votuporanga, Brasil
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, FEIS, UNESP
claudiner@ifsp.edu.br

Sérgio Kurokawa
Departamento de Engenharia Elétrica
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, FEIS, UNESP
Ilha Solteira, Brasil
kurokawa@dee.feis.unesp.br

Resumo—Este trabalho apresenta uma técnica de representação de sistemas de aterramento, capaz de representar a haste vertical diretamente no domínio do tempo, “transformando-a” em um circuito elétrico. O método é baseado na teoria dos mínimos quadrados e é capaz de representar vários tipos de sistemas de aterramento, para determinação da tensão transitória, independentemente das simplificações e condições de contorno utilizadas em sua representação (considerando ou não as influências da ionização do solo, da interface solo/ar, da propagação, da frequência nos parâmetros do solo, da aproximação quase estática, da teoria das imagens, etc), pois ele parte da curva da impedância harmônica determinada por qualquer outro modelo. A validação deste método foi feita comparando os resultados deste trabalho com os obtidos e já validados via resultados experimentais por autor renomado na área de aterramento elétrico, obtendo ótima concordância.

Palavras Chaves—Aterramento elétrico, corrente impulsiva, descarga atmosférica, linha de transmissão, modelagem, resistividade do solo.

I. INTRODUÇÃO

Eletrodos horizontais, verticais, malhas de aterramento e complexas configurações de sistemas de aterramento são frequentemente usadas no sistema elétrico de potência e plantas industriais. Na ocorrência de descargas atmosféricas, a corrente impulsiva do surto flui pelo sistema de aterramento para ser dissipada no solo, podendo causar sobretensões no ponto de injeção desta corrente e em suas vizinhanças, bem como induzir tensões e provocar interferências eletromagnéticas em equipamentos conectados ao aterramento ou próximos a ele [1]-[2]. Portanto, cuidados adequados devem ser tomados no projeto de sistemas de aterramento, especialmente em altas frequências (frequência típica das descargas atmosféricas).

Na literatura técnica são encontradas diversas maneiras de se representar sistemas de aterramento, baseadas nas teorias de circuitos elétricos [3]-[9], de linhas de transmissão [10]-[16] e de campos eletromagnéticos [17]-[25]. Usando estas teorias, os modelos pioneiros foram elaborados empregando métodos analíticos [26]-[34], métodos empíricos [35]-[36], e posteriormente, a partir da década de oitenta, os métodos numéricos passaram a ser utilizados na grande maioria dos modelos. Ainda podem ser classificados os modelos como desenvolvidos no domínio do tempo ou no domínio da frequência (ou ambos). Segundo [1], [24] e [37], os modelos baseados na teoria eletromagnética se fundamentam na resolução das equações de Maxwell e são mais preciso que os

demais por apresentar menos simplificações, porém sua implementação é mais complexa.

O objetivo deste trabalho é aplicar e comprovar a eficácia de uma técnica para representar hastes verticais de aterramento elétrico, representando-a por um circuito elétrico equivalente, podendo este ser simulado diretamente no domínio do tempo por qualquer programa de computador destinado a este fim. Esta técnica foi proposta inicialmente em [38], aplicada a eletrodos horizontais (aqui adaptada para hastes verticais) e foi mostrada a excelente concordância entre as curvas da tensão transitória obtida por meio do circuito RLC (circuito equivalente ao eletrodo de aterramento obtido via técnica proposta) e as curvas obtidas por meio das equações hiperbólicas (via modelo baseado na teoria de linha de transmissão a parâmetros distribuídos).

Devido sua simplicidade, facilidade de uso e por representar a haste com precisão adequada ao que se pretende mostrar, foi escolhido o modelo baseado na teoria de linhas de transmissão a parâmetros uniformemente distribuídos e independentes da frequência, para se calcular a impedância harmônica da haste vertical. Neste trabalho não foi levado em consideração o efeito da ionização do solo. Qualquer outro modelo que forneça a impedância harmônica, independentemente das simplificações (modelos baseados ou não em aproximações quase estáticas, modelos a parâmetros (ρ -resistividade e ϵ -permissividade) constantes ou dependentes da frequência, modelos que levam ou não em consideração os efeitos da ionização do solo, da propagação e/ou da interface solo/ar, modelos dinâmicos, etc), pode ser usado para calcular a impedância harmônica, visto que o método proposto parte da expressão matemática (expressão que gera matriz relacionando a impedância complexa com a frequência) ou curva desta impedância (matriz de pontos).

Outra contribuição deste trabalho é a validação da técnica em questão, por meio de comparações dos resultados obtidos com os de autores [37], [39] renomados na área de aterramento elétrico.

II. MODELO BASEADO NA TEORIA DE LINHAS

Neste tópico será descrito resumidamente o modelo baseado na teoria de linhas de transmissão (LT), a parâmetros uniformemente distribuídos. Ele tem sua origem nas equações diferenciais (1) que determinam as tensões e correntes em qualquer ponto ao longo de uma linha de transmissão em função da distância “x” [13], [40].

$$\frac{dv(x,t)}{dx} = -Ri(x,t) - L \frac{di(x,t)}{dt} \quad (1a)$$

$$\frac{di(x,t)}{dx} = -Gv(x,t) - C \frac{dv(x,t)}{dt} \quad (1b)$$

As equações diferenciais, de difícil solução no domínio do tempo, podem ser resolvidas no domínio da frequência. Para tal, (1a) e (1b) podem ser reescritas conforme (2) [40].

$$\frac{d^2 V(x,s)}{d^2 x} = ZYV(x,s) \quad (2a)$$

$$\frac{d^2 I(x,s)}{d^2 x} = YZI(x,s) \quad (2b)$$

Sendo:

$Z = R + j\omega L$ a impedância longitudinal da linha e,

$Y = G + j\omega C$ admitância transversal da linha.

A solução de (2), no domínio da frequência, para uma haste vertical de comprimento “d” e considerando que a corrente em sua extremidade final (terminal receptor) é nula, é dada por (3) [37].

$$V_A(s) = V_B(s) \cosh(\gamma d) \quad (3a)$$

$$I_A(s) = \frac{1}{Z_c} V_B(s) \sinh(\gamma d) \quad (3b)$$

A admitância harmônica pode ser escrita conforme (4).

$$Y_A = \frac{1}{Z_c} \tanh(\gamma d) \quad (4)$$

O cálculo da admitância depende dos parâmetros (R, L, G e C) do conjunto haste-solo e estes dependem da geometria e condutividade da haste e da condutividade e permissividade elétrica do solo. As expressões para o cálculo destes parâmetros não foram apresentadas neste trabalho, mas estão disponíveis em vasta bibliografia como, por exemplo, em [10], [13], [34], [37], [39] e [41].

Os modelos baseados na teoria de linhas de transmissão (ou equações do telegrafista) consideram aproximações para cálculo dos parâmetros (R, L, G e C) do eletrodo e do solo que o envolve (aproximação pelo método das imagens, baseadas na consideração de propagação de campo eletromagnético transversal, consideração de meio homogêneo, etc) [37]. A precisão dos modelos a parâmetros concentrados depende, dentre outros fatores, do comprimento “d” do eletrodo e da quantidade “N” de seções em que ele foi dividido para ser representado por circuitos RLGC em cascata. Para representação do eletrodo longo com um circuito (N=1) o modelo é menos preciso que para representação com $N \rightarrow \infty$ circuitos. Quando $N \rightarrow \infty$ a precisão do modelo a parâmetros concentrados tende a do modelo a parâmetros distribuídos [39]. Os modelos a parâmetros distribuídos uniformemente oferecem precisão adequada para a maioria das aplicações de sistemas de aterramento composto por hastes verticais e eletrodos

horizontais (cabo contrapeso de torres de linhas de transmissão) [37], enquanto que os modelos a parâmetros concentrados não oferecem tal precisão, especialmente em altas frequências (faixa de frequência das descargas atmosféricas) [1] e por isso este último não será utilizado neste trabalho.

III. VALIDAÇÃO DO MODELO BASEADO EM LT

Para validação do modelo baseado na teoria de linhas de transmissão (LT) a parâmetros distribuídos, utilizado neste trabalho e em trabalhos anteriores [38], [42], foram realizadas comparações com resultados de outros autores. Nas Fig. 1 e 2 são apresentadas comparações com Grcev [37] onde ele propõe mostrar diferenças entre algumas formulações existentes para os parâmetros do eletrodo, especificamente para a indutância. Foram realizadas simulações para eletrodo horizontal de 7mm de raio, enterrado a 0,8m de profundidade em um solo de permissividade relativa igual a 10 e resistividades de 10, 100 e 1.000Ωm e para comprimento de 10 e 100m. As curvas pretas, conforme legenda, são os resultados de Grcev, já validados por comparação com resultados experimentais e pela curva EM obtida via modelo preciso, baseado na teoria de campos eletromagnéticos, considerado em vários trabalhos como padrão para comparações [1], [24], [37], [39] e [43].

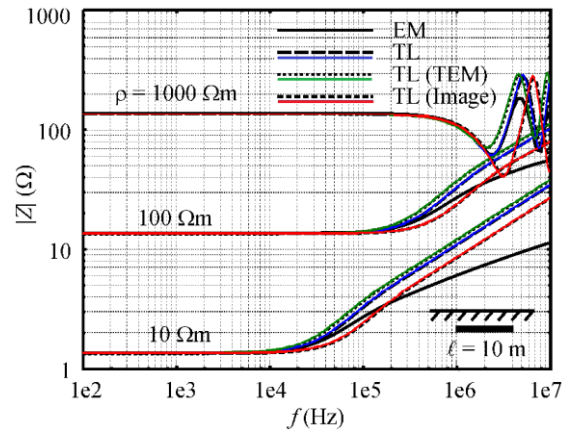


Figura 1 – Impedância harmônica para eletrodo de 10m
Adaptado de [37]

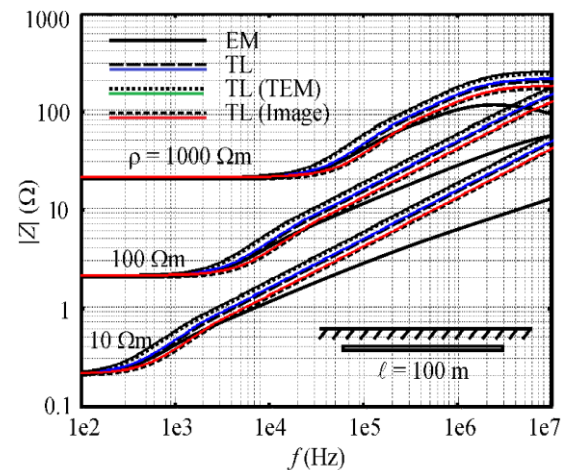


Figura 2 – Impedância harmônica para eletrodo de 100m
Adaptado de [37]

Na legenda das Fig. 1 e 2, EM significa modelo eletromagnético, TL significa modelo de LT baseado na aproximação para a formula da indutância, derivada do cálculo para o eletrodo horizontal na superfície do solo (meio homogêneo) e considerando que existe pouca variação da indutância em função da profundidade do eletrodo [34], TL(TEM) significa modelo de LT baseado em aproximação considerando propagação de campos eletromagnéticos transversais e TL(image) significa modelo de LT baseado na teoria das imagens [37].

As curvas coloridas (traço contínuo) superpostas à figura original (Fig.1 e 2), simuladas neste trabalho para as mesmas condições, mostraram excelente concordância com as do modelo de Grcev [37], validando assim o modelo de LT usado neste trabalho como referência para determinação dos elementos de circuito que serão discutidos nos itens IV e V. Todas as três formulações levam a resultados próximos, porém a baseada no método das imagens foi a que mais se aproximou do modelo eletromagnético e, portanto, ela será usada neste trabalho. Caso o leitor deseje mais detalhes sobre as formulações da indutância, podem ser encontrados em [37].

IV. DESCRIÇÃO DA TÉCNICA DE MODELAGEM

O método proposto consiste em aplicar a aproximação baseada no método dos mínimos quadrados (VF-Vector Fitting [44]) na curva da admitância harmônica (Y_A) obtida pelas funções hiperbólicas em (4). Desta forma, obtém-se as funções racionais que representam com fidelidade a curva da admitância, a partir das quais se determina o circuito elétrico equivalente que reproduz o mesmo efeito que a admitância [38].

O objetivo do VF é aproximar a resposta em frequência $F(s)$ por funções racionais, conforme (5).

$$F(s) = D + sE + \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{s - a_i} \quad (5)$$

Onde a função genérica $F(s)$ é a admitância $Y_A(s)$, D é o termo constante, E é o termo dependente da frequência, c_i são os resíduos, a_i os polos e s o operador igual a $j2\pi f$, sendo f a frequência. Tanto os resíduos quanto os polos podem ser números reais ou complexos.

Quando a fração parcial $F_R(s)$ possui resíduo e polo reais, conforme mostrado em (6), um possível circuito elétrico equivalente é apresentado na Fig. 3 [45]

$$F_R(s) = \frac{c_i}{s - a_i} \quad (6)$$

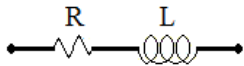


Figura 3 - Circuito RL equivalente para resíduo e polo reais

Neste caso os elementos de circuito R e L são calculados por (7).

$$L = \frac{1}{c_i} \quad (7a)$$

$$R = -\frac{a_i}{c_i} \quad (7b)$$

Quando a fração parcial $F_C(s)$ (8) possui resíduos e polos complexos, um possível circuito elétrico equivalente é apresentado na Fig. 4 [45]

$$F_C(s) = \frac{c_1}{s - a_1} + \frac{c_2}{s - a_2} \quad (8)$$

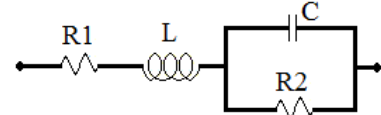


Figura 4 - Circuito RL equivalente para resíduos e polos complexos

Neste caso os elementos de circuito R , L e C podem ser calculados por (9).

$$L = \frac{1}{(c_1 + c_2)} \quad (9a)$$

$$C = \frac{(c_1 + c_2)}{a_1 a_2 + kQ} \quad (9b)$$

$$R_1 = \frac{K}{(c_1 + c_2)} \quad (9c)$$

$$R_2 = -\frac{1}{CQ} \quad (9d)$$

Sendo:

$$k = \left[-(a_1 + a_2) + \left(\frac{c_1 a_2 + c_2 a_1}{c_1 + c_2} \right) \right] \quad \text{e} \quad Q = \frac{c_1 a_2 + c_2 a_1}{c_1 + c_2}$$

Fazendo em (5) os termos D e E iguais a zero, a curva da admitância será ajustada por frações parciais (ultimo termo da expressão) que podem ser reais, complexas ou ambas e o circuito elétrico RLC equivalente resultante depende do tipo e quantidade destas frações.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para demonstrar o método proposto neste trabalho aplicado a hastes verticais, foram realizadas simulações nos softwares MATLAB® no domínio da frequência e ORCAD® (PSPICE) no domínio do tempo para alguns casos e os resultados foram comparados com os obtidos por Grcev [39], que usou outra técnica de aproximação aplicada à curva da impedância harmônica obtida por ele, via modelo eletromagnético. Aqui a técnica é aplicada sobre a curva de impedância harmônica obtida pelo modelo baseado na teoria de linhas de transmissão a parâmetros uniformemente distribuídos, porém poderia ser

aplicada sobre a curva/equação da impedância harmônica obtida por qualquer outro modelo. A técnica transforma a impedância harmônica da haste em um circuito RLC que pode ser simulado no domínio do tempo por qualquer programa de computador destinado a este propósito, como por exemplo o ATP. Uma grande vantagem de representar a haste por um circuito elétrico é a possibilidade de acrescentar outros circuitos (representativos de outras situações, como por exemplo uma torre de transmissão) e obter os resultados do conjunto diretamente no domínio do tempo, sem necessidade do uso de transformadas inversas de Laplace ou Fourier.

Para se chegar ao resultado final mostrado na simulação apresentada neste item foi percorrido o seguinte caminho, simulando os subitens (a-c) no MATLAB® e os subitens (d-f) no PSPICE®:

- Por meio das funções hiperbólicas (4) foi obtida a admitância harmônica equivalente para a haste;
- Por meio de aproximação, usando-se o *vector fitting*, se determinou as funções racionais que representam a admitância (módulo e fase) da haste de aterramento;
- A partir das funções racionais se obteve a topologia do circuito elétrico equivalente ao aterramento, bem como os valores dos elementos discretos R, L e C do circuito;
- De posse do circuito elétrico equivalente determinado no item (c), se aplicou o impulso de corrente (no domínio do tempo) e se obteve a forma de onda da elevação da tensão no ponto de injeção da corrente.
- De posse do circuito equivalente proposto por Grcev [39] se aplicou o impulso de corrente (no domínio do tempo) e se obteve a forma de onda da elevação da tensão no ponto de injeção da corrente.
- Os resultados de (d) e (e) foram comparados validando o modelo proposto devido a ótima concordância entre as curvas, comprovando sua eficiência e servindo como exemplo numérico.

O impulso de corrente (descarga atmosférica) usado na simulação é representado por uma onda de frente rápida, tipicamente $1,2/20\mu s$, com pico de $1.000A$, matematicamente expressa por uma função dupla exponencial, injetada na extremidade da haste.

A haste vertical de aterramento abordada neste estudo possui 24m de comprimento, raio de 12,5mm, cravada totalmente em um solo homogêneo de permissividade elétrica relativa igual a 10 e resistividade igual a $1.000\Omega.m$. A permissividade elétrica e a permeabilidade magnética do vácuo é de $8,854188.10^{-12} F/m$ e $4.\pi.10^{-7} H/m$, respectivamente.

Na Fig. 5 é apresentado o circuito elétrico equivalente à haste vertical ($L1$ a $L10$ (em μH) igual a 1,92; 6,73; 4,36; 4,41; 3,95; 3,47; 3,15; 2,59; 2; 0,36; $R1$ a $R11=527\Omega$ e $C1$ a $C11=168pF$), para as condições supra citadas, conforme modelo de Grcev [39]. Naquele modelo, uma das propostas do autor é melhorar o ajuste da curva da impedância harmônica obtida pelo modelo de linhas de transmissão com circuitos uniformemente distribuídos, comparada com a referência obtida pelo modelo eletromagnético. Ele realiza este ajuste transformando os circuitos uniformemente distribuídos em circuitos não uniformemente distribuídos, fixando os valores

das resistências e capacitâncias de todas as seções concentradas do circuito e calculando os valores das indutâncias, via rotina específica no MATLAB® para que se tenha um melhor ajuste entre as curvas.

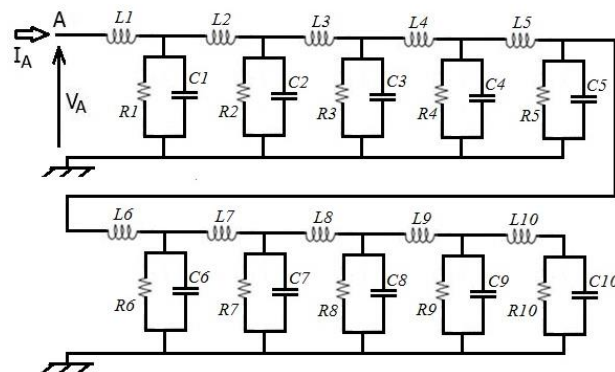


Figura 5 – Circuito equivalente à haste via modelo Grcev

Na Fig. 6 é apresentado o circuito elétrico equivalente ($L=717,24nH$, $R=132\Omega$, $L1=25,69\mu H$, $R1=8\Omega$, $C=32,28pF$, $R2=80\Omega$) à haste vertical desenvolvido conforme modelo proposto neste trabalho, para as mesmas condições descritas anteriormente neste item (poderia ser também o circuito da Fig. 9c: $L1=15,92\mu H$, $C=1,66nF$, $R1=6,87\Omega$, $R2=54,94\Omega$, $L2=1,40\mu H$, $C1=645,77pF$, $R3=88,78\Omega$, $R4=268,58\Omega$). Neste modelo a topologia não é previamente definida como no modelo apresentado por Grcev, pois para cada comprimento de haste ou resistividade/permissividade de solo poderá resultar em circuitos elétricos equivalentes diferentes.

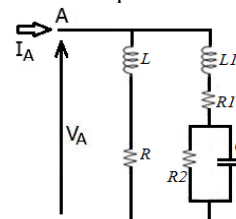


Figura 6 – Circuito equivalente à haste via modelo proposto

Na Fig. 7 é mostrado o resultado da simulação no domínio do tempo (Pspice) para o circuito da Fig. 5 e o da Fig. 6, onde é possível observar a excelente concordância entre as curvas, com apenas uma ligeira diferença em um curto trecho da frente da onda, permitindo concluir que o circuito sugerido na Fig. 5 pode ser substituído pelo sugerido na Fig. 6 e vice versa.

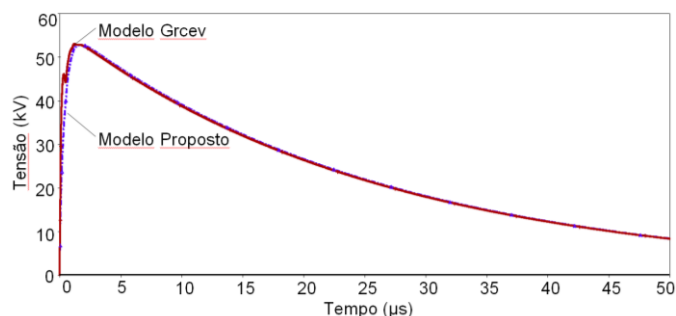


Figura 7 – Comparação entre os circuitos das Fig. 5 e 6.

No modelo proposto a topologia do circuito representativo da haste depende da quantidade de frações parciais geradas na aproximação pelo *vector fitting* e do tipo delas (reais ou complexas). Muitos dos eletrodos horizontais ou hastes verticais usadas (sozinhas) em aterramento podem ser representados por circuitos equivalentes similares aos mostrados nas Fig. 8 e Fig. 9, isto é, por um até seis resíduos/polos reais (Fig. 8), por um resíduo/polo real e dois resíduos/polos complexos (Fig. 9a), por um resíduo/polo real e quatro resíduos/polos complexos (Fig. 9b) e por quatro resíduos/polos complexos (Fig. 9c). A topologia de circuito vai depender basicamente da resistividade e permissividade do solo e do comprimento e raio do eletrodo/haste.

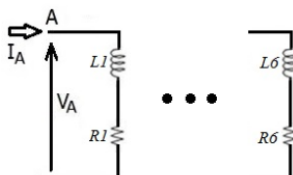


Figura 8 – Circuitos com resíduos/polos reais

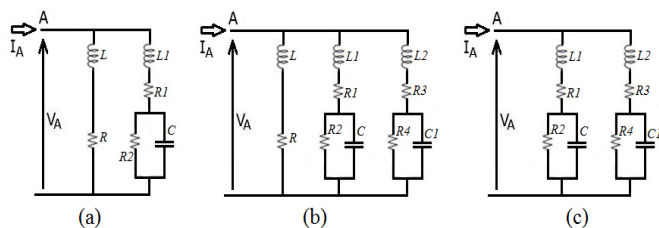


Figura 9 – Circuito com resíduos/polos reais e complexos

Foram simuladas hastes verticais de raio igual a 12,5mm, cravadas totalmente em solo de resistividade igual a 1.000Ω.m e permissividade elétrica relativa igual a 10. Os circuitos equivalentes e os elementos RLC dos circuitos obtidos para os comprimentos de 5, 10, 15 e 20m foram respectivamente:

Haste de 5m: circuito equivalente da Fig. 9a ($L=31,5\mu\text{H}$, $R=1,17\text{k}\Omega$, $L1=1,94\mu\text{H}$, $R1=7,37\Omega$, $C=471,94\text{pF}$, $R2=238,21\Omega$); Haste de 10m: circuito equivalente da Fig. 9a ($L=6,31\mu\text{H}$, $R=265,26\Omega$, $L1=4,99\mu\text{H}$, $R1=30,18\Omega$, $C=922,25\text{pF}$, $R2=165,28\Omega$); Haste de 15m: circuito equivalente da Fig. 9c ($L1=10,81\mu\text{H}$, $R1=4,62\Omega$, $C=924,33\text{pF}$, $R2=101,12\Omega$, $L2=1,83\mu\text{H}$, $R3=25,21\Omega$, $C1=208,86\text{pF}$, $R4=292,41\Omega$) e Haste de 20m: circuito equivalente da Fig. 9a ($L=1,92\mu\text{H}$, $R=105,48\Omega$, $L1=23,42\mu\text{H}$, $R1=1,00\Omega$, $C=553,29\text{pF}$, $R2=146,70\Omega$).

Os circuitos equivalentes das Fig. 8 (2 polos reais), Fig. 9a e Fig. 9c foram usados em [38] para representar eletrodos horizontais de 5m de comprimento, enterrados em solo de resistividades iguais a 100, 500 e 1.000Ω.m, respectivamente, o que confirma a versatilidade destes circuitos.

CONCLUSÃO

A técnica apresentada neste trabalho para representar hastes verticais foi validada por comparação com resultados do trabalho de Gecev [37], já validados experimentalmente. O circuito elétrico representativo da haste de 24m é bem mais

simples no modelo proposto (ver Fig.6) do que no modelo usado por Gecev (ver Fig. 5). No modelo proposto existe uma variedade de circuitos capazes de representar a haste, enquanto que em [39] a topologia é sempre fixa, variando apenas o número de seções, podendo atingir alta quantidade.

A técnica de representação apresentada “transforma” a haste em um circuito elétrico tendo como grande vantagem: a obtenção dos resultados diretamente no domínio do tempo, sem uso de transformada inversa de Laplace; a possibilidade de associar a haste (circuito RLC) a outros elementos (como por exemplo a uma torres de transmissão) representadas também por circuitos elétricos; a facilidade de simulação pois o modelo exige baixos recursos computacionais.

A técnica foi aplicada à impedância harmônica obtida via modelo de linha de transmissão a parâmetros distribuídos que é usual para representar hastes verticais e eletrodos horizontais. Ela pode ser aplicada também à impedância de malhas e de complexas configurações de aterramento elétrico, desde que se forneça a impedância harmônica, independentemente do modelo empregado para tal.

A técnica foi empregada com sucesso para hastes verticais de 5, 10, 15 e 20m de comprimento em solos de 1.000Ω.m de resistividade, mostrando-se versátil. Os circuitos equivalentes apresentados nas Fig. 8 e Fig. 9 conseguem representar vários comprimentos de hastes verticais e eletrodos horizontais, dependendo das características (permissividade e resistividade elétrica) do meio em que foi enterrado.

REFERENCES

- [1] Y. Liu, M. Zitnik, e R. Thottappillil, “An improved transmission-line model of grounding system,” IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 43, no. 3, pp. 348–355, Aug. 2001.
- [2] L. Grcev, “Computation of transient voltages near complex grounding systems caused by lightning currents”, Symposium Record of the IEEE 1992. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 92CH3169-0, pp. 393-400.
- [3] A. C. Liew e M. Darveniza, “Dynamic model of impulse characteristics of concentrated earths,” Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 121, pp.123–135, Feb. 1974.
- [4] R. Verma e D. Mukhedkar, “Impulse impedance of buried ground wire,” IEEE Trans. Power App. Syst., vol. 99, pp. 2003–2007, Sep./Oct. 1980.
- [5] M. Ramamoorthy, M. M. B. Narayanan, S. Parameswaran, e D. Mukhedkar, “Transient performance of grounding grids,” IEEE Trans. Power Del., vol. 4, no. 4, pp. 2053–2059, Oct. 1989.
- [6] A. Geri, “Behaviour of grounding systems excited by high impulse currents: The model and its validation,” IEEE Trans. Power Del., vol. 14, no. 3, pp. 1008–1017, Jul. 1999.
- [7] A. F. Otero, J. Cidras, and J. L. del Alamo, “Frequency-dependent grounding system calculation by means of a conventional nodal analysis technique,” IEEE Trans. Power Del., vol. 14, no. 3, pp. 873–878, Jul. 1999.
- [8] J. Cidras, A. F. Otero e C. Garrido, “Nodal frequency analysis of grounding systems considering the soil ionization effect,” IEEE Trans. Power Del., vol. 15, no. 1, pp. 103–107, Jan. 2000.
- [9] J.Wang, A. C. Liew e M. Darveniza, “Extension of dynamic model of impulse behavior of concentrated grounds at high

- currents," IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 3, pp. 2160–2165, Jul. 2005.
- [10] S. S. Devgan e E. R. Whitehead, "Analytical models for distributed grounding systems," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-92, no. 5, pp. 1763–1770, Sep./Oct. 1973.
- [11] R. Verma e D. Mukhedkar, "Impulse impedance of buried ground wire," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-99, no. 5, pp. 2003–2007, Sep./Oct. 1980.
- [12] C. Mazzetti e G. M. Veca, "Impulse behavior of grounded electrodes," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-102, no. 9, pp. 3148–3156, Sep. 1983.
- [13] R. Velazquez e D. Mukhedkar, "Analytical modeling of grounding electrodes," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-103, no. 6, pp. 1314–1322, Jun. 1984.
- [14] A. D. Papalexopoulos e A. P. Meliopoulos, "Frequency dependent characteristics of grounding systems," IEEE Trans. Power Del., vol. PWRD-2, no. 4, pp. 1073–1081, Oct. 1987.
- [15] F. Menter e L. Grcev, "EMTP-based model for grounding system analysis," IEEE Trans. Power Del., vol. 9, no. 4, pp. 1838–1849, Oct. 1994.
- [16] Y. Liu, N. Theethayi e R. Thottappillil, "An engineering model for transient analysis of grounding system under lightning strikes: Nonuniform transmission-line approach," IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 2, pp. 722–730, Apr. 2005.
- [17] D. Roubertou, J. Fontaine, J. P. Plumey e A. Zeddami, "Harmonic input impedance of earth connections," in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, 1984, pp. 717–720.
- [18] F. Dawalibi, "Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors, part I-single conductor," IEEE Trans. Power Del., vol. PWRD-1, no. 4, pp. 105–111, Oct. 1986.
- [19] F. Dawalibi, "Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors, part II-ground networks," IEEE Trans. Power Del., vol. PWRD-1, no. 4, pp. 112–119, Oct. 1986.
- [20] L. Grcev, "Computation of grounding systems transient impedance," (in Croatian) Ph.D. dissertation, Univ. Zagreb, Zagreb, Croatia, 1986.
- [21] L. Grcev e Z. Haznadar, "A novel technique of numerical modelling of impulse current distribution in grounding systems," in Proc. Int. Conf. on Lightning Protection, Graz, Austria, 1988, pp. 165–169.
- [22] L. Grcev e F. Dawalibi, "An electromagnetic model for transients in grounding systems," IEEE Trans. Power Del., vol. 5, no. 4, pp. 1773–1781, Oct. 1990.
- [23] L. Grcev, "Computer analysis of transient voltages in large grounding systems," IEEE Trans. Power Del., vol. 11, no. 2, pp. 815–823, Apr. 1996.
- [24] R. Olsen e M. C. Willis, "A comparison of exact and quasi-static methods for evaluating grounding systems at high frequencies," IEEE Trans. Power Del., vol. 11, no. 3, pp. 1071–1081, Jul. 1996.
- [25] L. Grcev e M. Heimbach, "Frequency dependent and transient characteristics of substation grounding system," IEEE Trans. Power Del., vol. 12, no. 1, pp. 172–178, Jan. 1997.
- [26] Bewley, L. V., "Theory and tests of the counterpoise", AIEE Transactions, Vol. 53, August 1934, pp. 1163-72.
- [27] H. B. Dwight, "Calculation of the resistances to ground," Electr. Eng., vol. 55, pp. 1319–1328, Dec. 1936.
- [28] E. D. Sunde, "Surge Characteristics of a buried bare wire" AIEE transactions, Vol. 59, pp. 987-991, 1940.
- [29] P. L. Bellaschi, "Impulse and 60-Cycle characteristics of driven grounds, Part I, " AIEE transactions, Vol. 60, pp. 123-128, March 1941.
- [30] P. L. Bellaschi, R.E. Armington e A.E. Snowden, "Impulse and 60-Cycle characteristics of driven grounds, Part II, AIEE transactions, Vol. 61, pp. 349-363, 1942.
- [31] P. L. Bellaschi e R. E. Armington, "Impulse and 60-Cycle characteristics of driven grounds, Part III, "AIEE transactions, Vol. 62, pp. 334-345, 1943.
- [32] R. Rudenburg, "Grounding principles and practice I – Fundamental considerations on ground circuits", Electrical Engineering, Vol. 64, No. 1, January 1945, pp. 1-13.
- [33] G.M. Petropoulos, "The high-voltage characteristics of earth resistances," J.IEE Vol. 95, pt. II, pp. 59-70, 1948,
- [34] E. D. Sunde, "Earth conduction effects in transmission systems", 2nd ed. New York: Dover, 1968.
- [35] B. R. Gupta e B. Thapar, "Impulse impedance of grounding grids", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 6, pp. 2357–2362, Nov-Dec. 1980.
- [36] L. Grcev, "Impulse efficiency of simple grounding electrode arrangements," in Proceedings, 18th Int. Zurich Symposium on EMC, Zurich, Switzerland, 2007, pp. 325–328.
- [37] L. Grcev and S. Grceva, "On HF circuit models of horizontal grounding electrodes", IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 51, No. 3, pp. 873–875, August 2009.
- [38] C. M. Seixas, A. R. J. Araújo e S. Kurokawa, "Modelagem de sistemas de aterramento utilizando a teoria de parâmetros distribuídos". XI CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica, Campina Grande, PB, Brasil, Jul 2015.
- [39] L. Grcev and M. Popov, "On high-frequency circuit equivalents of a vertical ground rod," IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 2, pp. 1598–1603, Apr. 2005.
- [40] A. Budner. "Introduction of Frequency-Dependent Line Parameters into an Electromagnetic Transients Program". IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 89, No 1, pp 88-97, January 1970
- [41] S. Bourg, B. Sacepe, and T. Debu, "Deep earth electrodes in highly resistive ground: Frequency behavior," in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, 1995, pp. 584–589.
- [42] C. M. Seixas, et all. "Análise sobre aterramentos elétricos em função da resistividade do solo e da frequência" V Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, Foz do Iguaçu, PR, Brasil, Abr 2014
- [43] R. G. Olsen and L. Grcev "Analysis of High Frequency Grounds: Comparison of Theory and Experiment", IEEE Transactions on Industry Applications, DOI 10.1109/TIA.2015.2409271
- [44] B. Gustavsen, A. Semlyen, "Rational approximation of frequency-domain responses by vector fitting", IEEE PES Winter Meeting, Tampa, Florida, Feb. 2-6, 1998.
- [45] G. Antonini, "SPICE equivalent circuit of frequency-domain Responses", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 45, No. 3, August 2003