

Transient Analysis of Grounding Electrodes in Multilayer Soils using Method of Moments

Anderson R. J. Araújo, Jaimis S. L. Colqui, Walter L. M. Azevedo, Sérgio Kurokawa
José Pissolato Filho, *Senior Member, IEEE*, and Behzad Kordi, *Senior Member, IEEE*

Abstract—Grounding electrodes are expected to provide a low-impedance path for faults and lightning transient currents and protect the safety of electrical equipment and nearby people against dangerous induced potentials. In this context, a precise model of the grounding electrodes is needed to represent a certain electrode arrangement buried in stratified soil. This paper computes the grounding impedances of different grounding systems buried in three different soil configurations (homogeneous, 2-layer and 3-layer soil) modeled by its frequency-dependent electrical parameters. A simulation model using a commercial full-wave electromagnetic software FEKO to compute the grounding impedances is presented. Method of Moments (MoM), a frequency-domain numerical method, is employed to compute the grounding impedance in a frequency range of 100 Hz to 5 MHz. Next, the developed ground potential rise (GPR) generated by two types of lightning currents (first and subsequent return strokes) injected into these grounding systems is computed. Time-domain GPR of each grounding system is also determined using the Vector Fitting (VF) technique combined with the ATP-software. Results show that GPR waveform is reduced when frequency-dependent soils are employed. This reduction is more pronounced in homogeneous and in 2-layer soils of high and moderated resistivity whereas the 3-layer soil has a minor impact due to the lower soil resistivity.

Index Terms—Electromagnetic transients, lightning, grounding electrodes, method of moments

I. INTRODUÇÃO

O aterramento elétrico é essencial na proteção frente aos diversos tipos de distúrbios eletromagnéticos incidentes em um dado sistema de potência. Nesse contexto, o sistema de aterramento é empregado para: (a) fornecer uma baixa impedância para altas correntes de falta para o solo; (b) na redução da probabilidade de *backflashovers*; (c) garantir um potencial de toque e de passo seguros para a proteção dos seres vivos próximos a essas estruturas; (d) reduzir tensões induzidas provocadas por fenômenos de frente rápida.

Para o cálculo da impedância de aterramento, diversas metodologias têm sido propostas na literatura técnica, sendo

essas desenvolvidas usando modelos baseados em linhas de transmissão [1], na teoria de circuitos concentrados [2] ou em modelos eletromagnéticos (ME) [3], [4]. Os ME se baseiam na teoria de campos eletromagnéticos desenvolvida no domínio da frequência, cuja solução é obtida empregando frequentemente o Método dos Momentos (MoM) [1], [4]. Essas metodologias são assumidas como as mais precisas para uma ampla faixa de frequência, porém, estão associadas a um tempo de processamento elevado e a sua precisão depende do refinamento da malha (discretização no domínio da simulação) [4]. Além disso, deve-se considerar que os parâmetros elétricos do solo (permissividade e resistividade) são variáveis com a frequência e com o teor de umidade para o cálculo correto dos transitórios eletromagnéticos desenvolvidos por fenômenos de frente rápida [4], [5].

Este trabalho apresenta uma topologia no software eletromagnético FEKO® para calcular as impedâncias de aterramento de eletrodos em solos estratificados com parâmetros elétricos variáveis com a frequência e o teor de umidade. As impedâncias de três sistemas de aterramento enterrados em diversos tipos de solo (homogêneo e estratificado) são calculadas pelo FEKO empregando o método numérico MoM para uma faixa de frequência de 100 Hz a 5 MHz. Em seguida, a elevação de potencial (*Grounding Potential Rise - GPR*) desenvolvida por duas descargas atmosféricas, representadas pela primeira descarga de retorno e pela descarga de retorno subsequente, são injetadas nesses sistemas de aterramento e calculadas no domínio do tempo utilizando uma rotina no MATLAB e integrada no ATPDraw. Os resultados mostram que a elevação de potencial é mais significativa para solos homogêneos e solos de duas camadas, uma vez que a resistividade equivalente varia entre moderada e alta. Quando o solo é representado pelos parâmetros elétricos variáveis com a frequência, nota-se uma redução significativa para os GPR calculados nesse tipo de solo. Entretanto, para solos de três camadas, GPR desenvolvido é menos pronunciado devido à menor resistividade equivalente nessa composição de solo.

Como inovações, o trabalho apresenta uma topologia alternativa para o cálculo da impedância harmônica de sistemas aterramento de qualquer topologia enterrados em solos dependentes da frequência e do teor de umidade. A elevação de potencial desenvolvida frente à incidência de descargas atmosféricas é calculada no software ATP® por meio de programação no MATLAB® a partir da impedância obtida pelo software eletromagnético FEKO. Além disso, os GPRs são calculados diretamente no domínio do tempo, sendo assim as transformadas de Laplace ou Fourier não são necessárias.

Anderson R. J. Araújo, Universidade de Campinas (UNICAMP), Campinas, São Paulo, Brasil (email:ajusto@dsce.fee.unicamp.br)

Jaimis S. L. Colqui, Universidade Estadual Paulista (UNESP), Ilha Solteira, Brasil. (email:jaimis.leon@unesp.br)

Walter L. M. de Azevedo, Universidade de Campinas (UNICAMP), Campinas, São Paulo, São Paulo, Brasil. (email: w157573@dac.unicamp.br)

Sérgio Kurokawa, Universidade Estadual Paulista (UNESP), Ilha Solteira, Brasil. (email:sergio.kurokawa@unesp.br)

J. Pissolato Filho, Universidade de Campinas (UNICAMP), Campinas, São Paulo, Brasil. (email:pisso@dsce.fee.unicamp.br)

B. Kordi, University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, Canada R3T 5V6. (email:behzad.kordi@umanitoba.ca)

II. METODOLOGIA

A. Modelagem do Solo

O solo pode ser caracterizado por seus parâmetros elétricos: a resistividade elétrica ρ , a permissividade relativa ε_r e permeabilidade magnética μ_s . A permeabilidade do solo é assumida igual à permeabilidade do vácuo ($\mu_s = \mu_0$). Entretanto, a resistividade e a permissividade são significativamente dependentes da frequência, e variam com a umidade, a temperatura, o tamanho das partículas e sua composição química [6]. A fim de incluir o teor de umidade tanto na resistividade do solo $\rho(f)$ quanto na permissividade relativa $\varepsilon_r(f)$, diversas expressões são propostas na literatura [4]. Messier propõe as seguintes expressões para a resistividade e permissividade relativa [4]

$$\rho(f, W) = 8 \cdot 10^{-3} \left(\frac{W}{10} \right)^{1.54} \left(1 + \sqrt{\frac{4\pi f \varepsilon_0}{W^{1.54} \cdot 10^{-4.54}}} \right) \quad (1)$$

$$\varepsilon_r(f, W) = 8 \left(1 + \sqrt{\frac{W^{1.54}}{\pi f \varepsilon_0 10^{4.54}}} \right) \quad (2)$$

sendo f a frequência [Hz] e W o percentual de umidade [%] por volume de solo. Conforme o teor de umidade aumenta, mais íons são dissolvidos no solo, tornando-o mais condutivo (baixa resistividade e alta permissividade).

B. Método dos Momentos

O MoM discretiza apenas a estrutura metálica do arranjo e calcula sua impedância diretamente no domínio da frequência. A precisão da impedância está relacionada com o tamanho da malha de discretização (*mesh*). O campo elétrico \vec{E} [V/m] é calculado em termos de funções potenciais, no domínio da frequência, dadas por [7]

$$\vec{E}(\omega) = -\vec{\nabla}\varphi(\omega) - j\omega\vec{A}(\omega) - \varepsilon^{-1}\vec{\nabla} \times \vec{F}(\omega), \quad (3)$$

onde ω é a frequência angular [rad/s] e ε [F/m] é a permissividade elétrica do meio. Os termos φ [V] é uma função potencial escalar, enquanto que \vec{A} [Wb/m] e \vec{F} [C/m] são as funções potenciais vetoriais do eletromagnetismo detalhadas em [7]. Se essas funções são conhecidas, o campo \vec{E} é calculado em qualquer ponto do espaço [7], [8]. Considerando que o campo \vec{E}_i incidente produz correntes elétricas induzidas na superfície dos arranjos metálicos, conseqüentemente, essas correntes produzirão um campo elétrico \vec{E}_s de espalhamento. O campo elétrico total é dado pela soma dos campos incidente e de espalhamento, conforme [7], [8]

$$\vec{E}(\omega) = \vec{E}_i + \vec{E}_s = \vec{E}_i + \zeta \left\{ \vec{J}_s \right\}, \quad (4)$$

onde \vec{J}_s é a corrente induzida e $\left\{ \vec{J}_s \right\}$ é um operador integral sobre as densidades de corrente, multiplicados por coeficientes genéricos ζ [9]. Na superfície de materiais constituídos por um condutor elétrico perfeito, o campo elétrico tangencial é $\vec{E}_{tan} = \vec{0}$. Nessa condição, o campo elétrico de espalhamento é expresso por [7]

$$\vec{E}_{s,tan} = -\vec{E}_{i,tan}, \quad (5a)$$

$$\zeta \left\{ \vec{J}_s \right\} = -\vec{E}_{i,tan}. \quad (5b)$$

Essas correntes induzidas são discretizadas no arranjo metálico no qual o domínio computacional é discretizado pela malha. Em cada seção triangular, a corrente induzida é aproximada por uma função de base multiplicadas por coeficientes desconhecidos, a serem determinados futuramente. Assumindo a condição de que a condução de corrente entre o segmento em comum de dois elementos triangulares é contínua, a corrente induzida (J_s) na superfície metálica é determinada por

$$\vec{J}_s = \sum_{n=1}^N \alpha_n \times \vec{f}_n, \quad (6)$$

onde α_n é um coeficiente representando aproximadamente a magnitude da corrente induzida no elemento discretizado, N é o número de elementos discretizados do objeto metálico e \vec{f}_n é a função de base empregada para o cômputo.

Substituindo (6) em (5b), obtém-se a seguinte expressão

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \times \zeta \left\{ \vec{f}_n \right\}_{tan} = -\vec{E}_{i,tan}. \quad (7)$$

O tamanho do elemento discretizado deve ser proporcional ao comprimento de onda λ calculado para a máxima frequência de interesse. A densidade de corrente é escrita como uma somatória de funções de pesos w_m multiplicados por coeficientes α_n [9], expressa na forma [10]

$$\sum_{n=1}^{N_J} \alpha_n \cdot \left\langle \zeta \left\{ \vec{f}_n \right\}_{tan}, \vec{w}_m \right\rangle = \left\langle -\vec{E}_{i,tan}, \vec{w}_m \right\rangle, \quad (8)$$

no qual $\langle x, y \rangle$ representa o produto interno entre essas funções. A equação (8) pode ser escrita na forma matricial como

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left\langle -\vec{E}_{1,tan}, w_1 \right\rangle \\ \left\langle -\vec{E}_{2,tan}, w_2 \right\rangle \\ \vdots \\ \left\langle -\vec{E}_{N,tan}, w_m \right\rangle \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Uma vez que os coeficientes $\alpha_1, \dots, \alpha_n$ são determinados, a densidade de corrente induzida \vec{J}_s em um dado objeto é determinada e a impedância da estrutura é obtida no domínio da frequência, conforme detalhado a seguir.

C. Topologia Proposta no Software FEKO

A topologia no software FEKO para o cômputo da impedância de um sistema de aterramento $Z(s)$ em um solo estratificado é apresentada na Figura 1 e é descrita nas seguintes etapas:

- 1) Construção do sistema de aterramento e a delimitação do domínio (solo) no ambiente CAD-FEKO a partir dos sólidos geométricos disponíveis (Figura 1a);

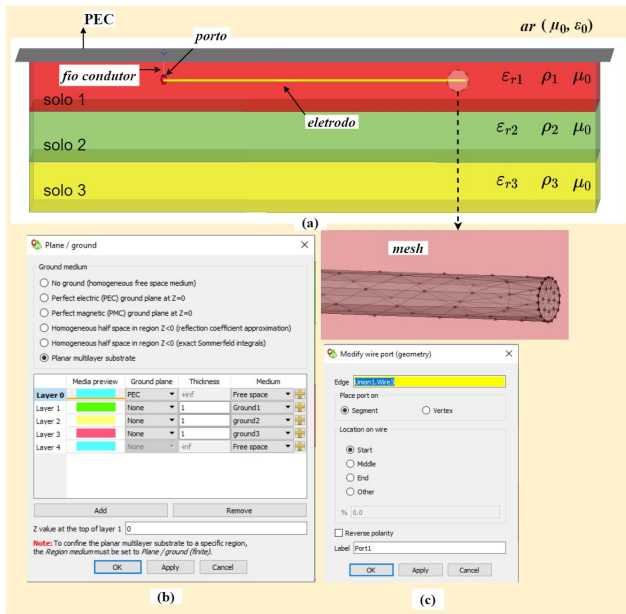


Fig. 1. (a) Eletrodo e malha detalhada, em um solo estratificado no FEKO; (b) Definição das multicamadas; (c) Inserção do porto.

- 2) Definição dos materiais (condutor-metal) e os meios (ar, solo estratificado) com seus parâmetros elétricos (resistividade, permissividade e permeabilidade) e o domínio da simulação (Figura 1b);
- 3) Inserção de um *porto*, definido como uma fonte de excitação. Adota-se uma fonte de tensão de $V_S = 1/0^\circ$ V, constante com a frequência (Figura 1c);
- 4) Escolha do intervalo da frequência para a simulação. O sistema de aterramento é discretizado (malhas) na forma de triângulos ou tetraedros no qual o tamanho de cada elemento está relacionado com o comprimento de onda (λ) e a máxima frequência escolhida (f_{max}) (Figura 1a);
- 5) Cálculo da corrente total I_t injetada no arranjo metálico usando o MoM baseado nas equações de Green em meios estratificados no domínio da frequência.
- 6) A impedância harmônica do sistema de aterramento é dada por

$$Z(j\omega) = \frac{V_S(j\omega)}{I_t(j\omega)}. \quad (10)$$

Uma superfície constituída de material condutor perfeito (*Perfect Electric Conductor* - PEC) é adicionada no topo do solo estratificado com a funcionalidade de potencial de referência. Um fio condutor é introduzido para conectar a superfície PEC a um ponto do sistema de aterramento. Em seguida, um porto é estabelecido entre a superfície PEC e o sistema de aterramento. Essa configuração (PEC/porto/sistema de aterramento) é empregada para o cálculo da impedância de aterramento em solos homogêneos e estratificados cujos parâmetros elétricos do solo serão considerados independentes da frequência, sendo uma análise mais conservativa.

D. Síntese pelo Vector Fitting e Cálculo do GPR

A impedância harmônica de aterramento $Z(s)$ é aproximada por uma função $Z_{fit}(s)$ composta pela soma de funções

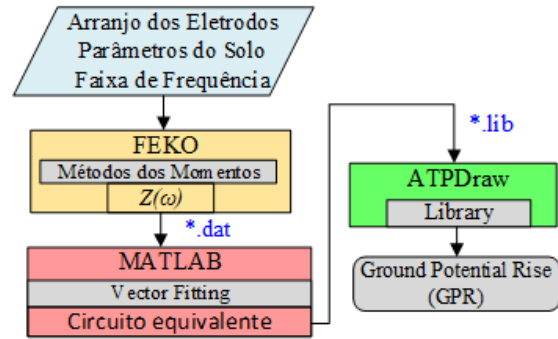


Fig. 2. Procedimento para cálculo da impedância do sistema de aterramento e do GPR desenvolvido via FEKO/MATLAB/ATP.

racionais, um termo independente e um termo dependente da frequência, expressa na forma [2], [11]

$$Z(s) \approx Z_{fit}(s) = \sum_{k=1}^{n_p} \left(\frac{c_k}{s + a_k} \right) + d + bs, \quad (11)$$

onde c_k são os resíduos, a_k são os polos que podem ser reais ou pares complexos conjugados e n_p é o número de polos para a síntese da função racional. Os termos d e b são constantes reais, e $s=j\omega$ é a frequência complexa [11]. A função racional em (11) deve respeitar os seguintes requisitos [12]:

- 1) os resíduos c_k e os polos a_k devem ser reais ou vir em pares complexos conjugados;
- 2) os elementos d e b são reais;
- 3) os polos estão no semi-plano esquerdo (parte real negativa);
- 4) a função racional representa um componente passivo.

Os polos e os resíduos reais e complexos conjugados são armazenados no formato *.lib. Busca-se ajustar os número de polos para que haja sempre elementos de circuito positivos. Os valores dos elementos de circuito a partir dos polos e resíduos são determinados conforme [13]. O GPR transitório desenvolvido frente à incidência de uma descarga atmosférica é calculado pelo software ATP conforme ilustrado na Figura 2, cujas etapas são descritas a seguir:

1ª Etapa: A geometria do sistema de aterramento, a topologia do solo com os parâmetros elétricos e a faixa de frequência de interesse são estabelecidas no FEKO. A impedância de aterramento $Z(s)$ obtida pelo MoM é salva no formato *.dat;

2ª Etapa: No software MATLAB®, a impedância de aterramento $Z(s)$ é aproximada por uma função $Z_{fit}(s)$ utilizando a técnica de ajuste Vector Fitting (VF) conforme (11). Esse vetor é salvo no formato *.dat; Nesse etapa, os resíduos c_k e os polos a_k são armazenados em formato *.lib.

3ª Etapa: No software ATP, uma vez obtido o arquivo *.lib, uma descarga atmosférica implementada pelo componente MODEL é injetada no sistema de aterramento (salvo no formato *.lib com os resíduos c_k e os polos a_k genéricos) conforme mostrado na Figura 2.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nessas simulações dos transitórios no domínio do tempo, duas descargas atmosféricas modeladas como a primeira des-

carga de retorno e a descarga de retorno subsequente são empregadas para representar as correntes impulsivas injetadas nos diversos sistemas de aterramento. Essas correntes impulsivas são descritas matematicamente pela somatória de funções de Heidler, cujas formas de onda estão ilustradas em [14]. A primeira descarga de retorno é caracterizada por uma amplitude de 45,3 kA e máxima derivada de 19,4 kA/ μ s. Entretanto, para a descarga de retorno subsequente, a amplitude é de 12 kA com uma derivada máxima de 40 kA/ μ s [14].

A. Validação da Topologia Proposta

Para validar a topologia proposta no FEKO, as impedâncias harmônicas de dois arranjos de aterramento são empregados:

- 1) **Hastes verticais:** Hastes de 3 m e 30 m de comprimento e raio de 12,5 mm, enterradas em um solo de 3.000 Ω m e ϵ_r de 10 são calculadas para um intervalo de 100 Hz a 5 MHz e comparadas com Grcev et al. em [15];
- 2) **Malhas de aterramento:** As malhas de 10 \times 10 m e 20 \times 20 m são enterradas a uma profundidade de 0,50 m, em um solo de 1.000 Ω m, ϵ_r de 9 calculadas para um intervalo de 100 Hz a 1 MHz e comparadas com Grcev et al. em [16].

As impedâncias obtidas pelo FEKO/MoM para dois comprimentos de hastes verticais com diversos tamanhos de malha são comparadas com as impedâncias harmônicas computadas por Grcev [1], conforme mostrado na Figura 3a. Nessa figura, Δx representa o tamanho do segmento do eletrodo, L é o comprimento da haste em cada caso e três refinamento de

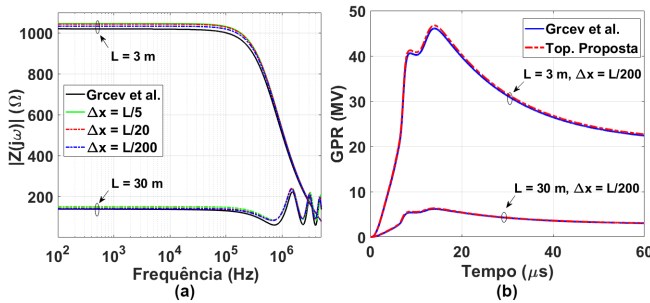


Fig. 3. (a) Magnitudes das impedâncias harmônicas para as hastes de 3 m e 30 m por Grcev et al. [15] e pela topologia proposta no FEKO; (b) GPR desenvolvidos pela primeira descarga de retorno.

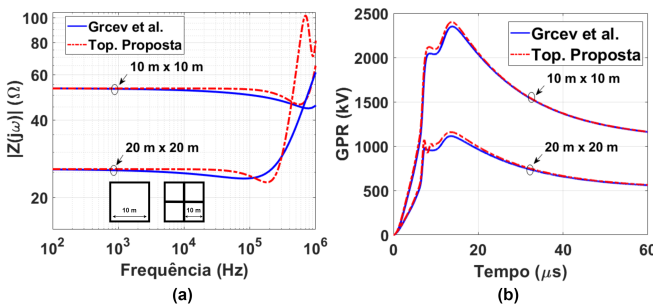


Fig. 4. (a) Magnitudes das impedâncias harmônicas para as malhas de 10 m e 20 m obtidas por Grcev et al. [16] e pela topologia proposta no FEKO; (b) GPR desenvolvidos pela primeira descarga de retorno.

TABELA I
CARACTERÍSTICAS DAS SIMULAÇÕES NO FEKO

Malha Δx	L = 3 m			L = 30 m		
	NRMSD	Segmentos	T* (s)	NRMSD	Segmentos	T* (s)
L/5	0,6354	14	48,453	0,3005	22	79,590
L/20	0,6335	24	74,332	0,2840	32	90,977
L/200	0,6263	203	768,279	0,2773	204	777,170
Core(TM)i7-4930K CPU @ 3.40GHz 3.40 GHz RAM, 32,0 GB						

*Tempo de CPU.

malhas são empregados: L/5, L/20 e L/200. Os resultados indicam que as impedâncias obtidas pelo FEKO/MoM estão em excelente concordância com os computados por Grcev [1], sendo que o melhor ajuste é obtido com a malha de L/200 para os eletrodos de 3 m e 30 m. Para mensurar o impacto da malha no domínio do tempo, os GPR transitórios são calculados para uma descarga atmosférica do tipo primeira descarga de retorno incidente nas hastes de 3 m e 30 m, conforme mostrado na Figura 3b. Nessas simulações, as impedâncias harmônicas de cada haste modeladas com a malha de L/200 e os GPR são comparados com os obtidos empregando as impedâncias computadas por Grcev [1]. Os resultados na Figura 3b confirmam que topologia proposta no FEKO está em excelente concordância com os computados com por Grcev [1].

O número de segmentos, o tempo computacional CPU e o desvio médio quadrático normalizado (*Normalized Root-Mean-Square Deviation-NRMSD*) para cada um das malhas empregadas nas simulações da impedâncias harmônicas são organizados conforme a Tabela I. O NRMSD é dado por

$$NRMSD = \frac{1}{Z_{ref}^{max} - Z_{ref}^{min}} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (Z_{top} - Z_{ref})^2}, \quad (12)$$

onde N é o número de pontos no intervalo da frequência ($N = 595$), Z_{ref} e Z_{top} são as magnitudes da impedâncias harmônicas calculadas por Grcev et al. [15] e pela topologia alternativa, respectivamente. As variáveis Z_{ref}^{max} e Z_{ref}^{min} são os valores máximo e mínimo dessa impedância de referência. Nota-se que o NRMSD obtido para cada haste é menor quando se emprega uma malha de $\Delta x = L/200$, resultado no melhor ajuste obtido pela topologia alternativa, entretanto, o número de segmentos é mais elevado com um aumento significativo no tempo de processamento T*.

Em relação à validação para as malhas de aterramento, as impedâncias harmônicas obtidas pela topologia proposta são mostradas nas Figura 4a. Os resultados mostram um bom ajuste para a malha de 10 \times 10 m. Entretanto, a malha de 20 \times 20 m apresenta um comportamento indutivo mais pronunciado para a topologia proposta. O GPR desenvolvido pela primeira descarga de retorno é ilustrado na Figura 4b na qual observa-se uma boa concordância para as respostas no domínio do tempo para a topologia proposta.

B. Impedância Harmônica dos Sistemas de Aterramento

As impedâncias harmônicas de um arranjo do tipo *crow-foot* de uma malha simples de aterramento ilustrados na Figura 5a e 5b são calculadas usando a topologia proposta no FEKO nesse trabalho conforme a Figura 1. Esses arranjos estão enterrados

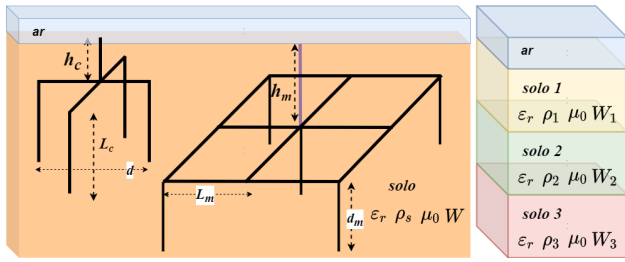


Fig. 5. Eletrodos estudados: (a) arranjo *crow-foot*; (b) malha de aterramento com hastes; (c) topologias dos solos (Casos 1, 2 e 3).

em três topologias de solos distintos denominados de casos 1, 2 e 3 consistindo em solos do tipo homogêneo, 2 camadas e 3 camadas conforme a Figura 5b.

Os parâmetros geométricos dos arranjos são dados a seguir:

- *Crow-foot* com hastes (Figura 5a): $h_c = 0,25$ m, $d = 6,2$ m e $L_c = 3,05$ m e raio de 12,5 mm;
- Malha de aterramento (Figura 5a): $h_m = 0,25$ m, $L_m = 2,50$ m e $d_m = 3,05$ m e raio de 12,5 mm.

A permeabilidade do vácuo (μ_0) é adotada para todos os casos enquanto que os demais parâmetros elétricos do solo são:

- 1) **Solo com parâmetros elétricos constantes:** Cada camada é modelada com resistividades de $\rho_1 = 1.000$ Ωm , $\rho_2 = 500$ Ωm , e $\rho_3 = 100$ Ωm , permissividade relativa $\epsilon_r = 15$ e na condição de estratificado tem 1 m de espessura;
- 2) **Solo com parâmetros elétricos variáveis com a frequência e o teor de umidade:** Cada camada é modelada com a resistividade $\rho(f)$ e $\epsilon_r(f)$ calculadas pelas Eqs. 1 e 2, com os teores de umidade de $W_1 = 2,57$ %, $W_2 = 4,04$ % e $W_3 = 11,57$ % resultando em $\rho_{dc,1} = 1.000$ Ωm , $\rho_{dc,2} = 500$ Ωm e $\rho_{dc,3} = 100$ Ωm , respectivamente.

As impedâncias são calculadas para um intervalo de 100 Hz a 5 MHz com os dois modelos de solos e os efeitos da ionização do solo não são considerados nas simulações. O número de pólos utilizados foi de $n_p = 26$. As impedâncias obtidas para o arranjo *crow-foot* e para a malha de aterramento são ilustradas nas Figuras 6 e 7, respectivamente.

Pode-se notar que, de modo geral, a impedância de aterramento de cada caso é significativamente reduzida quando solos estratificados são considerados. Em baixas frequências, observa-se que o comportamento da impedância é puramente resistivo em todos os casos. Esse comportamento resistivo é denominado de resistência a baixas frequências, ou resistência dc de um eletrodo de aterramento, sendo proporcional à resistividade do solo equivalente. Assim, a resistência dc é menor para o solo de 3 camadas devido à sua menor resistividade equivalente em relação aos demais casos estudados.

TABELA II
CASOS ESTUDADOS NAS SIMULAÇÕES.

Casos	$\rho_1(\Omega\text{m})$	$\rho_2(\Omega\text{m})$	$\rho_3(\Omega\text{m})$
1 (uniforme)	1.000	1.000	1.000
2 (estratificado)	1.000	500	500
3 (estratificado)	1.000	500	100

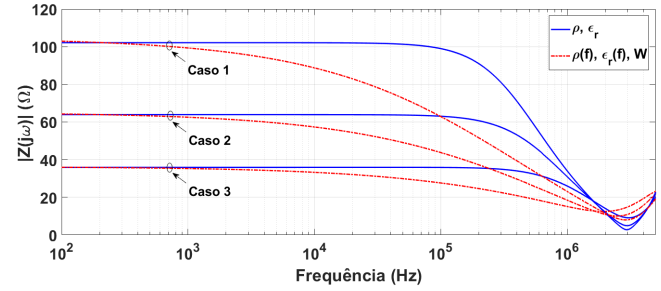


Fig. 6. Impedância harmônica de aterramento para dos casos 1, 2 e 3 para o arranjo *crow-foot*.

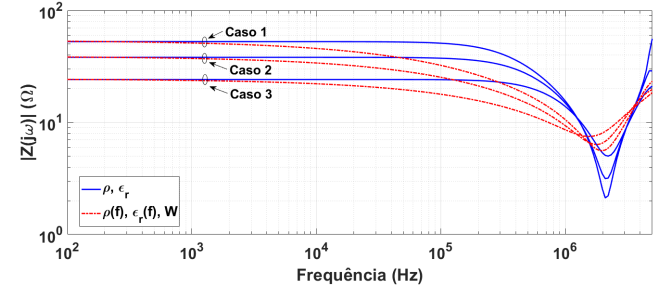


Fig. 7. Magnitude da impedância harmônica de aterramento para a malha nos casos 1, 2 e 3.

Acima de uma dada frequência, denominada de frequência característica, a impedância de aterramento pode assumir comportamento indutivo ou capacitivo dependendo do intervalo de frequência. Essa alternância de comportamento é devido às correntes longitudinais e transversais (correntes condutivas e de deslocamento pelo solo) alterarem a sua magnitude ao longo de todo intervalo da frequência, sendo afetadas significativamente pela a resistividade equivalente do solo e o arranjo do sistema de aterramento [17]. Verifica-se que para solos com parâmetros elétricos variáveis com a frequência e o teor de umidade, os efeitos capacitivos são mais expressivos devido às correntes de deslocamento mais pronunciadas em solos de altas resistividades, apresentando menor frequência característica.

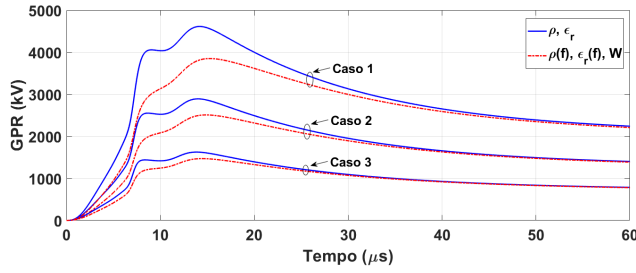
C. Grounding Potential Rise

O GPR gerado pelas correntes injetadas em cada sistema de aterramento é calculado para os três casos (1, 2 e 3) previamente estudados. As tensões transitórias GPR são calculadas no ATP-draw conforme mostrado no fluxograma da Figura 2. O GPR transitório desenvolvido para essas duas descargas atmosféricas injetadas no arranjo *crow-foot* e na malha de aterramento são computados nas Figuras 8 e 9, respectivamente.

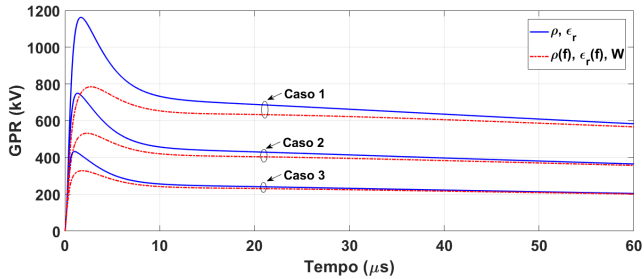
Nota-se que quando o solo é modelado com seus parâmetros elétricos variáveis com a frequência, os GPRs apresentam forma de onda reduzida, cuja redução é mais considerável para os solos de alta resistividade, em relação aos solos com parâmetros constantes. Esse fato está relacionado ao comportamento capacitivo mais predominante em solos de altas resistividades associados às altas frequências [5]. Os valores de pico dos GPRs (V_p) e a variação percentual $\Delta =$

TABELA III
PICOS DOS GPR (V_p) E VARIAÇÃO PERCENTUAL

Arranjo	Caso	Primeira Desc. Retorno			Desc. Retorno Subsequente		
		Solo PC	Solo PD	Δ (%)	Solo PC	Solo PD	Δ (%)
Crow foot	1	4.613	3.849	16,56	1.162	785	32,44
	2	2.890	2.509	13,18	749	532	28,97
	3	1.625	1.470	9,53	433	328	24,25
Malha	1	2.378	1.984	16,57	599	404	32,55
	2	1.724	1.481	14,09	443	310	30,02
	3	1.094	976	10,79	289	214	25,95

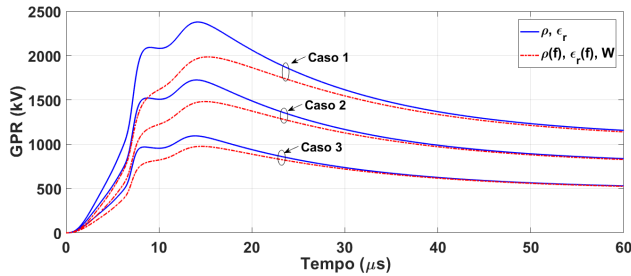


(a)

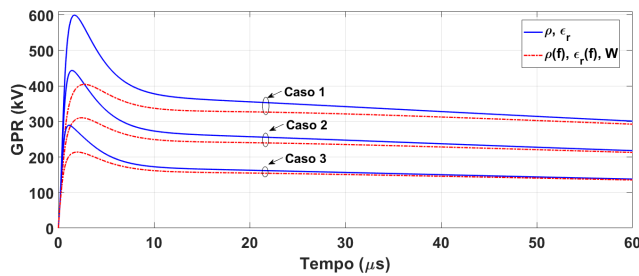


(b)

Fig. 8. GPR obtidos para a *crow-foot* nos casos 1, 2 e 3: (a) primeira descarga de retorno e (b) descarga de retorno subsequente.



(a)



(b)

Fig. 9. GPR transitórios obtidos para a malha nos casos 1, 2 e 3: (a) primeira descarga de retorno e (b) descarga de retorno subsequente.

$(V_p^{PC} - V_p^{PD})/V_p^{PC} \times 100\%$ onde PC é parâmetros contantes e PD é parâmetros dependentes da frequência são mostrados na Tabela III. Nota-se que os valores de pico do GPR para caso 1 (solo homogêneo) são superiores aos calculados para os solos estratificados (casos 2 e 3). Tal comportamento é esperado pois a menor resistividade equivalente é obtida justamente para o solo de 3 camadas (caso 3). Os GPRs computados para a primeira descarga de retorno são mais elevados do que os obtidos para a subsequente descarga de retorno devido à maior amplitude da corrente injetada. Entretanto, verifica-se que a variação Δ é mais significativa para os GPRs desenvolvidos pela descarga de retorno subsequente, para os dois sistemas de aterramento nos casos estudados, sendo que todos os valores estão acima de 25% para os casos estudados. A maior variação percentual ocorre para os solos homogêneos, associado com a maior resistividade, sendo os valores de 32,44% e 32,55% para o sistema de *crow-foot* e malha de aterramento, respectivamente. Essa variação é mais expressiva devido ao amplo espectro de frequência, associada com maiores energias nas altas frequências, da corrente de descarga subsequente em comparação com o GPRs obtidos para a primeira descarga de retorno.

IV. CONCLUSÕES

A topologia proposta para representação de eletrodos em solos estratificados no FEKO mostrou-se adequada para computar as impedâncias de sistemas de aterramento na faixa de frequência entre 100 Hz e 5 MHz. Em baixas frequências, a impedância de aterramento é puramente resistiva, sendo proporcional à resistividade do solo e dependente do sistema de aterramento. Esse valor de resistência permanece constante até a frequência característica, e partir desse valor, a impedância assume comportamento indutivo ou capacitivo dependendo do intervalo de frequência. Tal comportamento é devido à alternância entre as correntes longitudinais e transversais em relação a sua magnitude para cada faixa de frequência. Essa variação é dependente da resistividade equivalente do solo. Em relação ao GPR transitório, o maior valor de pico é obtido para o solo homogêneo, enquanto que solos com mais de uma camada apresentam picos inferiores devido à resistividade equivalente menor. Dessa forma, a estratificação do solo deve ser considerada para a modelagem precisa de sistemas de aterramento e no cômputo da elevação de potencial durante o regime transitório.

V. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) Projeto: 2019/01396-1

e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) - Código 001 pelos suportes financeiros para o desenvolvimento do presente trabalho.

REFERÊNCIAS

[1] L. Grcev, "Modeling of grounding electrodes under lightning currents," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, no. 3 PART 1, pp. 559–571, 2009.

[2] A. De Conti and R. Alipio, "Single-port equivalent circuit representation of grounding systems based on impedance fitting," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 5, pp. 1683–1685, 2019.

[3] R. S. Alípio, M. M. Afonso, T. A. S. d. Oliveira, and M. A. d. O. Schroeder, "Modelagem de aterramentos elétricos para fenômenos de alta frequência e comparação com resultados experimentais," *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 22, no. 1, pp. 89–102, 2011.

[4] B. Salarieh, H. J. De Silva, and B. Kordi, "Electromagnetic transient modeling of grounding electrodes buried in frequency dependent soil with variable water content," *Electric Power Systems Research*, vol. 189, p. 106595, 2020. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779620303990>

[5] R. Alipio and S. Visacro, "Frequency dependence of soil parameters: Effect on the lightning response of grounding electrodes," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 1, pp. 132–139, 2013.

[6] Z. G. Datsios and P. N. Mikropoulos, "Characterization of the frequency dependence of the electrical properties of sandy soil with variable grain size and water content," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 26, no. 3, pp. 904–912, 2019.

[7] A. E. Ruehli, G. Antonini, and L. Jiang, *Circuit oriented electromagnetic modeling using the PEEC techniques*. Wiley Online Library, 2017.

[8] F. Pereira, M. Afonso, M. Schroeder, and T. Oliveira, "Espalhamento eletromagnético: Análise de estruturas condutoras via método de momentos," *CEP*, vol. 30510, p. 000.

[9] Altair, *User Manual for FEKO 2019*. Altair, 2019.

[10] R. F. Harrington, *Field computation by moment methods*. Wiley-IEEE Press, 1993.

[11] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, 1999.

[12] E. Bañuelos-Cabral, J. Gutiérrez-Robles, J. García-Sánchez, J. Sotelo-Castañón, and V. Galván-Sánchez, "Accuracy enhancement of the jmarti model by using real poles through vector fitting," *Electrical Engineering*, vol. 101, no. 2, pp. 635–646, 2019.

[13] G. Antonini, "Spice equivalent circuits of frequency-domain responses," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, no. 3, pp. 502–512, 2003.

[14] F. H. Silveira, A. De Conti, and S. Visacro, "Lightning overvoltage due to first strokes considering a realistic current representation," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 929–935, 2010.

[15] L. D. Grcev, A. Kuhar, V. Arnautovski-Toseva, and B. Markovski, "Evaluation of high-frequency circuit models for horizontal and vertical grounding electrodes," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 6, pp. 3065–3074, 2018.

[16] L. Grcev and M. Heimbach, "Frequency dependent and transient characteristics of substation grounding systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 1, pp. 172–178, 1997.

[17] B. Salarieh, J. De Silva, and B. Kordi, "High frequency response of grounding electrodes: effect of soil dielectric constant," *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2020.



Anderson Ricardo Justo de Araújo received the B.Sc., M.Sc. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from the São Paulo State University (UNESP), Brazil, in 2012 and 2014 and 2018, respectively. His current interests include transmission tower and line modelling for electromagnetic transient simulations in power systems.



Jaimis Sajid Leon Colqui received the B.Sc. degree in Electrical Engineering in 2014 from National University Engineering (UNI), Peru and his M. Sc. degree from São Paulo State University (UNESP), Campus of Ilha Solteira, Brazil, in 2017. Currently, he is a doctorate student in Electrical Engineering at the São Paulo State University (UNESP), in Ilha Solteira, Brazil. His research areas include transmission tower and line modelling for electromagnetic transient simulations in power systems.



Walter Luiz Manzi de Azevedo received the B.Sc. degree in Electrical Engineering from State University of Campinas (UNICAMP), Brazil in 2021. Currently is an Master student at State University of Campinas (UNICAMP), Brazil. His interests are: grounding systems modelling, electromagnetic transients in power systems and numerical methods.



Sérgio Kurokawa (S'01-M'04) received B. Sc degree in Electrical Engineering from São Paulo State University (UNESP) in 1990, M. Sc from Federal University of Uberlândia (UFU) in 1994 and Ph.D from University of Campinas (Unicamp) in 2003. Since 1994 he has been working as a professor and researcher at UNESP, Campus of Ilha Solteira. His current interests are electromagnetic transients in power systems and transmission line modeling.



José Pissolato Filho was born in Campinas, São Paulo, Brazil. He received the Ph.D. degree in electrical engineering from Université Paul Sabatier, France, 1986. Since 1979, he has been with Department of Energy and Systems of UNICAMP. His main research interests are in high voltage engineering, electromagnetic transients and electromagnetic compatibility.



Behzad Kordi (M'05, SM'12) received the B.Sc., M.Sc., and Ph.D. degrees all in electrical engineering from Amirkabir University of Technology (Tehran Polytechnic), Tehran, Iran, in 1992, 1995, and 2000, respectively. In 2002, he joined the Electrical and Computer Engineering Department, University of Manitoba, Canada, where he is currently a professor. His research interests include high voltage engineering, electromagnetic compatibility, and simulation models of transmission lines.