



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERICLES MAURICIO BARBOSA

**AVALIAÇÃO DO USO DE CORRENTES DE 25 kHz NA MEDIÇÃO DA
RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO DE MALHAS DE SUBESTAÇÕES**

Recife

2023

ERICLES MAURICIO BARBOSA

**AVALIAÇÃO DO USO DE CORRENTES DE 25 kHz NA MEDIÇÃO DA
RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO DE MALHAS DE SUBESTAÇÕES**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia

Coorientador: Prof. Dr. Alexander Barros Lima

Recife

2023

Catálogo na fonte
Bibliotecário Gabriel Luz, CRB-4 / 2222

- B238a Barbosa, Ericles Mauricio.
 Avaliação do uso de correntes de 25kHz na medição da resistência de aterramento de malhas de subestações / Ericles Mauricio Barbosa, 2023.
 171 f.: il.
- Orientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.
 Coorientador: Prof. Dr. Alexander Barros Lima.
 Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco.
 CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Recife, 2023.
 Inclui referências e apêndices.
1. Engenharia elétrica. 2. Aterramento. 3. Resistência de Aterramento. 4. Malha de Aterramento. 5. Subestação. 6. Cabo para-raio. 7. Acoplamento eletromagnético. I. Badaschia, Fabrício (Orientador). II. Lima, Alexander Barros (Coorientador). III. Título.

621.3 CDD (22. ed.)

UFPE

BCTG / 2024 - 42

ERICLES MAURICIO BARBOSA

AVALIAÇÃO DO USO DE CORRENTES DE 25kHz NA MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO DE MALHAS DE SUBESTAÇÕES

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Processamento de Energia.

Aprovada em: 31/07/2023

BANCA EXAMINADORA

Prof. Lauro Rodrigo Gomes da Silva Lourenço Novo
(Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Alexander Barros Lima
(Examinador Externo)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Carlos Ermídio Ferreira Caetano
(Examinador Externo)
Universidade Federal de Minas Gerais

AGRADECIMENTOS

A Deus, por toda força e paciência.

Aos meus pais, Edson e Geane, e à minha avó, Maria Lúcia, por todo o apoio e incentivo para cumprir mais essa etapa da minha vida. Sem vocês nada disso seria possível.

Aos meus orientadores, Prof. Fabrício e Prof. Alexander, por todo o apoio prestado durante o mestrado e na execução dessa dissertação. Saibam que será uma honra continuar trabalhando com os dois.

Aos professores do DEE-UFPE, pelo valioso conhecimento compartilhado que me proporcionou uma sólida formação em engenharia elétrica.

Aos amigos do GEPAE e do GPTD: Aline, Antônio, Beatriz, Camila, Carolina, Eduardo Augusto, Eduardo José, Felipe, Fernando, Gustavo Azevedo, Gustavo Henrique, Iago, Michaelly, Nayara, Néstor, Rafael, Renato, Ricardo, Samuel, Tiago e Valdemar. Muito obrigado por todos os momentos de descontração.

À Neoenergia Pernambuco e à CAPES, pelo fomento para a execução deste trabalho.

RESUMO

A conexão dos cabos para-raios das linhas de transmissão às malhas de aterramento das subestações representa um caminho de desvio para a corrente injetada pelo equipamento de medição durante as medições de resistência de aterramento. A solução, nesses casos, seria desconectar os cabos para realizar a medição. No entanto, isso nem sempre é possível, o que leva à necessidade de se adotar outras estratégias, como o uso de terrômetros de alta frequência. Esses terrômetros promovem o desacoplamento dos cabos para-raios devido ao aumento da impedância dos cabos estar associado à alta frequência. Nesse sentido, a frequência de 25 kHz se apresenta como uma possível solução para uso nas medições em subestações, porém ainda são poucos os trabalhos que avaliam os efeitos dessa frequência nesta aplicação. Além disso, não existem padrões normativos que estabelecem critérios para o uso de equipamentos de alta frequência nessas instalações. Este trabalho está inserido nesse contexto, sendo apresentada uma avaliação de alguns dos efeitos do uso da alta frequência em arranjos tipicamente utilizados em medições da resistência de aterramento de subestações. Foi, então, desenvolvido um estudo onde se avalia a resposta de malhas reticuladas a correntes de 100 Hz e 25 kHz em termos de sua impedância, assim como em relação a ocorrência do acoplamento entre os circuitos de tensão-corrente e a corrente que flui pelo cabo para-raios. Nas simulações, foram consideradas malhas de dimensões variadas, assim como solos em uma ampla faixa de resistividade. As análises indicaram existir condições em que os resultados podem apresentar diferenças bastante significativas.

Palavras-chave: aterramento; resistência de aterramento; malha de aterramento; subestação; cabo para-raio; acoplamento eletromagnético.

ABSTRACT

Connecting grounding wires of overhead transmission lines on a power substation grounding grid may represent a bypass for the electric current applied by a measurement instrument of grounding resistance. The solution in these cases would be to disconnect the wires to perform the measurement. However, this is not always possible, leading to the need to adopt other strategies, such as using high-frequency earth meters. These earth meters promote the decoupling of the ground wires due to the increased impedance associated with high frequency. In this regard, the frequency of 25 kHz emerges as a possible solution for use in substation measurements. However, there are still few studies that evaluate the effects of this frequency in this application. Furthermore, there are no regulatory standards that establish criteria for the use of high-frequency equipment in these installations. This master thesis is inserted in this context, presenting an evaluation of some of the effects that the use of high frequency can have on arrangements typically used in substation grounding resistance measurements. A study was conducted to assess the response of ground grids to currents of 100 Hz and 25 kHz in terms of their impedance, as well as the occurrence of coupling between the voltage-current circuits and the current that flows through the ground wires. The simulations considered grids of varying dimensions and soils with a wide range of resistivity. The analyses indicated that there are conditions in which the results can present significant differences.

Keywords: grounding; grounding resistance; grounding grid; substation; overhead ground wire; electromagnetic coupling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 –	Medição da resistência de aterramento de uma SE conectada a CPRs.	22
Figura 2 –	Princípio de operação do terrômetro de alta frequência.	26
Figura 3 –	Malhas de 20m x 20m e 100m x 100m simuladas.	27
Figura 4 –	Malha de 100m x 100m e sua área efetiva para $f = 25$ kHz e $\rho = 100$ Ω .m.	28
Figura 5 –	Esquema para a medição com o FoP.	29
Figura 6 –	Configurações dos circuitos para determinação da impedância mútua.	31
Figura 7 –	Esquema para medição com EC remoto.	32
Figura 8 –	Esquema para a obtenção do acoplamento entre dois condutores paralelos.	34
Figura 9 –	Esquema simulado.	35
Figura 10 –	Resultados obtidos a partir da variação da resistividade do solo e da distância de separação entre os circuitos.	36
Figura 11 –	Resultados obtidos para a frequência de 500 Hz.	37
Figura 12 –	Resultados obtidos para solos de duas camadas.	38
Figura 13 –	Resultados obtidos para solos de três camadas em que a (a) segunda camada tem a resistividade mais baixa e a (b) segunda camada tem a resistividade mais alta.	39
Figura 14 –	Fontes de corrente transversal e longitudinal representadas em um eletrodo.	44
Figura 15 –	Fonte pontual de corrente divergente.	45
Figura 16 –	Eletrodo emissor (j) e um ponto P separados por uma distância r	46
Figura 17 –	Eletrodos emissor (j) e receptor (i) separados por uma distância r	48
Figura 18 –	Aproximação da distribuição de corrente: (a) discretização do eletrodo em segmentos e (b) representação da função de base para cada segmento.	50
Figura 19 –	Distribuição de corrente longitudinal ao longo do eletrodo.	51
Figura 20 –	Configuração do sistema considerando a imagem do eletrodo emissor.	55
Figura 21 –	Relação de V e ΔV com os potenciais nodais.	57
Figura 22 –	Segmento indicando a relação entre as correntes transversal e longitudinal.	58
Figura 23 –	Comparação entre os modelos e os dados de Bigelow e Eberle (1972) para um solo com resistividade em baixa frequência de 93,5 Ω .m.	64

Figura 24 – Comparação entre os modelos e os dados de Bigelow e Eberle (1972) para um solo com resistividade em baixa frequência de 343 Ω .m.	65
Figura 25 – Comparação entre os modelos e os dados de He et al. (2012) para um solo com resistividade em baixa frequência de 1806 Ω .m.	65
Figura 26 – Comparação entre os modelos e os dados de He et al. (2012) para um solo com resistividade em baixa frequência de 4740 Ω .m.	66
Figura 27 – Arranjo básico para as simulações.	68
Figura 28 – Diagrama elétrico do arranjo básico para as simulações no PSpice.	68
Figura 29 – Impedância externa à subestação.	69
Figura 30 – Cordoalhas a 7 fios de aço zincado para cabo para-raios, zincagem dupla, classe de zincagem A e B, resistências HS ou AR (alta resistência) e EHS ou EAR (extra alta resistência).	70
Figura 31 – Estruturas das LT simuladas: (a) 69 kV; (b) 230 kV.	71
Figura 32 – Magnitude da corrente que flui pelo CPR. Uma conexão.	74
Figura 33 – Magnitude da corrente total desviada. Três conexões.	75
Figura 34 – Magnitude da corrente total desviada. Seis conexões.	75
Figura 35 – Impedância equivalente vista pelo equipamento de medição.	76
Figura 36 – Z_{eq} versus R_g para malha com um CPR: (a) $RCPR = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $RCPR = 6 \Omega/\text{km}$	78
Figura 37 – Z_{eq} versus R_g para malha com três CPRs: (a) $RCPR = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $RCPR = 6 \Omega/\text{km}$	79
Figura 38 – Z_{eq} versus R_g para malha com cinco CPRs: (a) $RCPR = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $RCPR = 6 \Omega/\text{km}$	79
Figura 39 – Z_{eq} versus R_g para uma linha com CPR duplo (dois CPRs conectados): (a) $RCPR = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $RCPR = 6 \Omega/\text{km}$	80
Figura 40 – Z_{eq} versus R_g para duas linhas com CPR duplo (quatro CPRs conectados): (a) $RCPR = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $RCPR = 6 \Omega/\text{km}$	81
Figura 41 – Z_{eq} versus R_g para três linhas com CPR duplo (seis CPRs conectados): (a) $RCPR = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $RCPR = 6 \Omega/\text{km}$	81
Figura 42 – Malhas simuladas em Grcev e Heimbach (1997).	84
Figura 43 – Impedância harmônica obtida na quina das malhas de lado 10 m, 20 m e 30 m.	85
Figura 44 – Impedância harmônica obtida na quina das malhas de lado 60 m e 120 m.	85
Figura 45 – Impedância harmônica na (a) quina, na (b) lateral e no (c) centro da malha de 20m x 16m.	86
Figura 46 – Malhas de 20m x 20m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m. ...	87
Figura 47 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m; $\rho_0 = 1\text{k}\Omega\text{m}$	91

Figura 48 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m; $\rho_0 = 5k\Omega m$	92
Figura 49 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m; $\rho_0 = 1k\Omega m$	94
Figura 50 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m; $\rho_0 = 5k\Omega m$	94
Figura 51 – Erro relativo percentual, malha 20m x 20m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.	95
Figura 52 – Malhas de 40m x 40m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m. ...	96
Figura 53 – Erro relativo percentual, malha 40m x 40m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.	100
Figura 54 – Malhas de 60m x 60m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m. ...	100
Figura 55 – Erro relativo percentual, malha 60m x 60m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.	103
Figura 56 – Erro relativo percentual, malha 80m x 80m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.	105
Figura 57 – Erro relativo percentual, malha 100m x 100m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.	105
Figura 58 – Erro relativo percentual, malha 120m x 120m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.	106
Figura 59 – Configurando o CPC100 para as medições.	107
Figura 60 – Analisador de Malha de Aterramento – AMT600.	108
Figura 61 – Testes realizados na UFPE.	108
Figura 62 – Arranjo de medição. Aterramento constituído por 2 hastes.	109
Figura 63 – Resistências aparentes. Aterramento de duas hastes.	110
Figura 64 – Arranjo de medição. Aterramento da SE ao lado do DEE.	111
Figura 65 – Resistências aparentes. Aterramento SE do DEE.	112
Figura 66 – Subestação Tejipió-PE.	113
Figura 67 – Preparativos para as medições. SE Tejipió.	113
Figura 68 – Resistências aparentes, SE Tejipió. Medições com CPC100 e AMT600.	114
Figura 69 – Resistências aparentes, SE Tejipió. Medições com CPC100, AMT600 e X25k.	116
Figura 70 – Preparativos para as medições, SE Paratibe.	117
Figura 71 – Execução das medições na SE Paratibe.	117
Figura 72 – Resistências aparentes, SE Paratibe. Medições com CPC100 e AMT600.	118
Figura 73 – Resistências aparentes, SE Paratibe. Medições com CPC100, AMT600 e X25k.	119
Figura 74 – Subestação Araripina-PE.	120
Figura 75 – Cabo para-raios conectado a estrutura interna da SE.	120
Figura 76 – Desconexão dos cabos para-raios.	121
Figura 77 – Circuito de corrente: distância linear com destaque em branco. Cabos ao longo da estrada com destaque em amarelo.	122

Figura 78 – Posicionamento dos cabos dos circuitos de corrente e de tensão.	122
Figura 79 – Preparação dos equipamentos para medição.	123
Figura 80 – Resistências aparentes, SE Araripina II. Medições com CPC100 e AMT600 no dia 1.	124
Figura 81 – Resistências aparentes obtidas com o X25k no dia 1. SE Araripina II.	124
Figura 82 – Relação X25k/CPC100. Dia 1.	125
Figura 83 – Resistências aparentes obtidas com o CPC100 no dia 2. SE Araripina II.	125
Figura 84 – Resistências aparentes obtidas com o X25k no dia 2. SE Araripina II.	126
Figura 85 – Relação X25k/CPC100. Dia 2.	126
Figura 86 – Esquema para obtenção do modelo para o acoplamento entre os circuitos de medição.	129
Figura 87 – Diagrama das impedâncias envolvidas durante a medição da resistência de aterramento.	131
Figura 88 – Impedância mútua entre dois cabos: (a) módulo, (b) ângulo.	132
Figura 89 – Esquema para medição em uma malha: (a) detalhado; (b) simplificado.	135
Figura 90 – Relações (a) Z_{med100}/Z_{med25k} e (b) R_{med100}/R_{med25k}	138
Figura 91 – Razão Z_{med}/Z_g em (a) 100 Hz e (b) 25 kHz.	139
Figura 92 – Razões (a) Z_{med100}/Z_{med25} e (b) R_{med100}/R_{med25k}	141
Figura 93 – Razão Z_g/Z_{med} em (a) 100 Hz e (b) 25 kHz.	142
Figura 94 – Razões (a) $Z_{med 100Hz}/Z_{med 25kHz}$ e (b) $R_{med 100Hz}/R_{med 25kHz}$	144
Figura 95 – Razão Z_g/Z_{med} em (a) 100 Hz e (b) 25 kHz.	145
Figura 96 – Malhas 80m x 80m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.	157
Figura 97 – Malhas de 100m x 100m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.	159
Figura 98 – Malhas de 120x120 m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.	161

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Valores obtidos nas simulações para o solo de 100 Ω .m.	27
Tabela 2 –	Resultados obtidos nas medições em quatro subestações por Faber e Katz (2012).	40
Tabela 3 –	Coeficientes a_i	61
Tabela 4 –	Parâmetros $h(\sigma_0)$, γ e $\varepsilon'_{\infty}/\varepsilon_0$	63
Tabela 5 –	Parâmetros para as simulações.	71
Tabela 6 –	Impedância externa, Z_{ext} , em 100 Hz. Linha com um CPR.	72
Tabela 7 –	Impedância externa, Z_{ext} , em 25 kHz. Linha com um CPR.	72
Tabela 8 –	Impedância externa, Z_{ext} , em 100 Hz. Linha com dois CPRs. ...	73
Tabela 9 –	Impedância externa, Z_{ext} , em 25 kHz. Linha com dois CPRs. ...	73
Tabela 10 –	Impedância equivalente para LT com um CPR e $RCPR = 2 \Omega$ /km.	77
Tabela 11 –	Impedância equivalente para LT com um CPR e $RCPR = 6 \Omega$ /km.	77
Tabela 12 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m...	90
Tabela 13 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m...	90
Tabela 14 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m...	93
Tabela 15 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m...	93
Tabela 16 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 40m x 40m, retículos 2m x 2m..	97
Tabela 17 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 40m x 40m, retículos 5m x 5m..	97
Tabela 18 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 40m x 40m, retículos 2m x 2m..	98
Tabela 19 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 40m x 40m, retículos 5m x 5m..	98
Tabela 20 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 60m x 60m, retículos 2m x 2m...	101
Tabela 21 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 60m x 60m, retículos 5m x 5m...	101
Tabela 22 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 60m x 60m, retículos 2m x 2m...	102
Tabela 23 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 60m x 60m, retículos 5m x 5m...	102
Tabela 24 –	Resistências aparentes. Aterramento de duas hastes.	110
Tabela 25 –	Resistências aparentes. Aterramento SE do DEE.	112
Tabela 26 –	Dados obtidos com o CPC100. SE Tejipió. $f = 90$ Hz.	114
Tabela 27 –	Resistências aparentes, SE Tejipió. Medições com CPC100, AMT600 e EM25k.	115
Tabela 28 –	Dados obtidos com o CPC100, SE Paratibe. $f = 80$ Hz.	118
Tabela 29 –	Resistências aparentes, SE Paratibe. Medições com CPC100, AMT600 e X25k.	119
Tabela 30 –	Comparação entre as impedâncias obtidas para a malha de 50x50 m.	133
Tabela 31 –	Comparação entre as impedâncias obtidas para a malha de 100m x 100m.	134
Tabela 32 –	Valores de ℓ_C e ℓ_P para as malhas simuladas.	135
Tabela 33 –	Impedâncias para a $f = 100$ Hz e $d = 1$ m.	137

Tabela 34 –	Impedâncias para a $f = 25k$ Hz e $d = 1$ m.	137
Tabela 35 –	Impedâncias para a $f = 100$ Hz e $d = 1$ m.	139
Tabela 36 –	Impedâncias para a $f = 25$ kHz e $d = 1$ m.	140
Tabela 37 –	Impedâncias para a $f = 100$ Hz e $d = 1$ m.	142
Tabela 38 –	Impedâncias para a $f = 25$ kHz e $d = 1$ m.	143
Tabela 39 –	Valores de impedância em 25 kHz obtidos nas medições.	146
Tabela 40 –	Valores de impedância em 25 kHz obtidos nas simulações.	146
Tabela 41 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 80m x 80m, retículos 5m x 5m...	157
Tabela 42 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 80m x 80m, retículos 5m x 5m...	157
Tabela 43 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 80m x 80m, retículos 10m x 10m.	158
Tabela 44 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 80m x 80m, retículos 10m x 10m.	158
Tabela 45 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 100m x 100m, retículos 5m x 5m.	159
Tabela 46 –	Impedâncias em 25 KHz, malha 100m x 100m, retículos 5m x 5m.	159
Tabela 47 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 100m x 100m, retículos 10m x 10m.	160
Tabela 48 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 100m x 100m, retículos 10m x 10m.	160
Tabela 49 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 120m x 120m, retículos 5m x 5m.	161
Tabela 50 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 120m x 120m, retículos 5m x 5m.	161
Tabela 51 –	Impedâncias em 100 Hz, malha 120m x 120m, retículos 10m x 10m.	162
Tabela 52 –	Impedâncias em 25 kHz, malha 120m x 120m, retículos 10m x 10m.	162
Tabela 53 –	Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 100$ Hz e $d = 3$ m...	163
Tabela 54 –	Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 25$ kHz e $d = 3$ m...	163
Tabela 55 –	Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 100$ Hz e $d = 5$ m...	163
Tabela 56 –	Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 25$ kHz e $d = 5$ m...	164
Tabela 57 –	Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 100$ Hz e $d = 10$ m.	164
Tabela 58 –	Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 25$ kHz e $d = 10$ m.	164
Tabela 59 –	Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 3$ m.	166
Tabela 60 –	Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 3$ m.	166
Tabela 61 –	Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 5$ m.	166
Tabela 62 –	Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 5$ m.	167
Tabela 63 –	Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 10$ m.	167
Tabela 64 –	Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 10$ m.	167
Tabela 65 –	Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 3$ m.	169
Tabela 66 –	Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 3$ m.	169

Tabela 67 –	Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 5$ m.	169
Tabela 68 –	Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 5$ m.	170
Tabela 69 –	Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 10$ m.	170
Tabela 70 –	Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 10$ m.	170

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AR	Alta Resistência
AST	Aterramento sob Teste
CC	Circuito de Corrente
CP	Circuito de Potencial
CPR	Cabo Para-raio
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica da UFPE
EA	Eletrodo de Aterramento
EAR	Extra Alta Resistência
EC	Eletrodo de Corrente
EHS	<i>Extra High Strength</i>
EP	Eletrodo de Potencial
FoP	<i>Fall of Potential Method</i>
HEM	<i>Hybrid Electromagnetic Model</i>
HS	<i>High Strength</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
LT	Linha de Transmissão
MoM	<i>Method of Moments</i>
NBR	Norma Brasileira
OPGW	<i>Optical Fiber Composite Ground Wire</i>
PROP&D	Programa de Pesquisa e Desenvolvimento da ANEEL
PSPICE	<i>Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
SE	Subestação Elétrica

SEP Sistema Elétrico de Potência

SPS *Single Point System*

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS.....	19
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	19
2	MEDIÇÕES EM ATERRAMENTOS DE MALHAS DE SUBESTAÇÕES.....	21
2.1	INTRODUÇÃO.....	21
2.2	MEDIÇÕES EM ATERRAMENTOS DE SUBESTAÇÕES CONECTADOS A CABOS PARA-RAIOS	21
2.3	EFEITO DO ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO NAS MEDIÇÕES EM ATERRAMENTOS	29
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	41
3	MODELAGEM MATEMÁTICA DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS.....	43
3.1	INTRODUÇÃO.....	43
3.2	MODELAGEM DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS POR MEIO DO HEM ...	43
3.2.1	Formulação matemática do modelo.....	44
3.2.2	Solução matemática do modelo a partir do Método dos Momentos.....	49
3.3	MODELAGEM DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO SOLO COM A FREQUÊNCIA	59
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	66
4	INFLUÊNCIA DOS CABOS PARA-RAIOS NAS MEDIÇÕES DA RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO EM SUBESTAÇÕES	67
4.1	INTRODUÇÃO.....	67
4.2	MODELAGEM DO SISTEMA E ANÁLISES GERAIS	67
4.2.1	Impedância externa à SE.....	71
4.2.2	Impedância equivalente do sistema.....	75
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	82
5	IMPEDÂNCIA DE ATERRAMENTO EM BAIXA E EM ALTA FREQUÊNCIA.....	83
5.1	INTRODUÇÃO.....	83
5.2	VALIDAÇÃO DO MODELO IMPLEMENTADO	84
5.3	ANÁLISES EM MALHAS DE DIMENSÕES VARIADAS.....	87
5.3.1	Malhas de 20m x 20m	87

5.3.2	Malhas de 40m x 40m	96
5.3.3	Malhas de 60m x 60m	100
5.4	MEDIÇÕES DA RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO EM SUBESTAÇÕES	106
5.4.1	Testes realizados na UFPE	109
5.4.2	SE Tejipió	112
5.4.3	SE Paratibe.....	116
5.4.4	SE Araripina II	119
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	126
6	ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO DOS CIRCUITOS DE MEDIÇÃO	128
6.1	INTRODUÇÃO.....	128
6.2	MODELAGEM DO ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO ENTRE OS CIRCUITOS DE MEDIÇÃO	128
6.3	INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO ENTRE OS CIRCUITOS DE MEDIÇÃO	134
6.3.1	Malha de 20m x 20m	136
6.3.2	Malha de 60m x 60m	139
6.3.3	Malha de 120m x 120 m	142
6.3.4	Avaliação prática: SE Araripina II.....	145
6.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	147
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	148
	REFERÊNCIAS	151
	APÊNDICE A – IMPEDÂNCIAS PARA AS MALHAS DE 80M X 80M	157
	APÊNDICE B – IMPEDÂNCIAS PARA AS MALHAS DE 100M X 100M	159
	APÊNDICE C – IMPEDÂNCIAS PARA AS MALHAS DE 120M X 120M	161
	APÊNDICE D – ACOPLAMENTO PARA A MALHA DE 20M X 20M	163
	APÊNDICE E – ACOPLAMENTO PARA A MALHA DE 60M X 60M	166
	APÊNDICE F – ACOPLAMENTO PARA A MALHA DE 120M X 120M	169

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas elétricos de potência (SEP) modernos são redes complexas e interconectadas de grande escala. Devido a essas características, o funcionamento eficiente de um SEP requer a adoção de padrões rigorosos de qualidade, continuidade e segurança. Um dos elementos fundamentais para proteger esses sistemas é o aterramento elétrico. O aterramento é aplicado em diversos componentes do SEP, como linhas de transmissão (LT) e subestações elétricas (SE). Nas SEs, o aterramento é implementado através de malhas reticuladas projetadas para estabelecer níveis seguros de potenciais de toque e de passo, tanto para os seres vivos quanto para os equipamentos do sistema. Além disso, essas malhas desempenham um papel primordial ao permitir o escoamento de correntes resultantes de falhas no sistema, como curtos-circuitos fase-terra, e de correntes associadas a fenômenos impulsivos, como as descargas atmosféricas (TELLÓ, DIAS, *et al.*, 2017).

Um dos parâmetros utilizados para se avaliar a efetividade da malha de uma SE é a resistência de aterramento, obtida a partir de medições que acontecem antes e ao longo do tempo de operação da subestação. Dentre as técnicas empregadas para a medição da resistência, presentes em dispositivos normativos como a ABNT NBR 15749 (2009) e o IEEE Std. 81-2012 (2012), destaca-se o Método da Queda de Potencial (FoP, do inglês *Fall of Potential*). Nessa técnica, injeta-se uma corrente em um dos pontos da malha sob teste, que circula entre a malha e um eletrodo auxiliar de corrente posicionado a certa distância. Nessa perspectiva, toda a corrente é direcionada ao aterramento sob teste. Contudo, durante os procedimentos de medição, uma das dificuldades encontradas está relacionada à conexão dos cabos para-raios (CPRs) de linhas de transmissão à malha sob teste (CHOI, AHN, *et al.*, 2004). Os CPRs são conectados às malhas, muitas vezes, para estabelecer caminhos adicionais para o escoamento de correntes de falha no sistema. Com isso, durante as medições, esses cabos representam desvios para a corrente injetada pelo equipamento de medição, de modo que nem toda a corrente será direcionada ao aterramento. Assim, negligenciar a conexão dos CPRs pode levar a erros significativos. A solução indicada nesses casos é desconectar os cabos da malha (ABNT, 2009). No entanto, essa abordagem nem sempre é possível, o que leva à proposição de soluções alternativas. Uma dessas soluções é a utilização de equipamentos que operam com correntes em alta frequência. Esses equipamentos realizam o desacoplamento elétrico dos CPRs sem

a necessidade de desconexão física, uma vez que o aumento da frequência resulta em um aumento da impedância dos cabos, reduzindo, assim, a corrente desviada (LEAL, LAZZARETTI e LÓPEZ-SALAMANCA, 2023). É importante ressaltar que as normas técnicas não estabelecem um valor limite para a frequência dos denominados “terrômetros de alta frequência”. No entanto, equipamentos que operam em 25 kHz vêm sendo utilizados para medições em subestações (PANICALI e BARBOSA, 2021a). Originalmente, esses equipamentos foram propostos para a medição de aterramentos de estruturas de linhas de transmissão conectadas a CPRs (IEEE, 1983). No contexto de subestações, contudo, não existem limites práticos e condições estabelecidas para o uso desses equipamentos em conformidade com padrões normativos. Além disso, são escassos os estudos que abordam os efeitos da alta frequência nas medições em SEs, o que motivou o desenvolvimento deste trabalho.

1.1 OBJETIVOS

Avaliar os efeitos decorrentes do uso de correntes de alta frequência em procedimentos de medição da resistência de aterramento em subestações. Para isso, foi escolhida a frequência de 25 kHz, devido à sua utilização em equipamentos comerciais.

Elencam-se, a seguir, os objetivos específicos:

- Avaliar a influência do CPR conectado à malha durante os procedimentos de medições da resistência de aterramento em SEs;
- Avaliar comparativamente a resposta de malhas reticuladas, típicas de SEs, a correntes nas frequências de 100 Hz e 25 kHz;
- Avaliar os efeitos do acoplamento eletromagnético existentes entre os circuitos de corrente e de tensão utilizados em medições de baixa (100 Hz) e de alta frequência (25 kHz).

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho foi estruturado em sete capítulos, incluindo este de introdução.

No capítulo 2, realiza-se uma revisão bibliográfica a respeito das soluções empregadas para a medição da resistência de aterramento em SEs conectadas a cabos para-raios. São apresentados, também, trabalhos que analisam os efeitos do acoplamento eletromagnético entre os circuitos de tensão e de corrente durante as medições em SEs.

No capítulo 3, é apresentada uma breve descrição do Modelo Eletromagnético Híbrido (HEM, do inglês *Hybrid Electromagnetic Model*), utilizado neste trabalho para a obtenção da resposta em frequência de malhas características de subestações. Além do HEM, são apresentados estudos que tratam da variação dos parâmetros elétricos do solo (resistividade e permissividade) com a frequência.

No capítulo 4, é realizado um estudo relativo à influência da conexão de cabos para-raios em malhas durante medições de resistência de aterramento em SEs.

No capítulo 5, são apresentados os resultados comparativos acerca da resposta de malhas reticuladas a correntes de 100 Hz e 25 kHz. Os dados são baseados em simulações computacionais e medições.

No capítulo 6, realiza-se um estudo que aborda os efeitos do acoplamento eletromagnético existente entre os circuitos de tensão e corrente, considerando as frequências de 100 Hz e de 25 kHz.

No capítulo 7, são apresentadas as conclusões e as sugestões de continuidade para trabalhos futuros.

2 MEDIÇÕES EM ATERRAMENTOS DE MALHAS DE SUBESTAÇÕES

2.1 INTRODUÇÃO

Em uma SE, a medição da resistência de aterramento acontece não apenas antes do início de sua operação, mas, também, após a energização. Em condições de operação, as medições acontecem com o objetivo de se avaliar a ocorrência da degradação da malha ou dos pontos de conexão. No entanto, nos casos em que há a conexão de cabos para-raios (CPR) de linhas de transmissão com a malha, os CPRs representam um caminho de desvio para a corrente injetada pelo equipamento de medição. Ressalta-se, ainda, que devido às grandes dimensões desses aterramentos, a medição com o Método da Queda de Potencial demanda que os cabos utilizados nos circuitos de tensão e de corrente sejam bastante longos, o que pode levar a níveis significativos de acoplamento. Esses dois fatores, podem inserir erros bastante expressivos nos dados obtidos durante as medições. Assim, nesse contexto, esse capítulo apresenta uma revisão da literatura técnico-científica a respeito desses dois aspectos.

2.2 MEDIÇÕES EM ATERRAMENTOS DE SUBESTAÇÕES CONECTADOS A CABOS PARA-RAIOS

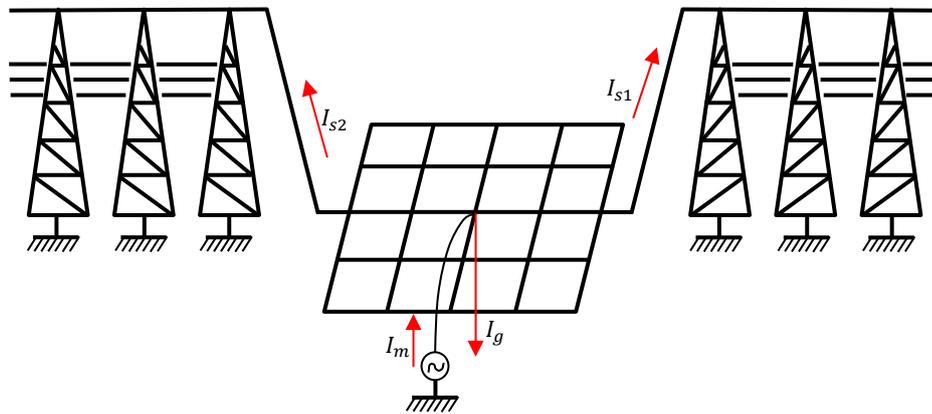
Uma das dificuldades existentes em se realizar medições em aterramentos de subestações já operando, ocorre quando há a conexão de CPRs à malha sob teste, pois os cabos representam um caminho de desvio para a corrente injetada pelo equipamento de medição. Na Figura 1 é apresentada a representação esquemática para a distribuição das correntes durante a medição da resistência de aterramento (R_g) em uma SE conectada a dois CPRs, sendo I_m a corrente injetada pelo terrômetro (corrente de medição), I_g a corrente que se dispersa no solo através da malha e I_{s1} , assim como I_{s2} , as correntes que sobem pelos CPRs. Assim,

$$I_m = I_g + I_{s1} + I_{s2} \quad (1)$$

Neste caso, a resistência R_g é determinada pela relação V_g/I_g , sendo V_g a elevação de potencial no solo produzido pela corrente I_g . Os equipamentos de medição

usualmente utilizados em campo consideram a corrente I_m para o cômputo de R_g , o que leva a erros nos resultados.

Figura 1 – Medição da resistência de aterramento de uma SE conectada a CPRs.



Fonte: Adaptada de ABNT (2009, p. 13).

Uma análise da influência de CPRs nas medições em SEs foi realizada por Zeng *et al.* (2005). No trabalho, os autores fizeram estudos comparativos de resultados para a medição da impedância de aterramento obtidos por meio de simulações e medições em campo. A primeira malha simulada tinha dimensões de 100m x 100m e estava imersa em um solo de 150 Ω .m. Nas simulações variou-se a impedância de pé-de-torre das estruturas de LT, a impedância da malha de aterramento e o número de CPRs conectados à malha. Os resultados obtidos mostraram que o aumento da impedância de pé-de-torre leva à redução da corrente desviada, enquanto o aumento da impedância da malha e do número de CPRs conectados à SE acarreta o aumento da corrente. A segunda simulação foi feita para uma malha de uma SE real com dimensões de 250m x 400m conectada a 14 CPRs e os resultados obtidos foram comparados a resultados de medições realizadas na SE. Comparando-se os resultados obtidos para a malha conectada e desconectada dos CPRs, verificou-se que a conexão dos cabos reduz a impedância de aterramento, porém causa aumento do ângulo de fase devido ao aumento da indutância total do sistema. Os autores recomendam em suas conclusões que, caso seja possível, os CPRs devem ser desconectados para a realização da medição.

Em Choi *et al.* (2004) são apresentados resultados de medição da resistência de aterramento de uma SE em operação, conectada a CPRs de linhas de transmissão

e neutros de linhas de distribuição. Os autores realizam a medição das correntes que sobem pelos CPRs e pelos neutros, assim como a tensão desenvolvida no aterramento. A corrente que flui para o aterramento é obtida a partir da diferença entre a corrente de medição injetada e as correntes desviadas, de modo que o valor de R_g é determinado pela relação entre tensão medida e a corrente da malha. Esses resultados foram comparados com a condição na qual as correntes de desvio não foram compensadas, verificando-se um erro de 6%. Em outro trabalho (CHOI, AHN, *et al.*, 2007) foram realizadas medições em outra SE com malha também conectada a CPRs e a cabos de neutro. Novamente, as correntes desviadas foram medidas para se determinar a corrente de malha. A curva característica de resistências aparentes *versus* distâncias obtida com o FoP é multiplicada por um fator de correção proposto pelos autores, obtendo-se, assim, o valor de R_g . O fator de correção depende das distâncias entre a malha e os eletrodos de corrente e de potencial, do “raio” da malha (que é aproximada por uma semiesfera para a obtenção do fator) e do fator de divisão de corrente, que é dado pela razão entre a corrente que flui na malha e a corrente injetada na medição. O valor de R_g obtido na medição é comparado com o valor obtido por meio de simulações computacionais, sendo o erro da ordem de 1%.

Em Davalbhakta e Mahajan (2008), propõe-se que a resistência R_g seja determinada, também, após a medição das correntes que são desviadas durante a medição. No entanto, os autores propõem o uso do método *Single Point System* (SPS). Nessa técnica, injeta-se corrente em um dos pontos de conexão do CPR com a malha e mede-se as correntes que fluem pelos demais cabos conectados à malha, além da tensão desenvolvida na malha. Esse processo é repetido para cada uma das descidas conectadas à malha. Com os dados da medição e análises baseadas na teoria de circuitos elétricos, as resistências de cada uma das descidas foram estimadas e, por fim, a resistência R_g . Os erros foram da ordem de 5%.

No trabalho de Devarakonda *et al.* (2010), propõe-se que a medição da impedância equivalente (Z_{eq}) do sistema formado pela malha da SE e os elementos a ela conectados seja realizada. Utilizando informações relativas às impedâncias dos sistemas de distribuição e transmissão conectados à malha sob teste, estima-se o fator de divisão de corrente (S_f - *split factor*) (IEEE Std. 80, 2000). Assim, é possível estimar a resistência R_g , já que $S_f = Z_{eq}/R_g$. Essa técnica foi empregada em medições

realizadas em uma subestação, sendo obtido o valor de $2,11 \Omega$ para R_g , enquanto em simulações computacionais o valor para esse parâmetro foi determinado como sendo de $0,732 \Omega$. A diferença expressiva entre os valores acontece, segundo os autores, devido à aproximação realizada para a determinação de S_f , que depende também da impedância dos elementos externos conectados à malha de aterramento. Assim, os autores recomendam o cálculo da impedância dos elementos externos para a obtenção de resultados melhores com a metodologia proposta.

O fator de divisão de corrente também é explorado em Zhang *et al.* (2015). Diferentemente do trabalho de Devarakonda *et al.* (2010), o fator de divisão de corrente, S_f , é determinado pela razão entre as correntes que sobem pelos CPRs e a corrente de medição, de modo que as correntes desviadas precisam ser medidas. Os autores apresentam resultados de medições e simulações para se determinar a impedância da malha de uma SE conectada a CPRs do tipo OPGW (*optical fiber composite ground wires*). As diferenças foram da ordem de 50%, comparados os valores obtidos nas condições em que há conexão do CPR com a malha e aqueles onde a conexão não existe.

Outra abordagem explorada para a determinação da resistência (ou da impedância) de malha de uma SE conectada à CPR, é apresentada em Telló *et al.* (2019, 2020) e Pulz *et al.* (2022). A abordagem consiste na realização de medições para se determinar as tensões desenvolvidas no solo. Na sequência, são empregados cálculos para se determinar a resistência (ou impedância) da malha e do sistema externo conectado à SE, sendo utilizadas técnicas de otimização. Com a metodologia proposta, torna-se indispensável a medição das correntes que fluem pelos CPRs. Além disso, os resultados são utilizados para se avaliar a efetividade da segurança da SE associada a parâmetros como a corrente de curto-circuito e potenciais de toque e de passo. A validação da técnica foi realizada a partir da comparação com trabalhos publicados que apresentam resultados de medição em SEs, além de medições realizadas pelos próprios autores em uma malha experimental e em duas SEs reais. Não se considera, nesta técnica, os ângulos de fase de tensão, corrente e das impedâncias, de modo que os autores salientam que a técnica apresenta resultados conservativos, porém importantes para a avaliação dos critérios de segurança em subestações.

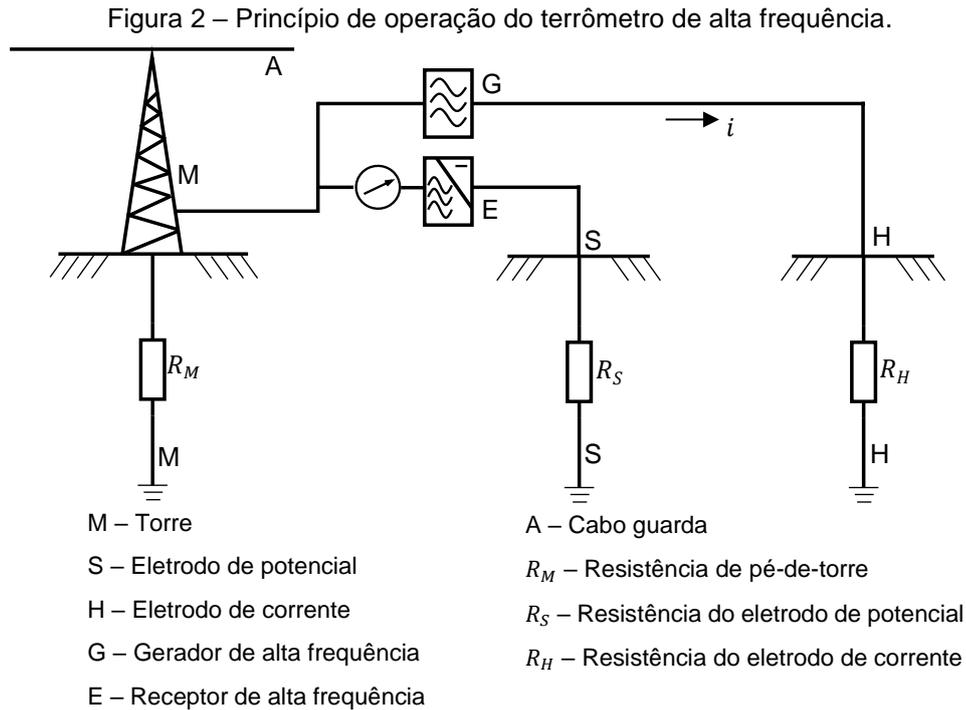
Os trabalhos apresentados até agora, evidenciam a necessidade de se ter o devido cuidado em relação as correntes que fluem através dos CPR no momento que

as medições da resistência de malha são realizadas. Nesse sentido, a medição dessas correntes ou a desconexão dos cabos são ações possíveis, porém, nem sempre factíveis de serem executadas. Uma técnica que veio preencher essa lacuna, é o uso de correntes de alta frequência, presente na ABNT NBR 15749 (2009). Contudo, a norma não apresenta detalhes sobre seu uso, mencionando apenas que a frequência deve ser

...tal que a impedância indutiva do(s) cabo(s) para-raios de uma ou mais linhas de transmissão acopladas à subestação, em um vão de comprimento normal, seja razoavelmente alta a ponto de se reduzir o efeito dos aterramentos adjacentes ao que se está medindo (ABNT, 2009).

Nessas condições, “os parâmetros (resistência + reatância) dos cabos para-raios tendem a infinito, ou seja, sua influência passa a ser minimizada” de modo que a desconexão física do CPR passa a ser desnecessária. É importante destacar, ainda, que a norma não faz menção direta sobre a frequência ou a faixa de frequências adequadas à essa aplicação. Menciona apenas que “o instrumento deve possuir um módulo gerador de sinal de alta frequência (algumas dezenas de kHz)” (ABNT, 2009). Nesse sentido, atualmente, encontram-se disponíveis equipamentos que operam em 25 kHz (LEAL, LAZZARETTI e LÓPEZ-SALAMANCA, 2023).

A sugestão do uso de equipamentos operando em 25 kHz está presente no padrão IEEE *Std.* 81-1983 (1983). A sua aplicação é direcionada à medição da resistência de aterramento de torres de linha de transmissão conectadas a cabos para-raios. De acordo com o padrão, esses equipamentos devem ser empregados em medições utilizando o método da Queda de Potencial. Na Figura 2 é apresentado o princípio de operação desses equipamentos, onde se verifica que não há corrente circulando pelo CPR de LT, uma vez que nessa frequência a impedância do cabo é elevada, o que, conceitualmente, leva o CPR a apresentar características de um circuito aberto, estando, assim, desacoplado da torre de LT.



Fonte: Adaptada de IEEE (1983, p. 36).

Apesar de ter sido originalmente concebido para medições em aterramentos de linhas de transmissão, os equipamentos que operam em 25 kHz vêm sendo utilizado em medições de malhas de SEs conectadas a CPRs (LEAL, LAZZARETTI e LÓPEZ-SALAMANCA, 2023). Diante disso, o uso desses equipamentos nessa aplicação vem sendo objeto de estudos, como os apresentados por Panicali e Barbosa (2021a; 2021b). Em seus trabalhos os autores realizaram simulações computacionais para determinar a impedância de malhas nas frequências de 60 Hz e 25 kHz, além de estabelecerem limites para o uso da frequência 25 kHz aplicados em malhas de SEs. Na Figura 3, são apresentadas as malhas avaliadas, sendo ambas quadradas e de lados, respectivamente, iguais a 20 m (retículos quadrados de 3,33 m) e 100 m (retículos quadrados de 10 m). Os resultados obtidos para a malha de 100 m, indicaram que em baixa frequência (60 Hz) a impedância apresenta característica preponderantemente resistiva (reatância desprezível). Além disso, os valores obtidos são muito próximos, independentemente da posição considerada (quina, lateral e centro da Figura 3). Em alta frequência (25 kHz) essa tendência mostrou-se diferente, ocorrendo variação de valores dependo da posição considerada. Além disso, a parcela reativa deixou de ser desprezível em relação à parcela ativa, indicando que o aterramento passou a apresentar características de uma impedância e não mais de uma

resistência. As análises foram realizadas considerando solos de 100 Ω .m e 2 k Ω .m. Na Tabela 1 são apresentados os resultados para o solo de 100 Ω .m.

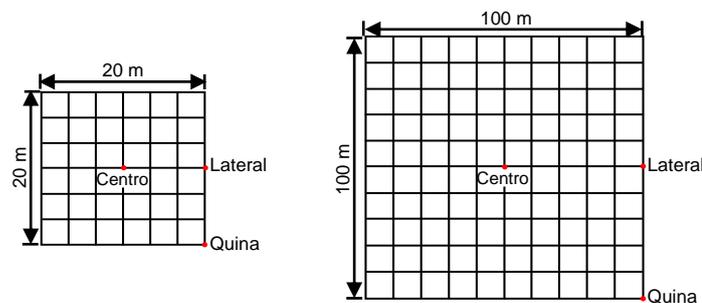
Tabela 1 – Valores obtidos nas simulações para o solo de 100 Ω .m.

Ponto de medição	Frequência	
	60 Hz	25 kHz
Quina	0,444 + j0,002	2,10 + j2,35
Lateral	0,444 + j0,011	1,21 + j1,54
Centro	0,444 + j0,018	0,703 + j1,13

Fonte: Adaptada de Panicali e Barbosa (2021a, p. 5).

Para a malha de lado com 20 metros, os resultados obtidos em baixa frequência apresentam boa concordância com os obtidos em alta. É importante destacar que a função de compensação da componente indutiva, presente em alguns equipamentos de alta frequência, foi considerada nas análises. Assim, considerando os resultados obtidos para ambas as malhas, os autores inferiram que essa funcionalidade se mostra adequada apenas para a malha de 20 metros (pequenas dimensões), sendo ineficaz o seu uso na malha de 100 metros (grandes dimensões).

Figura 3 – Malhas de 20m x 20m e 100m x 100m simuladas.



Fonte: Adaptada de Panicali e Barbosa (2021a, p. 89-90).

De acordo com os autores, as diferenças verificadas nos valores das impedâncias em relação à posição da malha de 100 metros (Figura 3) ocorre porque na alta frequência (25 kHz) já começa a ser perceptível os efeitos de propagação e de distribuição da corrente ao longo dos condutores que constituem a malha. Assim, a corrente fica limitada à certa região da malha, denotada área efetiva ou raio efetivo da

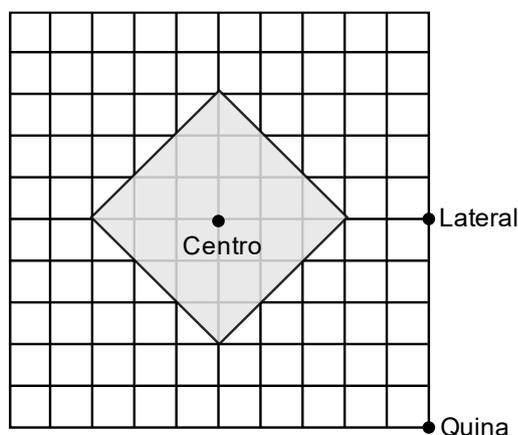
malha. Gupta e Thapar (1980), propuseram uma equação empírica para se determinar o raio efetivo em malhas reticuladas quadradas, dada por:

$$r_e = (1,45 - 0,05s)\sqrt{\rho T} \quad (2)$$

em que r_e é o raio efetivo (m), s é o comprimento do lado do retículo (m), ρ é a resistividade do solo ($\Omega \cdot m$) e T é o tempo de frente da corrente transitória (μs).

A equação (2) foi desenvolvida considerando o uso de correntes impulsivas. Contudo, Panicali e Barbosa (2021a), a adaptaram considerando T como sendo equivalente a $f/4$, sendo f a frequência da corrente injetada na malha em MHz. Assim, para a malha de 100 m, solo de resistividade de 100 $\Omega \cdot m$ e frequência de 25 kHz, o raio efetivo é de 30 m. Na Figura 4, a área efetiva da malha, considerando a injeção de corrente no ponto central, é apresentada de forma esquemática, onde se verifica a região de distribuição da corrente em 25 kHz. Se a área efetiva fosse avaliada para os outros dois pontos, regiões ainda menores seriam determinadas. Por essa razão, os valores apresentados para 25 kHz na Tabela 1 são diferentes nos três pontos. Já para a frequência de 60 Hz, foi determinado um raio efetivo de ~600 m, muito superior ao determinado para 25 kHz. Assim, em baixa frequência a malha apresenta distribuição uniforme de corrente, o que explica a proximidade dos valores obtidos nos três pontos analisados (Tabela 1).

Figura 4 – Malha de 100m x 100m e sua área efetiva para $f = 25$ kHz e $\rho = 100 \Omega \cdot m$.

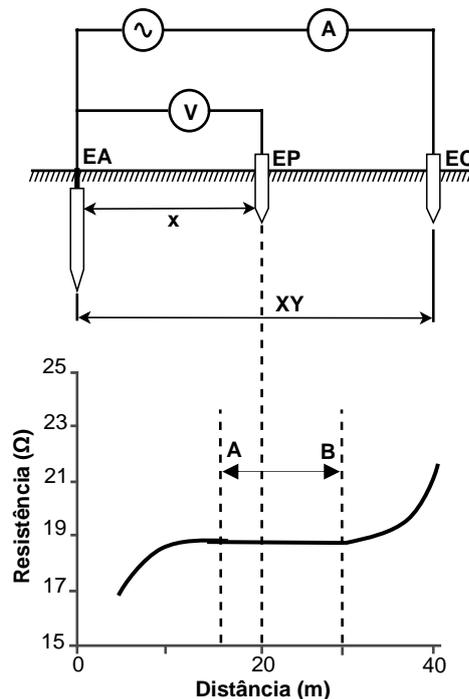


Fonte: Adaptada de Panicali e Barbosa (2021a, p. 6).

2.3 EFEITO DO ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO NAS MEDIÇÕES EM ATERRAMENTOS

O método da Queda de Potencial é uma técnica amplamente utilizada nas medições de resistência/impedância de aterramento. Na Figura 5 é apresentada a representação esquemática dessa técnica, onde se verifica que uma corrente alternada circula em um circuito constituído pelo eletrodo de aterramento (EA), o solo e o eletrodo de corrente (EC). Essa corrente produz uma elevação de potencial no solo que é detectada pelo eletrodo de potencial (EP). O EP é, então, deslocado ao longo do segmento XY com espaçamentos aproximadamente constantes e, a partir da relação entre tensão e corrente, levanta-se a curva de resistências (ou impedância) aparentes. O valor da grandeza de interesse é determinado na região de patamar, que é a região onde a elevação de potencial é nula, localizada no segmento AB.

Figura 5 – Esquema para a medição com o FoP.



Fonte: Adaptada de Lima (2015, p. 18).

Recomenda-se que o EC esteja afastado do EA a uma distância mínima correspondente a cinco vezes o maior comprimento do aterramento sob teste (IEEE, 2012). De acordo com Curdts (1958), a partir dessa distância o EC fica fora da região

de influência do EA, evitando assim o acoplamento entre os dois eletrodos. Além disso, a partir dessa distância os dois eletrodos podem ser aproximados por eletrodos hemisféricos, o que facilita o cálculo da diferença de potencial entre EA e EP (LIMA, 2015). Além disso, ainda de acordo com Curdts (1958), a região de patamar está localizada a uma distância correspondente a 61,8% da distância entre EA e EC. É importante destacar que esse percentual foi definido a partir de um modelo que considera o solo um meio homogêneo.

Para a medição em aterramentos de grandes dimensões, como as malhas de subestações, os circuitos de potencial e de corrente podem demandar cabos de longos comprimentos, de modo que os efeitos provenientes do acoplamento entre os circuitos podem não ser desprezíveis. Além disso, a malha de aterramento sob teste pode estar em um local em que a disposição espacial dos cabos de medição não é favorecida, o que pode acentuar o acoplamento e levar a erros nos resultados. Os efeitos provenientes do acoplamento têm forte relevância sobretudo para aterramentos que tenham R_g menores que 1Ω . Ressalta-se, contudo, que é necessário maior atenção e cuidado com os procedimentos de medição quando R_g variar entre 1Ω e 10Ω (ABNT, 2009).

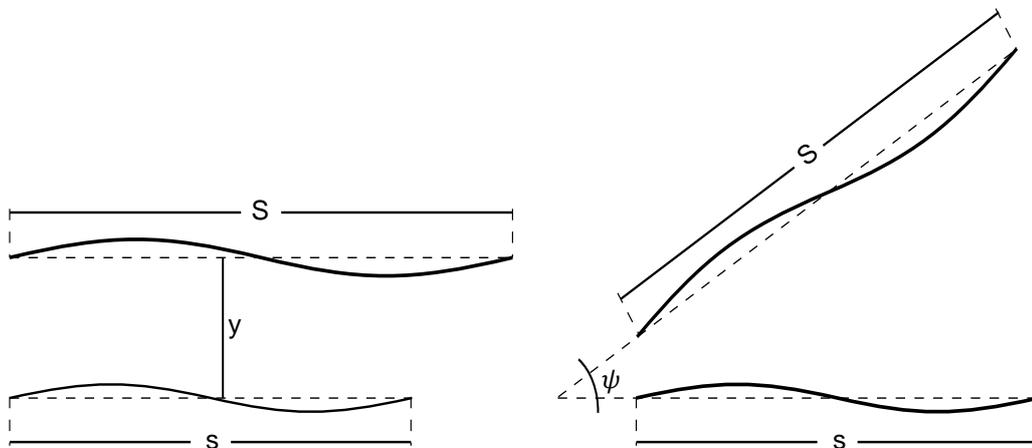
Um estudo acerca do acoplamento é encontrado no trabalho de Campbell (1923). Em seu trabalho, o autor realiza uma investigação teórica da impedância mútua em circuitos aterrados de corrente contínua, utilizados principalmente na telegrafia. São apresentadas fórmulas para a resistência e indutância mútua, além de ser apresentada uma discussão sobre técnicas numéricas para a resolução de integrais de Neumann, utilizadas para se determinar a indutância mútua. Os resultados fornecem uma aproximação para a impedância mútua de cabos na superfície da terra percorridos também por correntes alternadas, contudo em baixas frequências. Foster (1933) também propõe equações para se determinar a impedância mútua de circuitos aterrados dispostos na superfície da terra, sendo utilizado os resultados obtidos por Sommerfeld (1909). Assim como em Campbell (1923), a formulação é válida somente para circuitos operando em baixas frequências.

Velazquez, Reynolds e Mukhedkar (1983) conduziram estudos para determinar a impedância mútua entre os circuitos de tensão e de corrente em medições de malhas de grande extensão. A partir dos trabalhos citados anteriormente e das equações definidas por Carson (1926) e Pollaczek (1926) para linhas de transmissão, os autores

formularam expressões para a impedância mútua dos circuitos de medição. As equações foram definidas para os circuitos dispostos em duas configurações sob o solo, onde na primeira os circuitos estão em paralelo, enquanto na segunda há uma separação angular entre eles, conforme apresentado na Figura 6. Os comprimentos dos circuitos de corrente e de tensão são representados, respectivamente, por S e s , y é a separação entre os cabos em paralelo e ψ é o ângulo entre os condutores.

As equações propostas dependem dos fatores geométricos apresentados na Figura 6, dos parâmetros característicos do meio (resistividade do solo e permeabilidade magnética do ar) e da frequência de medição. Considerando a variação dos parâmetros citados, os autores realizaram uma análise de sensibilidade. Os resultados mostraram que a melhor configuração para se mitigar o acoplamento é aquela em que os condutores estão perpendiculares um em relação ao outro ($\psi = 90^\circ$). Além disso, foi demonstrado que há acoplamento entre os cabos mesmo quando os circuitos estão dispostos em direções opostas ($\psi = 180^\circ$). Destaca-se, ainda, que para a condição em que os condutores estão em paralelo, quanto maior é o comprimento dos cabos, mais forte é a influência do acoplamento devido ao aumento da indutância mútua. Em todas as análises, foi utilizada a frequência de 60 Hz. Foram realizados, também, testes de campo em uma SE. Os dados obtidos validaram as equações propostas. Nesses ensaios foram utilizadas frequências que variaram entre 30 Hz e 150 Hz.

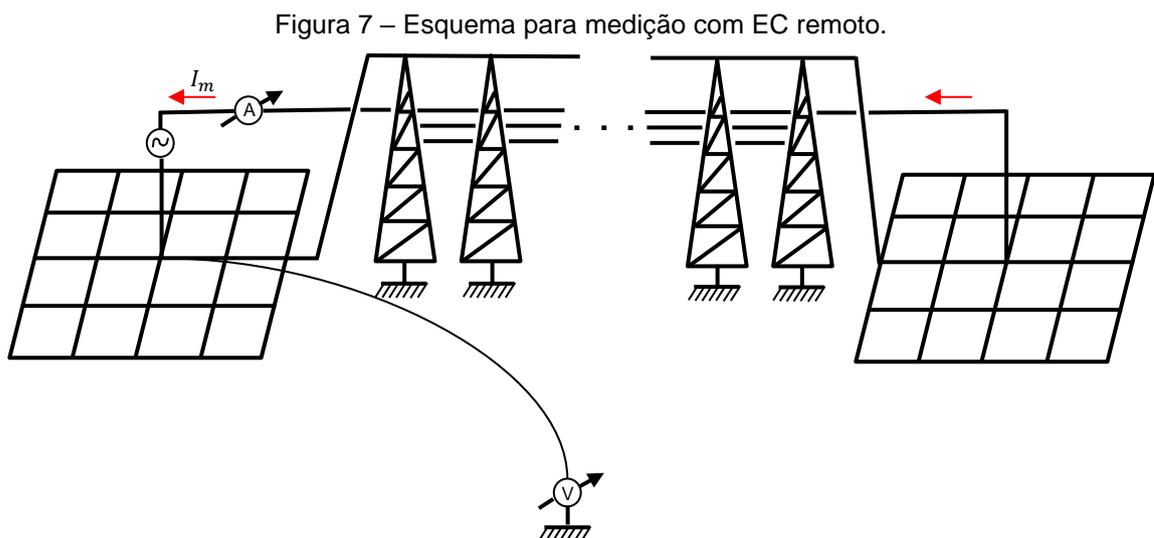
Figura 6 – Configurações dos circuitos para determinação da impedância mútua.



Fonte: Adaptada de Velazquez, Reynolds e Mukhedkar. (1983, p. 1851).

O trabalho de Sarmiento, Mukhedkar e Ramachandran (1988) é uma extensão do trabalho anterior (VELAZQUEZ, REYNOLDS e MUKHEDKAR, 1983). Os autores propõem expressões para a impedância mútua dos circuitos de medição quando um dos circuitos está disposto acima do solo e o outro está na superfície da terra. Este é o caso, por exemplo, de quando se utiliza um dos cabos fase da linha de transmissão fora de operação conectada à malha sob teste como circuito de corrente, enquanto o aterramento de outra SE, que a LT tenha conexão, é utilizado como o EC (ABNT, 2009; IEEE, 2012), como apresentado na Figura 7.

A partir das equações levantadas, os autores realizaram uma análise de sensibilidade variando parâmetros como a resistividade do solo, a altura do cabo que está acima do solo, a distância horizontal entre os circuitos de medição e a angulação entre eles. As análises foram realizadas para a frequência de 60 Hz, sendo considerado, em todos os casos, que ambos os circuitos possuem o mesmo comprimento e que o circuito de corrente está acima do solo. Os resultados mostraram que a altura do cabo do circuito de corrente não tem influência significativa na variação da impedância mútua para uma mesma distância horizontal e angulação entre os circuitos. Verificou-se ainda, a componente reativa da impedância mútua é mais sensível à altura do cabo quando se leva em consideração a variação da resistividade do solo.



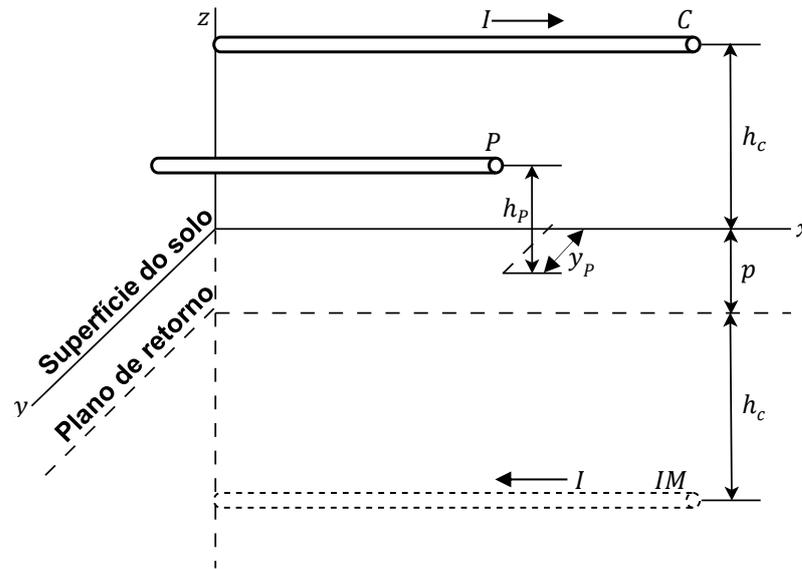
Fonte: Adaptada de ABNT (2009, p. 13).

Em ambos os trabalhos (VELAZQUEZ, REYNOLDS e MUKHEDKAR, 1983; SARMIENTO, MUKHEDKAR e RAMACHANDRAN, 1988), as expressões possuem

validade apenas para baixas frequências. A justificativa dos autores vem do trabalho de Foster (1933), que fornece as expressões base para as equações determinadas nos dois artigos. O uso de baixas frequências garante que os efeitos de atenuação ao longo dos cabos utilizados nos circuitos de medição possam ser desprezados. Assim, as correntes de deslocamento radiais nos dois cabos podem ser desprezadas, o que garante a simplificação das equações obtidas. É importante destacar que em nenhum desses trabalhos são apresentados os limites de validade das expressões em relação ao uso de frequências específicas. Contudo, em Velazquez, Reynolds e Mukhedkar (1983) as equações foram aplicadas para frequências de até 150 Hz, enquanto em Sarmiento, Mukhedkar e Ramachandran (1988) as formulações foram testadas somente em 60 Hz.

Outra formulação para o cálculo do acoplamento em solos homogêneos, baseada nas equações desenvolvidas por Carson (1926), foi proposta por Rogers e White (1989). No desenvolvimento das equações, os autores calcularam o efeito mútuo produzido pelo cabo de corrente no condutor de tensão, incluindo os efeitos do solo a partir do método das imagens. Na Figura 8 é apresentada a representação esquemática utilizada no desenvolvimento do modelo proposto, onde se identifica os condutores de corrente (C) e de potencial (P), assim como a imagem do condutor corrente (IM). Além da imagem do condutor, os efeitos do solo são representados por meio do plano de retorno complexo, que é um plano condutor perfeito modelado para representar o fluxo de corrente em um solo homogêneo. Este plano está localizado abaixo do solo a uma distância p (ver Figura 8) e o condutor IM está localizado abaixo do plano na mesma distância do condutor C em relação ao solo (h_c). A distância p é uma distância complexa, determinada em Deri *et al.* (1981).

Figura 8 – Esquema para a obtenção do acoplamento entre dois condutores paralelos.



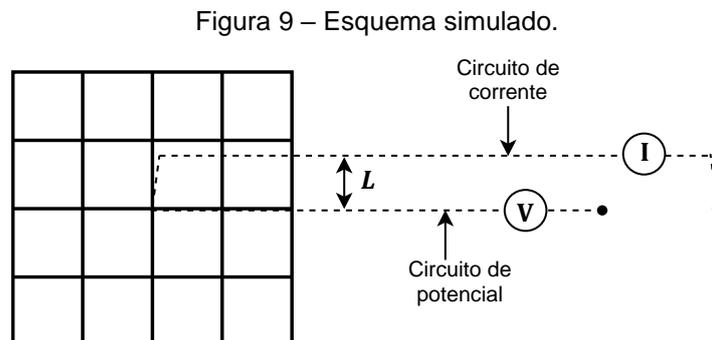
Fonte: Adaptada de Rogers e White (1989, p. 104).

As equações são propostas, contudo, os limites de validade, em relação a frequências específicas, não são mencionados. Entretanto, os autores ressaltam que as equações são válidas na condição em que a corrente no cabo é constante ao longo de sua extensão. Portanto, considerando a Teoria de Linhas de Transmissão (ondas viajantes), é necessário que o condutor seja eletricamente pequeno. Não sendo esse o caso, o condutor de corrente precisará ser modelado por meio de uma linha de transmissão com parâmetros distribuídos e o modelo proposto perde a validade.

Em outro trabalho (ROGERS e WHITE, 1990), os autores estenderam o modelo para a situação em que os cabos dos circuitos de medição apresentam uma angulação. Foi, então, realizada uma análise de sensibilidade considerando a variação da resistividade do solo e o ângulo entre os cabos. Os resultados mostraram um aumento da parcela reativa da impedância mútua com o aumento da resistividade. Mostraram, também, que no caso de o ângulo ser de 90° , o acoplamento é eliminado e que há redução significativa no acoplamento quando a angulação está entre 120° e 180° . Inclusive, essa disposição dos circuitos de medição de forma a não serem paralelos entre si é uma recomendação de padrões normativos como o IEEE *Std.* 81-2012 (2012) e a ABNT NBR 15749 (2009). Ambas indicam o ângulo de 180° , ou seja, recomendam que os circuitos sejam dispostos em direções opostas como um artifício para se reduzir o efeito do acoplamento.

O trabalho de Wang *et al.* (1998) discute os erros na medição de resistência de aterramentos quando os circuitos estão dispostos de forma não paralela. Para isso, os autores realizaram simulações relativas a medições em aterramentos compostos por malhas reticuladas quadradas, hastes verticais e horizontais e combinações dos elementos citados. O estudo foi voltado para circuitos separados com ângulos entre 90° e 270° . Os resultados mostraram que essa disposição dos cabos pode levar a erros, contudo, muito menores do que quando se utiliza ângulos não perpendiculares. O erro, contudo, é constante e independente do ângulo escolhido na faixa avaliada, quando a relação entre os comprimentos dos circuitos de corrente e de tensão é maior que três. Outro resultado obtido, diz respeito à medição de aterramentos inseridos em solos com duas camadas, onde os erros são maiores quando a primeira camada do solo apresenta resistividade maior que a segunda.

Ma e Dawalibi (1999; 2001) realizaram investigações dos efeitos do acoplamento durante os procedimentos de medição utilizando o Método da Queda de Potencial. Os estudos foram conduzidos por meio de simulações computacionais para a obtenção da impedância de malhas reticuladas inseridas em solos uniformes e multicamadas. A análise do acoplamento considerou a variação da distância de separação dos condutores, a frequência de operação do equipamento de medição, a dimensão da malha de aterramento e a resistividade do solo. Na Figura 9 é apresentado o esquema simulado, onde L é a distância de separação entre os circuitos.

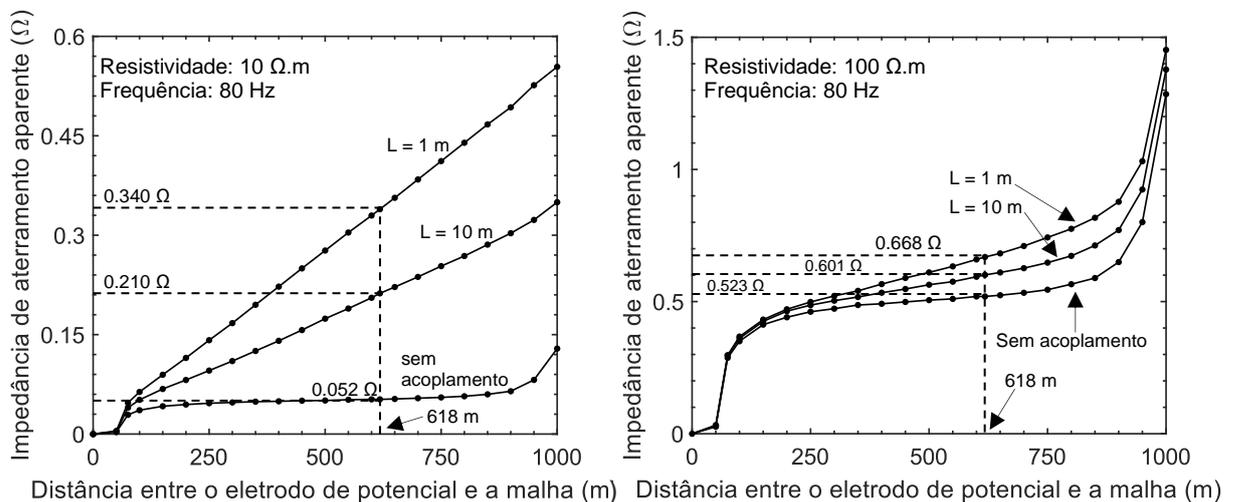


Fonte: Adaptada de Ma e Dawalibi (2001, p. 740).

Na Figura 10 são apresentados os gráficos de impedância obtidos com o FoP para uma malha de 100m x 100m. São três curvas em cada um dos gráficos, sendo um representativo para a medição sem acoplamento e os outros dois para a medição

com separação entre os circuitos de 1 m e 10 m. O circuito de corrente tem comprimento de 1000 m. Dos gráficos apresentados, verifica-se que quanto maior a separação dos cabos, menor é a influência do acoplamento nos resultados. Outra característica observada, é o elevado erro nas medições para o solo de 10 Ω .m, que tem valor da resistência de aterramento mais baixo, em comparação aos resultados obtidos para o solo de 100 Ω .m. Em relação aos valores de patamar, os erros para o solo de 10 Ω .m são de 554% e de 304% para a separação dos circuitos de 1 m e 10 m, respectivamente, enquanto para o solo de 100 Ω .m os erros são de 28% e 15%.

Figura 10 – Resultados obtidos a partir da variação da resistividade do solo e da distância de separação dos circuitos.

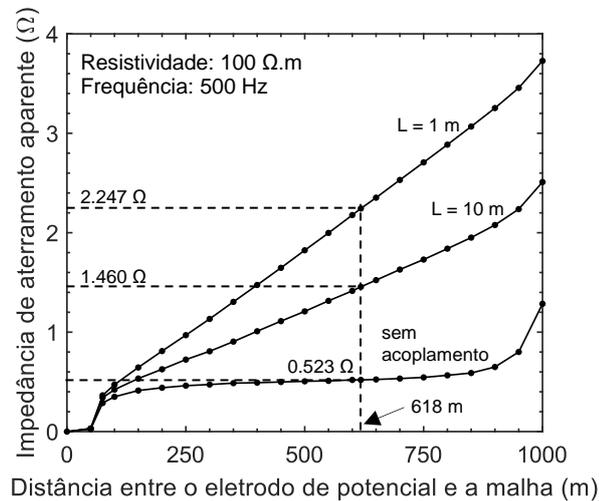


Fonte: Adaptada de Ma e Dawalibi (2001, p. 740).

Na Figura 11 é apresentado o gráfico obtido para a malha de 100m x 100m, frequência de 500 Hz e solo de 100 Ω .m. Comparando-se os resultados apresentados nas Figuras 10 e 11, fica evidente a forte influência exercida pela frequência em relação ao acoplamento. Enquanto os erros em 80 Hz variam entre 28% ($L = 1m$) e 15% ($L = 10m$), em 500 Hz os erros são de 330% ($L = 1m$) e 179% ($L = 10m$). Isso acontece, sobretudo, devido ao aumento da parcela reativa da impedância mútua que cresce com a frequência. Outro ponto observado, é como o acoplamento pode afetar significativamente a formação do patamar. Quando não há acoplamento, a região de patamar fica bem definida, o que já não acontece na ocorrência de acoplamento, sobretudo, em solos de baixa resistividade. Os autores apresentam, também,

simulações em uma malha de 50m x 50m. Os resultados, contudo, apresentam tendências semelhantes às já citadas.

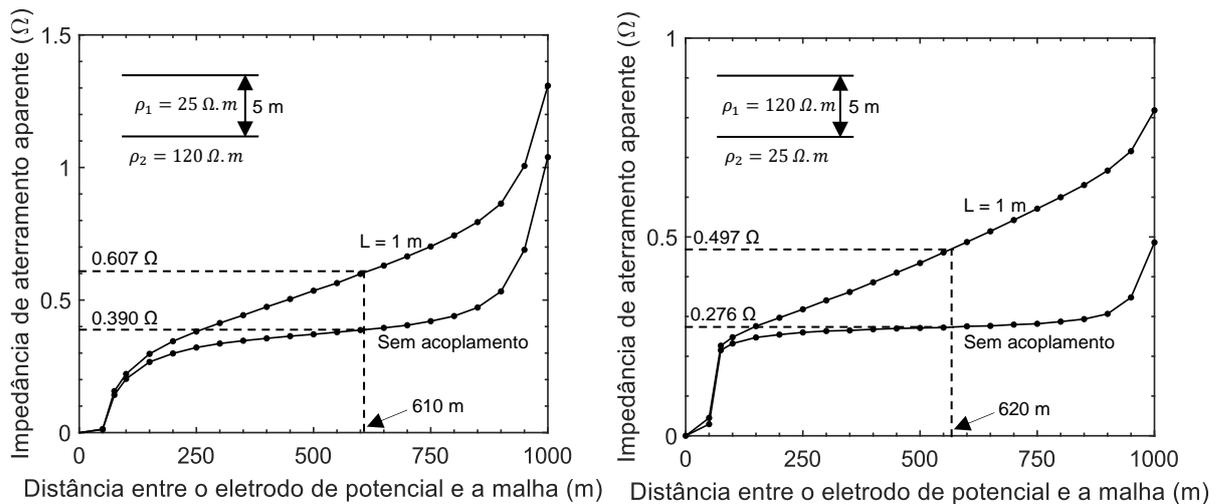
Figura 11 – Resultados obtidos para a frequência de 500 Hz.



Fonte: Adaptada de Ma e Dawalibi (2001, p. 741).

As simulações para os solos multicamadas foram realizadas para a malha de 100m x 100m. Na Figura 12 são apresentados os resultados para o solo com duas camadas, sendo considerado uma situação em que a primeira camada tem resistividade menor que a segunda e outra em que a resistividade é maior na primeira camada. A partir dos resultados, verifica-se que os erros, em relação ao patamar nas curvas, são de 56% quando a primeira camada do solo é menor que a segunda e 80% na situação inversa. A baixa resistividade do solo, quando a segunda camada tem resistividade menor que a primeira, garante a queda nas impedâncias do aterramento e mútua. Contudo, a queda no acoplamento indutivo não é tão grande quanto na impedância de aterramento, por essa razão o erro relativo é maior em comparação à situação em que o solo tem a primeira camada com resistividade menor que a segunda.

Figura 12 – Resultados obtidos para solos de duas camadas.

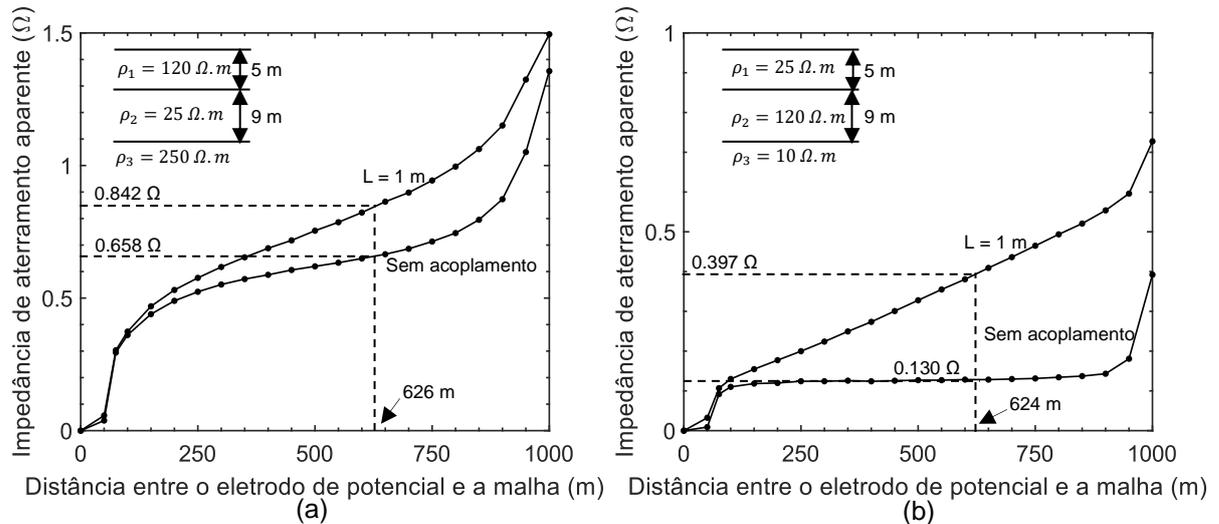


Fonte: Adaptada de Ma e Dawalibi (2001, p. 742).

Na Figura 13 são apresentados os resultados para o solo com três camadas. Na Figura 13a tem-se os resultados para um solo cuja camada intermediária é a de mais baixa resistividade e está entre duas camadas de resistividades mais altas, enquanto na Figura 13b são apresentados os resultados quando a camada intermediária tem resistividade mais alta e está entre duas camadas de resistividades mais baixas. Nela, verifica-se que os valores de impedância são maiores para o caso da Figura 13a, o que ocorre devido ao solo possuir duas camadas de alta resistividade. Dos resultados obtidos, tem-se um erro relativo de 28% para a medição da Figura 13a e de 205% para a medição da Figura 13b. O erro relativo maior nessa situação tem a mesma justificativa, de acordo com os autores, da situação para a medição no solo de $10 \Omega \cdot m$ (Figura 10), onde as resistividades mais baixas fazem com que a atenuação da tensão no aterramento seja mais rápida, enquanto o sinal relativo à tensão induzida decresce mais lentamente.

Em outra simulação, os autores aumentaram o comprimento da segunda camada do solo, representado na Figura 13b para 100 m. Dos resultados obtidos, verificou-se a redução do erro relativo para 57% em comparação aos 205% obtidos anteriormente. Essa redução indica que agora a camada intermediária predomina no comportamento das impedâncias e que agora o sinal de tensão no aterramento decresce mais lentamente.

Figura 13 – Resultados obtidos para solos de três camadas em que a (a) segunda camada tem a resistividade mais baixa e a (b) segunda camada tem a resistividade mais alta.



Fonte: Adaptada de Ma e Dawalibi (2001, p. 743).

Dimcev, Handjisk e Sekerinska (2003) realizaram um estudo com o objetivo de levantar curvas representativas de erros em medições de aterramentos em solos de duas camadas. Nesse estudo, os autores levaram em conta o acoplamento entre os circuitos de medição quando estão posicionados em direções opostas (ângulo de 180°). A metodologia aplicada consiste no cálculo do potencial no aterramento em um ponto P a partir da subdivisão deste em segmentos e do método das imagens, onde, de posse do valor de tensão, calcula-se a resistência de aterramento no ponto P. A partir dos valores de potencial em vários pontos, levanta-se a curva de resistência, que é considerada a referência. A partir da comparação entre a curva de resistência obtida nas medições e a obtida por meio de cálculos, obtém-se uma curva de erro relativo. Os autores realizaram o levantamento de curvas de erros para variadas configurações de malhas reticuladas e encontraram erros de até 50% para a condição em que os circuitos de corrente e tensão estão em direções opostas.

Farber e Katz (2012), assim como Rogers e White (1989), também utilizam a definição de plano complexo de retorno (DERI, TEVAN, *et al.*, 1981) e o método das imagens para determinar a impedância mútua entre os circuitos de medição. Neste trabalho, a impedância de aterramento foi determinada a partir da diferença entre a impedância medida e a impedância mútua calculada, de acordo com a formulação proposta. A diferença para o cálculo da impedância de aterramento é dada na forma

polar, ou na forma retangular. Assim deve-se realizar a medição não somente do módulo, mas também do ângulo da impedância.

Para demonstrar a aplicabilidade da formulação proposta, foram realizadas medições em quatro SEs. As medições foram feitas com os cabos dos circuitos de tensão e corrente paralelo entre si e separados por uma distância de 1 m. Os autores compararam os valores obtidos na primeira medição, onde a impedância das malhas das SEs foi determinada a partir da diferença entre o valor medido e a mútua calculada, e os valores obtidos na segunda medição, em que não há acoplamento devido aos circuitos estarem a 90° entre si.

Na Tabela 2 são apresentados os resultados, onde se verifica a boa proximidade dos valores obtidos a partir das condições consideradas. Foram levantadas curvas para a impedância mútua em função do comprimento do circuito de potencial para valores de resistividade do solo até 10000 Ω .m. O valor do comprimento do circuito de tensão variou, mantendo-se constante a distância de separação dos cabos de medição (1 m). Com as curvas levantadas, os autores sugerem a realização de medições considerando sempre a distância de separação entre os circuitos de 1 m, para que as curvas sejam consultadas e não seja sempre necessário realizar o cálculo da impedância mútua.

Tabela 2 – Resultados obtidos nas medições em quatro subestações por Faber e Katz (2012).

SE	Cabo de corrente (m)	Resistividade do solo (Ω .m)	Impedância medida (Ω)	Impedância mútua (Ω)	Resultado 0° (Ω)	Resultado 90° (Ω)	Diferença entre os resultados (%)
1	350	500	0,224 \angle 45°	0,095	0,164	0,162	1,2
2	450	50	0,175 \angle 30°	0,084	0,143	0,151	-5,3
3	600	110	0,161 \angle 59°	0,242	0,118	0,110	6,8
4	400	230	0,255 \angle 30°	0,162	0,207	0,215	-3,9

Fonte: Adaptada de Faber e Katz (2012, p. 322).

Em Hu *et al.* (2018) é apresentada uma nova metodologia para a separação das impedâncias de aterramento e da mútua em medições de SEs. Os autores desenvolveram equações para separar as duas impedâncias a partir da corrente aplicada na malha em diferentes frequências e das respectivas tensões desenvolvidas. Nessa perspectiva, construíram um equipamento capaz de apresentar ambos os valores para serem utilizados durante as medições. No método proposto, o EC é

posicionado, a partir do centro da malha, de 2,5 a 3,5 vezes o comprimento da maior diagonal da malha, enquanto o EP é posicionado em cinco distâncias diferentes, indo de 60% a 64% da distância entre o centro da malha e o EC. A medição deve ocorrer em duas frequências próximas à da rede. No trabalho, foram utilizadas as frequências de 47 e 53 Hz, por serem próximas ao padrão da China (50 Hz). A metodologia proposta foi testada por meio de simulações e da medição em uma SE de 500 kV, cuja diagonal da malha é de 599 m. Tanto nas simulações como nas medições, os resultados foram comparados com os obtidos no FoP. Nas simulações, os resultados obtidos com o método proposto ficaram melhores do que os obtidos a partir do FoP. Nas medições, ambos os métodos também apresentaram resultados bastante diferentes, sendo que o produzidos pelo FoP apresentaram maior divergência nas mudanças de direção dos circuitos que foram realizadas. Com o método proposto as medições apresentaram poucas diferenças com as mudanças de direção.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre aspectos relevantes relativos à medição da resistência de aterramento em subestações. O enfoque foi em relação a existência da conexão de cabos para-raios na malha de aterramento, na adequação do uso da corrente de 25 kHz para se determinar a resistência de uma malha de aterramento de grandes dimensões e na ocorrência de acoplamento eletromagnético entre os cabos dos circuitos de tensão e de corrente utilizados nas medições. Os trabalhos apresentados na seção 2.2 mostraram que a parcela da corrente de medição que sobe pelo CPR pode levar a erros significativos. São apresentadas, também, proposições de soluções para mitigar os efeitos provenientes da conexão CPR-malha. Dentre as soluções apresentadas, chama atenção o uso de correntes em frequências mais elevadas, se comparada às frequências usualmente utilizadas pelos equipamentos de medição, destacando-se a de 25 kHz. É importante ressaltar, contudo, que os possíveis impactos do uso de tal frequência ainda não estão claramente estabelecidos. Isso porque ainda são, relativamente, poucos os trabalhos que tratam dessa condição. Nesse sentido, destaca-se a necessidade de se avaliar, por exemplo, se na frequência de 25 kHz o aterramento, isoladamente, apresenta características de uma resistência de modo preponderante ou se apresenta características bem

definidas de uma impedância. Outro aspecto que merece destaque, diz respeito a ocorrência do acoplamento entre os cabos utilizados nos circuitos de medição (tensão e corrente) e seus efeitos (seção 2.3). Esses cabos, devido às dimensões das malhas de aterramento, normalmente são bastante longos. Adicionalmente, o uso de correntes de frequências mais elevadas potencializa o acoplamento, podendo seus efeitos serem significativos. Tais aspectos, conexão CPR-malha, comportamento da malha frente a correntes de medição em frequências mais elevadas e acoplamento dos circuitos de medição, são condições avaliadas neste trabalho.

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS

3.1 INTRODUÇÃO

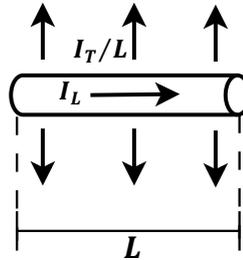
Um dos objetivos desse trabalho é avaliar os efeitos produzidos pela frequência de 25 kHz em medições de malhas típicas de SEs. O cumprimento desse objetivo se dará por meio de comparações dos resultados obtidos considerando correntes nas frequências de 100 Hz e 25 kHz. Para a obtenção da resposta do aterramento em relação a sua impedância, as malhas serão simuladas em ambiente computacional, sendo modeladas a partir do Modelo Eletromagnético Híbrido (HEM, do inglês *Hybrid Electromagnetic Model*). O HEM é uma técnica que utiliza uma combinação da modelagem baseada na teoria eletromagnética e na teoria de circuitos elétricos, o que justifica seu nome (SILVA, 2016). Essa técnica foi desenvolvida visando-se determinar a resposta de aterramentos a correntes de natureza impulsiva. Apesar do foco deste trabalho não ser a investigação do comportamento de aterramentos frente a correntes dessa natureza, ainda assim o HEM será utilizado por apresentar a resposta do aterramento no domínio da frequência, o que garante a obtenção das impedâncias das malhas nas frequências de interesse. Na próxima seção é apresentada uma breve descrição dessa técnica.

3.2 MODELAGEM DE ATERRAMENTOS ELÉTRICOS POR MEIO DO HEM

O HEM foi, inicialmente, utilizado em estudos relacionados ao comportamento de aterramentos formados por condutores de geometria cilíndrica submetidos a eventos rápidos, como as descargas atmosféricas. Esse é o caso das malhas de aterramento presentes em subestações. De modo geral, o eletrodo de aterramento apresenta uma distribuição da corrente elétrica com as seguintes características: i) corrente longitudinal, presente ao longo do condutor e ii) corrente transversal, que se dispersa do condutor para o meio em que está inserido (VISACRO e SOARES JR., 2005; ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). Na Figura 14 é apresentado um segmento de eletrodo de comprimento L inserido no solo com as duas fontes de corrente representadas. Conforme a estilização, a corrente transversal (I_T) se dispersa

uniformemente do condutor para o solo, enquanto a corrente longitudinal (I_L) circula ao longo do eletrodo.

Figura 14 – Fontes de corrente transversal e longitudinal representadas em um eletrodo.



Fonte: Adaptada de Silva (2016, p. 30).

A fonte de corrente transversal, de natureza divergente, apresenta apenas efeitos elétricos, enquanto a fonte longitudinal, de natureza solenoidal, tem efeitos eletromagnéticos associados. O campo elétrico associado à fonte transversal é de natureza conservativa e é responsável por gerar elevação de potencial em relação ao infinito em pontos genéricos no meio em que o eletrodo está inserido, inclusive nele mesmo e em outros eletrodos próximos (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). Já a fonte longitudinal possui um campo magnético associado, cuja variação temporal gera um campo elétrico não-conservativo. Este campo gera uma força eletromotriz induzida em outros eletrodos e no próprio eletrodo (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). O comportamento eletromagnético de uma malha de aterramento é obtido, então, pela superposição dos efeitos transversais e longitudinais, que são expressos, respectivamente, pelo potencial escalar elétrico (V) associado ao campo elétrico gerado pela corrente transversal, e pelo potencial vetor magnético (\vec{A}) associado ao campo magnético gerado pela corrente longitudinal.

3.2.1 Formulação matemática do modelo

Considera-se, inicialmente, um solo caracterizado como sendo um meio linear, homogêneo e isotrópico, com condutividade elétrica σ , permissividade elétrica ε e permeabilidade magnética μ . A esse solo está associada uma constante de propagação γ , dada por:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu (\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (3)$$

em que:

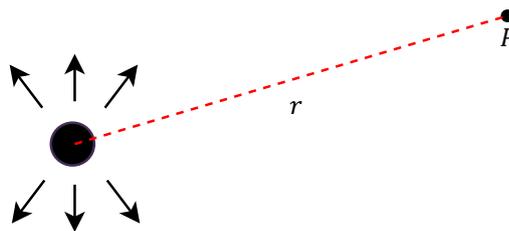
- $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência da corrente;
- α é a constante de atenuação;
- β é a constante de defasamento.

Seja uma fonte de corrente pontual imersa nesse solo, cuja corrente total varia no domínio do tempo, dada por $I_T = |I_T|e^{j\omega t}$. Estando essa fonte afastada de um ponto P por uma distância r (Figura 15), tem-se o potencial escalar elétrico V e o vetor campo elétrico \vec{E}_V associados a essa fonte conforme as equações (4) e (5) (ALÍPIO, 2008), sendo \vec{a}_r o vetor unitário na direção radial.

$$V = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)} \frac{I_T}{r} e^{-\gamma r} \quad (4)$$

$$\vec{E}_V = -\vec{\nabla}V = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)} \frac{I_T}{r^2} (1 + \gamma r) e^{-\gamma r} \vec{a}_r \quad (5)$$

Figura 15 – Fonte pontual de corrente divergente.

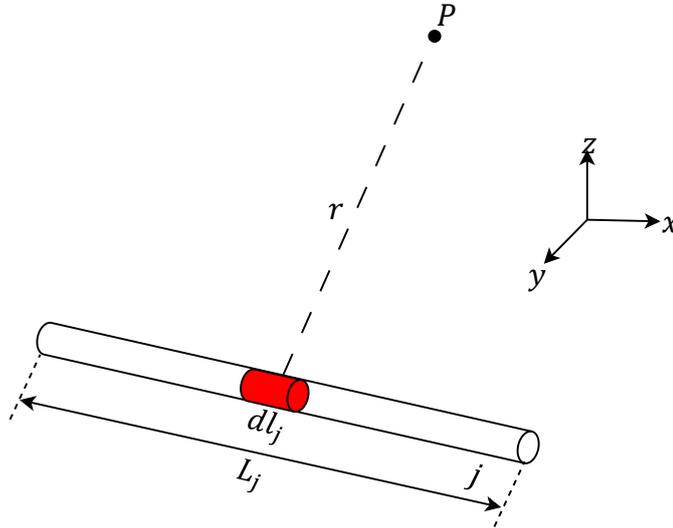


Fonte: O autor (2023).

Considera-se, agora, um eletrodo cilíndrico de comprimento L_j , denotado eletrodo emissor, que dispersa uma corrente total I_{Tj} no solo (Figura 16). Esse eletrodo pode ser dividido em segmentos de comprimento infinitesimal dl_j , por onde flui uma corrente transversal constante dI_{Tj} , determinada pela equação (6) (SILVA, 2016).

$$dI_{Tj} = \frac{I_{Tj}}{L_j} dl_j \quad (6)$$

Figura 16 – Eletrodo emissor (j) e um ponto P separados por uma distância r .



Fonte: Adaptada de Silva (2016, p. 31).

Assim como no caso da fonte pontual, a corrente I_{Tj} também apresenta variação temporal dada por $I_{Tj} = |I_{Tj}|e^{j\omega t}$. A soma dos potenciais escalares médios produzidos por cada um dos segmentos dl_j dispersando uma corrente dI_{Tj} no solo, em relação ao ponto P , fornece o potencial escalar médio (V) de todo o eletrodo sobre o ponto P . Assim, de modo similar à equação (4) (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011), tem-se que:

$$V = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)} \int_{L_j} \frac{I_{Tj}}{L_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_j \quad (7)$$

De maneira semelhante, o campo elétrico (\vec{E}_V) sobre o ponto P também é dado pela soma infinitesimal dos campos gerados pelas fontes de corrente transversal dl_j . Assim,

$$\vec{E}_V = -\vec{\nabla}V = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)} \int_{L_j} \frac{I_{Tj}}{L_j} \frac{(1 + \gamma r)}{r^2} e^{-\gamma r} dl_j \vec{a}_r \quad (8)$$

Considera-se agora que o segmento infinitesimal dl_j da Figura 16 é percorrido por uma corrente longitudinal dada por $I_{Lj} = |I_{Lj}|e^{j\omega t}$. O potencial vetor magnético e o campo elétrico não-conservativo infinitesimais gerados por essa corrente sobre o ponto P são obtidos, respectivamente, nas equações (9) e (10) (SILVA, 2016).

$$d\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{I_L}{r} e^{-\gamma r} d\vec{l} \quad (9)$$

$$d\vec{E}_A = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \frac{I_L}{r} e^{-\gamma r} d\vec{l} \quad (10)$$

Assim, o potencial vetor magnético (\vec{A}) e o campo não-conservativo (\vec{E}_A) no ponto P , associados à corrente I_{Lj} , são dados por (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{L_j} I_{Lj} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_j \quad (11)$$

$$\vec{E}_A = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \int_{L_j} I_{Lj} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_j \quad (12)$$

O campo elétrico total (\vec{E}) sobre o ponto P é dado pela soma vetorial do campo elétrico conservativo de natureza divergente (\vec{E}_V) e o campo elétrico não-conservativo de natureza solenoidal (\vec{E}_A):

$$\vec{E} = \vec{E}_V + \vec{E}_A \quad (13)$$

Seja o ponto P , agora, um ponto na superfície de outro eletrodo de comprimento L_i , denotado como receptor, como apresentado na Figura 17. A densidade de corrente transversal que deixa o eletrodo emissor produz no receptor um potencial escalar médio (V_{ij}) dado por (VISACRO e SOARES JR., 2005; ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$V_{ij} = \frac{1}{L_i} \int_{L_i} V_j dl_i \quad (14)$$

que por sua vez, a partir da equação (7), é dado por:

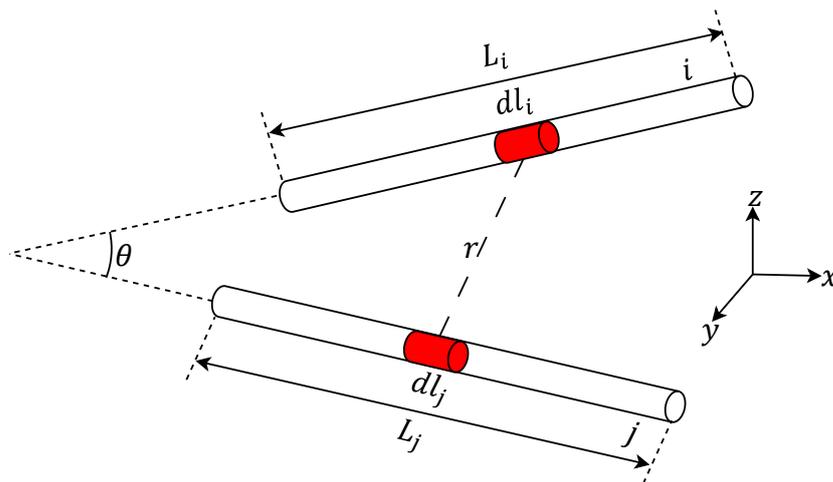
$$V_{ij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)L_j L_i} \int_{L_i} \int_{L_j} I_{Tj} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_j dl_i \quad (15)$$

A corrente longitudinal que percorre o emissor induz no receptor uma força eletromotriz (ΔV_{ij}) calculada de acordo com a equação (16), que por sua vez, a partir da equação (11), é dada pela equação (17) (VISACRO e SOARES JR., 2005; ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011).

$$\Delta V_{ij} = \int_{L_i} \vec{E}_A \cdot d\vec{l}_i \quad (16)$$

$$\Delta V_{ij} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \int_{L_i} \int_{L_j} I_{Lj} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_j \cdot d\vec{l}_i \quad (17)$$

Figura 17 – Eletrodos emissor (*j*) e receptor (*i*) separados por uma distância *r*.



Fonte: Adaptada de Silva (2016, p. 33).

As equações (14) a (17) representam o modelo matemático do HEM. Para o cálculo das grandezas de interesse dadas pelas equações apresentadas, é

necessário determinar as distribuições de corrente I_{Tj} e I_{Lj} , o que será explanado na próxima subseção.

3.2.2 Solução matemática do modelo a partir do Método dos Momentos

Uma vez determinadas as distribuições de corrente I_{Tj} e I_{Lj} , passa a ser possível resolver as equações integrais (14) a (17). Assim, é possível obter grandezas diversas de interesse aplicado ao estudo de aterramentos, como os perfis de potencial e o campo elétrico ao longo de uma malha de aterramento e na superfície. A solução destas equações pode ser obtida por meio do Método dos Momentos (MoM - *Method of Moments*) (HARRINGTON, 1993). Com o MoM as equações integrais podem ser transformadas em um sistema matricial de equações lineares, que podem então ser resolvidas por meio de algoritmos de inversão/fatoração de matrizes (SILVA, 2016).

Na subseção anterior, as equações (14) a (17) foram levantadas para eletrodos cilíndricos de comprimentos relativamente pequenos, de forma que a corrente transversal se distribuí uniformemente ao longo dos eletrodos e a corrente longitudinal é uniforme em toda a extensão deles (SILVA, 2016). Essa consideração é necessária para aplicação do MoM, de modo que os eletrodos precisam ser discretizados em segmentos bem pequenos. Neste caso, esses segmentos seriam os eletrodos emissor e receptor da Figura 17, por exemplo.

Considera-se agora um eletrodo de comprimento L e raio a . Esse eletrodo será discretizado em N segmentos de comprimento ℓ , tal que $\ell = L/N$. A relação entre ℓ e a , para cada segmento, deve ser tal que $\ell \gg a$. Assim, cada segmento pode ser aproximado por um condutor filamental de corrente (HARRINGTON, 1993). Além disso, ℓ deve ser suficientemente pequeno de modo que a corrente transversal do segmento possa ser considerada uniforme ao longo de seu comprimento e a corrente longitudinal seja uniforme ao longo de sua extensão. Assim, o comprimento ℓ deve atender a ambas as condições e, também, deve ser definido visando minimizar o esforço computacional (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). Por ser uma técnica bastante robusta, por utilizar as equações de Maxwell, o HEM demanda elevado esforço computacional, assim a escolha adequada de ℓ pode contribuir para a redução desse esforço.

Com a escolha adequada de ℓ , as distribuições de corrente transversal ($I_{Tj}(\ell)$) e longitudinal ($I_{Lj}(\ell)$) podem ser aproximadas por uma combinação linear de N funções base $P_n(\ell)$ multiplicada por coeficientes desconhecidos (I_{Tn} e I_{Ln}), conforme as equações (18) e (19) (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011; SILVA, 2016).

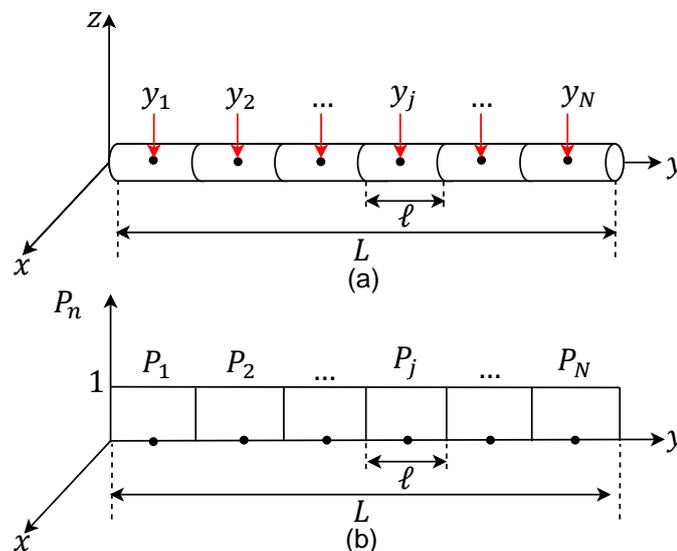
$$I_{Tj}(\ell) = \sum_{n=1}^N I_{Tn} P_n(\ell) \quad (18)$$

$$I_{Lj}(\ell) = \sum_{n=1}^N I_{Ln} P_n(\ell) \quad (19)$$

As funções base $P_n(\ell)$ são escolhidas como funções pulso (Figura 18), de forma que se tem uma representação constante por segmento de uma função polinomial das distribuições de corrente (SILVA, 2016). Essa escolha garante a redução do esforço computacional na aplicação da modelagem. Assim, essas funções são definidas como:

$$P_n(\ell) = \begin{cases} 1, & \text{no segmento } j \\ 0, & \text{para os demais} \end{cases} \quad (20)$$

Figura 18 – Aproximação da distribuição de corrente: (a) discretização do eletrodo em segmentos e (b) representação da função de base para cada segmento.



Fonte: Adaptada de Silva (2016, p. 36).

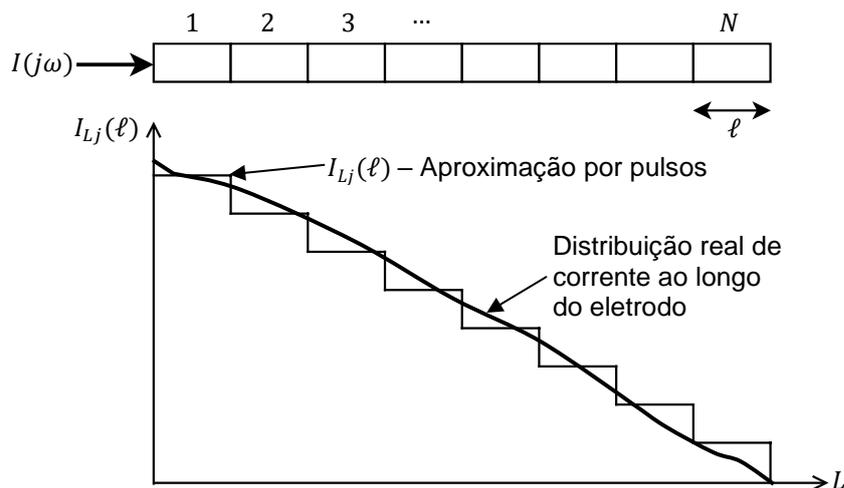
Conhecidas as funções base, os coeficientes desconhecidos I_{Tn} e I_{Ln} são definidos como (SILVA, 2016):

$$I_{T_n} = \begin{cases} \frac{I_{Tj}}{\ell}, & \text{no segmento } j \\ 0, & \text{para os demais} \end{cases} \quad (21)$$

$$I_{L_n} = \begin{cases} I_{Lj}, & \text{no segmento } j \\ 0, & \text{para os demais} \end{cases} \quad (22)$$

Na Figura 19, tem-se ilustrada a distribuição de corrente longitudinal no eletrodo de aterramento, de acordo com as considerações realizadas para a aproximação por pulsos. Na aproximação por pulsos das duas distribuições de corrente é importante, como já discutido, atender ao critério de que o comprimento dos segmentos (ℓ) seja suficiente pequeno. Assim, a corrente transversal estará uniformemente distribuída ao longo do segmento e a corrente longitudinal será uniforme em toda a extensão dos elementos discretizados. Além disso, o raio do eletrodo deve ser muito menor que ℓ , de modo que os segmentos são considerados filamentos.

Figura 19 – Distribuição de corrente longitudinal ao longo do eletrodo.



Fonte: Adaptada de Alípio (2008, p. 73).

Considerando os efeitos transversais, o acoplamento entre os segmentos j (emissor) e i (receptor), é obtido, levando em conta (18), (20) e (21), a partir da equação (15) (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$V_{ij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_j\ell_i} \sum_{n=1}^N I_{Tj} \int_{\ell_i} \int_{\ell_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_j dl_i \quad (23)$$

A equação (23) determina a elevação de potencial escalar média em relação ao infinito no i -ésimo elemento devido à corrente transversal que deixa o elemento j . Levando em conta os N elementos discretos do eletrodo, têm-se a elevação de potencial médio (V_i) em i devido a todos os elementos (ALÍPIO, 2008):

$$V_i = I_{T1} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_1\ell_i} \int_{\ell_i} \int_{\ell_1} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_1 dl_i + I_{T2} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_2\ell_i} \int_{\ell_i} \int_{\ell_2} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_2 dl_i + \dots + I_{TN} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_N\ell_i} \int_{\ell_i} \int_{\ell_N} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_N dl_i \quad (24)$$

Variando-se i de 1 até N , tem-se o potencial médio em cada elemento (ALÍPIO, 2008):

$$\begin{aligned} V_1 &= I_{T1} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_1\ell_1} \int_{\ell_1} \int_{\ell_1} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_1 dl_1 + \dots + I_{TN} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_N\ell_1} \int_{\ell_1} \int_{\ell_N} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_N dl_1 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ V_N &= I_{T1} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_1\ell_N} \int_{\ell_N} \int_{\ell_1} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_1 dl_N + \dots + I_{TN} \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_N\ell_N} \int_{\ell_N} \int_{\ell_N} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_N dl_N \end{aligned} \quad (25)$$

As N equações dadas em (25) são linearmente independentes, de modo que podem ser reescritas na forma matricial como:

$$[V] = [Z_T][I_T] \quad (26)$$

em que:

- $[V]$ é o vetor elevação de potencial médio em cada segmento, de dimensão $N \times 1$;
- $[I_T]$ é o vetor de corrente transversal dispersada em cada segmento, de dimensão $N \times 1$;
- $[Z_T]$ é a matriz impedância transversal de dimensão $N \times N$.

Os termos da matriz impedância transversal são dados por (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$Z_{Tij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)\ell_j\ell_i} \int_{\ell_i} \int_{\ell_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_j dl_i \quad (27)$$

Os termos Z_{Tij} correspondem à impedância transversal entre dois segmentos, sendo um o elemento emissor de corrente (j) e o outro o receptor (i). A impedância Z_{Tij} é a razão entre o potencial escalar médio em i devido à corrente dispersada por j e a corrente transversal de j . Ela representa os acoplamentos elétricos (capacitivo e condutivo) próprio e mútuo entre os elementos discretizados do eletrodo (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). Como observado da equação (27), o valor de Z_{Tij} depende apenas da geometria do aterramento e dos parâmetros elétricos e magnéticos do solo.

Considerando agora os efeitos longitudinais, a variação da tensão induzida (ΔV_{ij}) em um elemento i devido à corrente longitudinal sobre j é dada, levando em conta as relações dadas em (19), (20) e (22), de acordo com (17) como (ALÍPIO, 2008):

$$\Delta V_{ij} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{Ln} \iint_{\ell_i\ell_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_j \cdot d\vec{l}_i \quad (28)$$

De forma semelhante ao procedimento adotado para os efeitos transversais, varia-se i e j de 1 até N na equação (28). Assim, são obtidas N equações linearmente independentes representando a queda de tensão induzida sobre o segmento i devido a corrente longitudinal em todos os elementos discretos. Logo, o sistema de equações obtido é representado como (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$[\Delta V] = [Z_L][I_L] \quad (29)$$

em que:

- $[\Delta V]$ é o vetor queda de tensão induzida em cada segmento de dimensão $N \times 1$;
- $[I_L]$ é o vetor de corrente longitudinal em cada segmento de dimensão $N \times 1$;
- $[Z_L]$ é a matriz impedância longitudinal de dimensão $N \times N$.

Os termos da matriz impedância longitudinal são dados por (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$Z_{Lij} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \int_{\ell_i} \int_{\ell_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_j \cdot d\vec{l}_i \quad (30)$$

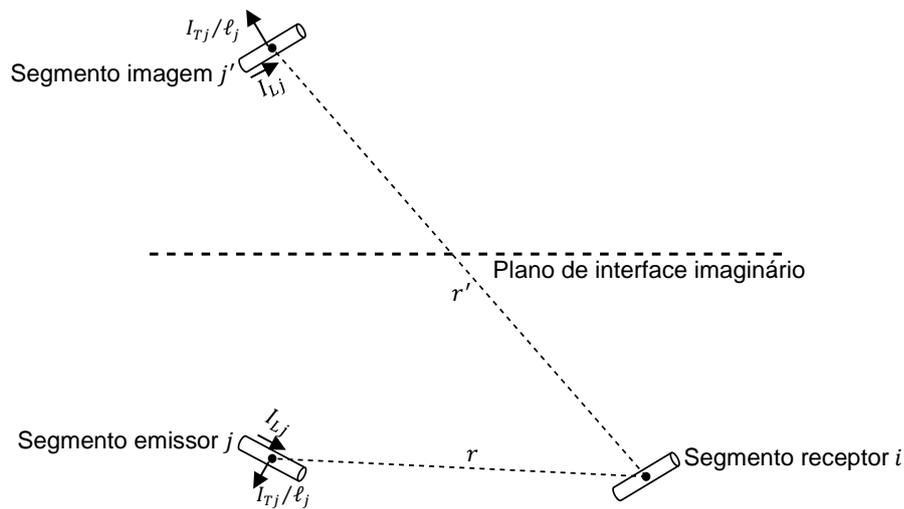
Os termos Z_{Lij} correspondem à impedância transversal entre dois segmentos, sendo um o elemento emissor de corrente (j) e o outro o receptor (i). A impedância Z_{Lij} é a razão entre a queda de tensão induzida em i devido à corrente ao longo de j e a corrente longitudinal de j . Ela representa os acoplamentos magnéticos (indutivo e resistivo) próprio e mútuo entre os elementos discretizados do eletrodo (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). Como observado da equação (30), o valor de Z_{Lij} depende apenas da geometria do aterramento e dos parâmetros elétricos e magnéticos do solo.

O cálculo dos termos de $[Z_T]$ e $[Z_L]$, dados nas equações (27) e (30), são válidos considerando o solo um meio infinito. Essa consideração, no entanto, é inadequada quando se trata de sistemas de aterramento, pois os solos devem ser considerados meios semi-infinitos e os efeitos da interface solo-ar devem ser levados em consideração na obtenção das duas impedâncias.

Seja um solo caracterizado pelos parâmetros σ , ε e μ e o ar caracterizado por σ_a , ε_a e μ , em que σ_a e ε_a são a condutividade elétrica e a permissividade elétrica do ar, respectivamente. Para a consideração da presença do ar, deve-se introduzir a imagem do segmento emissor (SILVA, 2016), conforme apresentado na Figura 20. O segmento imagem (j') dispersa uma corrente transversal idêntica à do segmento j e é percorrido por uma corrente longitudinal também igual à do segmento j . O

comprimento do segmento imagem também é idêntico ao comprimento do segmento receptor, assim como os dois elementos são equidistantes em relação ao plano de interface imaginário.

Figura 20 – Configuração do sistema considerando a imagem do eletrodo emissor.



Fonte: Adaptada de Silva (2016, p. 40).

Na Figura 20, r é a distância entre o ponto médio do segmento emissor ao ponto médio do receptor, enquanto r' é a distância do ponto médio do segmento imagem ao ponto médio do receptor.

Para levar em conta os efeitos da interface solo-ar na impedância transversal (Z_{Tij}) deve-se aplicar o método das imagens modificado (SCHROEDER, 2001). Neste método os efeitos da interface solo-ar no campo eletromagnético associado à fonte transversal de corrente são avaliados. Para essa avaliação considera-se que a parcela da onda refletida, após a incidência no plano de interface entre os dois meios, depende de um fator de reflexão (Γ_r) que depende dos parâmetros eletromagnéticos dos meios, calculado como (SILVA, 2016):

$$\Gamma_r = \frac{(\sigma + j\omega\varepsilon) - (\sigma_a + j\omega\varepsilon_a)}{(\sigma + j\omega\varepsilon) + (\sigma_a + j\omega\varepsilon_a)} \quad (31)$$

Assim, nos termos Z_{Tij} deve ser levada em conta a parcela associada à imagem de cada segmento multiplicado por Γ_r , de modo que:

$$Z_{Tij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)\ell_j\ell_i} \left(\int_{\ell_i} \int_{\ell_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_j dl_i + \int_{\ell_i} \int_{\ell_j'} \Gamma_r \frac{e^{-\gamma r'}}{r'} dl_j' dl_i \right) \quad (32)$$

em que ℓ_j' corresponde ao comprimento do segmento imagem que é igual ao comprimento do segmento receptor (ℓ_j).

Na impedância longitudinal (Z_{Lij}) os efeitos da interface solo-ar são levados em consideração a partir da aplicação do método das imagens tradicional. Neste caso não se considera o processo de reflexão, pois a corrente longitudinal se propaga de maneira diferente da corrente transversal, que é divergente (SILVA, 2016). Assim, os termos Z_{Lij} podem ser calculados como:

$$Z_{Lij} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \left(\int_{\ell_i} \int_{\ell_j} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_j \cdot d\vec{l}_i + \int_{\ell_i} \int_{\ell_j'} \frac{e^{-\gamma r'}}{r'} d\vec{l}_j' \cdot d\vec{l}_i \right) \quad (33)$$

Como visto até aqui, os efeitos transversais e longitudinais foram avaliados de forma independente. Contudo, tais efeitos não são independentes, devido à unicidade do sistema sob estudo, de modo que ambos os efeitos devem ser acoplados.

O acoplamento é realizado levando em conta os dois sistemas matriciais apresentados nas equações (26) e (29). Inicialmente as matrizes $[Z_T]$ e $[Z_L]$ devem ser invertidas, obtendo-se, então, as matrizes admitância transversal, $[Y_T] = [Z_T]^{-1}$, e admitância longitudinal, $[Y_L] = [Z_L]^{-1}$. Assim, tem-se que (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

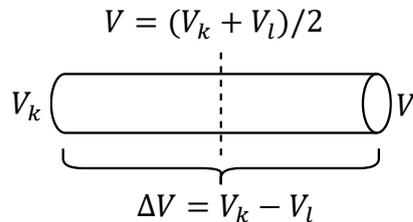
$$[I_T] = [Y_T][V] \quad (34)$$

$$[I_L] = [Y_L][\Delta V] \quad (35)$$

Após a obtenção das novas equações matriciais, dadas em (34) e (35), deve-se estabelecer a relação entre os vetores $[V]$ e $[\Delta V]$ com as tensões V_N , correspondentes aos potenciais nos nós dos segmentos. Para tal considera-se um segmento genérico, apresentado na Figura 21, cujos nós, nas extremidades do segmento, são

denotados como k e l . As tensões correspondentes aos nós k e l são V_k e V_l , respectivamente.

Figura 21 – Relação de V e ΔV com os potenciais nodais.



Fonte: Adaptada de Alípio (2008, p. 74).

Conforme visto na Figura 21, duas relações ficam estabelecidas (VISACRO e SOARES JR., 2005; ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011). A primeira diz respeito ao potencial escalar médio (V), que é dado pela média aritmética entre os potenciais nodais. A segunda, em relação à queda de tensão induzida (ΔV), diz que ΔV é igual à diferença entre os potenciais nodais. A partir dessas relações, as equações matriciais (34) e (35) podem ser modificadas para considerar o vetor de potenciais nodais $[V_N]$, de modo que:

$$[I_T] = [Y_{TM}] [V_N] \quad (36)$$

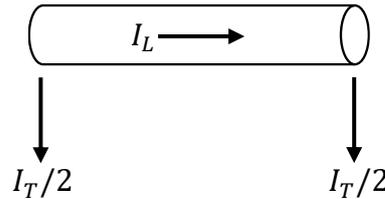
$$[I_L] = [Y_{LM}] [V_N] \quad (37)$$

Nas equações (36) e (37), as matrizes $[Y_{TM}]$ e $[Y_{LM}]$ correspondem, respectivamente às matrizes admitância transversal modificada e admitância longitudinal modificada. Considerando o número total de nós, levando em conta todos os segmentos do aterramento sob estudo, igual a p , ambas as matrizes têm dimensão $N \times p$, enquanto $[V_N]$ tem dimensão $p \times 1$. As matrizes $[Y_{TM}]$ e $[Y_{LM}]$ são obtidas levando em conta as transformações necessárias, apresentadas na Figura 21, para deixar $[V]$ e $[\Delta V]$ em função dos potenciais nodais.

Por fim, falta determinar a relação entre as correntes transversal e longitudinal. O estabelecimento dessa relação é feito forçando-se a lei de Kirchoff das correntes em cada nó do sistema sob estudo (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011).

Essa lei estabelece que a somatória das correntes em um nó é igual a zero. Para aplicação da lei de Kirchoff, considera-se o segmento apresentado na Figura 22, onde a corrente transversal é dividida igualmente entre as extremidades do elemento e a corrente longitudinal o percorre.

Figura 22 – Segmento indicando a relação entre as correntes transversal e longitudinal.



Fonte: Adaptada de Alípio (2008, p. 76).

A partir da aplicação da lei de Kirchoff das correntes estabelece-se as relações entre as duas correntes, de modo que o sistema matricial formado pelas equações (36) e (37) pode ser reduzido a uma única equação matricial da forma (ALÍPIO, 2008; ALÍPIO, AFONSO, *et al.*, 2011):

$$[I_N] = [Y][V_N] \quad (38)$$

em que:

- $[Y]$ é a matriz admitância nodal, que corresponde a matriz obtida a partir das relações entre as correntes e $[Y_{TM}]$ e $[Y_{LM}]$, de dimensão $p \times p$;
- $[I_N]$ é o vetor das correntes injetadas nos nós, de dimensão $p \times 1$.

A solução da equação (38) fornece as tensões nodais, de onde outras variáveis de interesse podem ser obtidas, como as correntes transversal e longitudinal em cada segmento, assim como o potencial escalar médio e a queda de tensão induzida. Como informações adicionais tem-se que (ALÍPIO, 2008; SEGANTINI, 2018):

- como os cálculos são realizados no domínio da frequência pode-se considerar a variação dos parâmetros elétricos do solo, σ e ε com a frequência;

- se for injetada uma corrente harmônica de 1 A em um nó p do sistema, tem-se que a impedância harmônica, para uma faixa de frequências de interesse, vista por esse nó, corresponde à tensão desenvolvida nele, calculada de acordo com (38);
- como $[Y]$ é obtida diretamente das matrizes de admitância transversal e longitudinal, ela condensa os acoplamentos eletromagnéticos entre os diversos elementos do aterramento, assim como os efeitos de propagação. Logo, essa matriz caracteriza de forma completa o comportamento do aterramento no domínio da frequência.

3.3 MODELAGEM DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO SOLO COM A FREQUÊNCIA

Em baixas frequências, como aquelas próximas à industrial, assume-se que o solo se comporta como uma resistência pura, logo sua caracterização pode ser dada pela condutividade elétrica (σ). Com o aumento da frequência, além dos efeitos resistivos, o solo apresenta também efeitos indutivos e capacitivos. Assim, em frequências mais altas, o solo deve ser caracterizado também pela permissividade elétrica (ϵ) e pela permeabilidade magnética (μ). A permeabilidade magnética do solo é considerada constante e apresenta valor igual à permeabilidade do vácuo. A condutividade e a permissividade, no entanto, apresentam variação com a frequência (CAVKA, MORA e RACHIDI, 2014). A seguir, alguns trabalhos que apresentam modelos para a variação de σ e ϵ com a frequência serão brevemente explanados.

Scott *et al.* (1964) desenvolveram um modelo para a condutividade e a permissividade relativa (ϵ_r), baseado em medições realizadas em laboratório, para amostras de solo com diferentes níveis de umidade na faixa de frequências de 100 Hz a 1 MHz. Os dados obtidos nas medições foram ajustados por meio de métodos de ajuste de curvas, de modo que as expressões apresentadas nas equações (39) e (40) foram obtidas. Nas equações, $\sigma_{100\text{ Hz}}$ é a condutividade do solo medida em 100 Hz dada em mS/m.

$$\begin{cases} \sigma(f) = 10^{K-3} \\ K = 0,028 + 1,098 \log(\sigma_{100\text{Hz}}) - 0,068 \log(f) + \\ \quad 0,036 \log^2(\sigma_{100\text{Hz}}) - 0,046 \log(f) \log(\sigma_{100\text{Hz}}) + 0,018 \log^2(f) \end{cases} \quad (39)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_r(f) = 10^D \\ D = 5,491 + 0,946 \log(\sigma_{100\text{Hz}}) - 1,097 \log(f) + \\ \quad 0,069 \log^2(\sigma_{100\text{Hz}}) - 0,114 \log_{10}(f) \log(\sigma_{100\text{Hz}}) + 0,067 \log^2(f) \end{cases} \quad (40)$$

Smith e Longmire (1975) desenvolveram um modelo aplicado para a faixa de frequências de 1 a 10^{12} Hz, denominado “modelo universal do solo”. Os autores utilizaram os dados de Scott *et al.* (1964) e dados de medição em laboratório que correspondem aos valores de σ e ε para amostras de concreto e argamassa. Foram utilizados modelos de ajuste para extrapolar os dados obtidos, de modo que expressões para $\sigma(f)$ e $\varepsilon_r(f)$, apresentadas nas equações (41) e (42) (SMITH e LONGMIRE, 1975), foram obtidas para a faixa de frequências especificada.

$$\sigma(f) = \sigma_0 + \varepsilon_0 \sum_{i=1}^{13} a_i F_i \frac{\left(\frac{2\pi f}{F_i}\right)^2}{1 + \left(\frac{2\pi f}{F_i}\right)^2} \quad (41)$$

$$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_\infty + \sum_{i=1}^{13} \frac{a_i}{1 + \left(\frac{2\pi f}{F_i}\right)^2} \quad (42)$$

Nas expressões, os parâmetros σ_0 , ε_0 e ε_∞ correspondem, respectivamente, a condutividade em baixas frequências, a permissividade elétrica no vácuo e a permissividade relativa na faixa superior do espectro (10^{12} Hz). A partir da extrapolação dos dados, tem-se $\varepsilon_\infty = 5$, enquanto σ_0 depende da umidade do solo (w), expressa em porcentagem do volume de água no solo, dada por (SMITH e LONGMIRE, 1975):

$$\sigma_0 = 8 \times 10^{-3} \left(\frac{w}{10}\right)^{1,54} \quad (43)$$

O valor de F_i também depende de w e é calculado como expresso na equação (44) (SMITH e LONGMIRE, 1975). Os coeficientes a_i são apresentados na Tabela 3.

$$F_i = \left(\frac{w}{10} \right)^{1,28} 10^{i-1} \quad (44)$$

Tabela 3 – Coeficientes a_i .

i	a_i	i	a_i
1	3400000	8	12,5
2	274000	9	4,8
3	25800	10	2,17
4	3380	11	0,98
5	526	12	0,392
6	133	13	0,173
7	27,2	-	-

Fonte: Retirada de Cavka, Mora e Rachidi (2014, p. 179).

O modelo de Messier (1980; 1985) também foi baseado nas medições em laboratório de Scott *et al.* (1964). As expressões obtidas para a dependência dos parâmetros do solo com a frequência, válidas para a faixa de frequências de 100 Hz a 1 MHz, são apresentadas nas equações (45) e (46) (MESSIER, 1980; MESSIER, 1985). Mais uma vez os parâmetros σ_0 e ε_∞ representam, respectivamente, a condutividade em baixas frequências e a permissividade relativa na frequência mais alta do espectro (1 MHz). Diferentemente do modelo anterior, σ_0 não é calculada de acordo com a umidade do solo, mas sim obtida por meio de medições. Tem-se $\varepsilon_\infty = 8$ para esse modelo obtido a partir do ajuste dos dados de medição.

$$\sigma(f) = \sigma_0 \left(1 + \sqrt{\frac{4\pi f \varepsilon_\infty}{\sigma_0}} \right) \quad (45)$$

$$\varepsilon_r(f) = \frac{\varepsilon_\infty}{\varepsilon_0} \left(1 + \sqrt{\frac{\sigma_0}{\pi f \varepsilon_\infty}} \right) \quad (46)$$

Visacro e Portela (1987), desenvolveram um modelo a partir de medições, feitas em laboratório, de três amostras de solo, válido para as frequências de 40 Hz a 2 MHz. As expressões são apresentadas nas equações (47) e (48), onde $\sigma_{100 \text{ Hz}}$

representa a condutividade medida em 100 Hz. O trabalho dos autores destaca-se por ter sido desenvolvido para aplicação na avaliação de transitórios em aterramentos associados à incidência de descargas atmosféricas, sendo um dos primeiros a tratar desse tema (ALÍPIO, 2013).

$$\sigma(f) = \sigma_{100\text{Hz}} \left(\frac{f}{100} \right)^{0,072} \quad (47)$$

$$\varepsilon_r(f) = 2,34 \times 10^6 \left(\frac{1}{\sigma_{100\text{Hz}}} \right)^{-0,535} \cdot f^{-0,597} \quad (48)$$

Portela (1999), formulou outro modelo também baseado em medições de amostras de solo em laboratório. As expressões foram levantadas para a faixa de 100 Hz a 2 MHz e, assim como no trabalho anterior, o modelo foi elaborado com interesse na avaliação de transitórios associados à incidência de descargas atmosféricas. O modelo desenvolvido tem a seguinte forma (PORTELA, 1999; LIMA, 2010):

$$\sigma + j\omega\varepsilon = K_0 + K_1\omega^\alpha \quad (49)$$

em que $\omega = 2\pi f$, K_0 é uma constante real, independente da frequência, K_1 é uma constante complexa e α é uma constante real entre 0 e 1. A partir de uma análise estatística dos resultados obtidos nas medições, tem-se que (PORTELA, 1999):

$$\sigma(f) + j\omega\varepsilon(f) = \sigma_{100\text{Hz}} + \Delta_i \left[\cot\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) + j \right] \left(\frac{\omega}{2\pi \cdot 10^6} \right)^\alpha \quad (50)$$

onde Δ_i corresponde à variação de $\omega\varepsilon$ entre 100 Hz e 1 MHz. Os valores de α e Δ_i podem ser determinados a partir da análise dos dados de medição obtidos pelo autor. Esses parâmetros podem ser determinados, ainda, por meio de distribuições estatísticas, onde valores razoáveis para α e Δ_i podem ser obtidos para estudos que avaliam o comportamento do solo sob solicitações transitórias (SILVA, 2016). Considerando-se os resultados das avaliações de desempenho de sistemas de aterramento submetidos a correntes características de descargas atmosféricas, são sugeridos os valores a seguir, com base nas distribuições estatísticas, para solos com resistividade em baixa frequência na faixa de 100 a 10000 $\Omega \cdot \text{m}$ (PORTELA, 2002):

- Para a obtenção de valores medianos: $\alpha \cong 0,706$ e $\Delta_i = 11,71 \text{ mS/m}$;

- Para a obtenção de valores razoavelmente seguros: $\alpha \cong 0,806$ e $\Delta_i = 9,23 \text{ mS/m}$ ou $\alpha \cong 0,856$ e $\Delta_i = 7,91 \text{ mS/m}$.

O modelo desenvolvido por Alípio e Visacro (2014) foi obtido com base em vasto número de medições realizadas em campo, onde a variação da frequência de σ e ε foi determinada considerando as condições naturais dos solos onde foram realizadas as medições. Os autores desenvolveram um modelo causal para os dois parâmetros em função da frequência. Além das medições de campo, esse modelo é baseado nas relações de Kramers-Kronig (CAVKA, MORA e RACHIDI, 2014) e nas equações de campo. As equações para os dois parâmetros são dadas por (ALÍPIO, 2013; ALÍPIO e VISACRO, 2014):

$$\sigma(f) = \sigma_0 + \sigma_0 \times h(\sigma_0) \left(\frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^\gamma \quad (51)$$

$$\varepsilon_r(f) = \frac{\varepsilon'_\infty}{\varepsilon_0} + \frac{\tan(\pi\gamma/2) \times 10^{-3}}{2\pi\varepsilon_0 (1 \text{ MHz})^\gamma} \sigma_0 \times h(\sigma_0) f^{\gamma-1} \quad (52)$$

em que σ_0 é a condutividade elétrica do solo em 100 Hz [mS/m] e $\varepsilon'_\infty/\varepsilon_0$ é a permissividade relativa em altas frequências. O valor de f para o modelo está na faixa de 100 Hz a 4 MHz.

As duas expressões foram obtidas por meio de ajustes dos dados de medição, de modo que $h(\sigma_0)$ representa três funções de ajuste, apresentadas na Tabela 4 (ALÍPIO, 2013; ALÍPIO e VISACRO, 2014). Essas funções constituem uma proposta para se levar em conta, de forma aproximada, a dispersão estatística dos dados obtidos nas medições. Nesse caso, a dispersão pode ser representada por uma função de ajuste que dá resultados médios, relativamente conservativos ou conservativos para σ e ε com base nos dados obtidos nas medições. O parâmetro γ é uma constante, obtida também de acordo com a dispersão estatística do solo, assim como $\varepsilon'_\infty/\varepsilon_0$. Os valores para esses dois parâmetros são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros $h(\sigma_0)$, γ e $\varepsilon'_\infty/\varepsilon_0$.

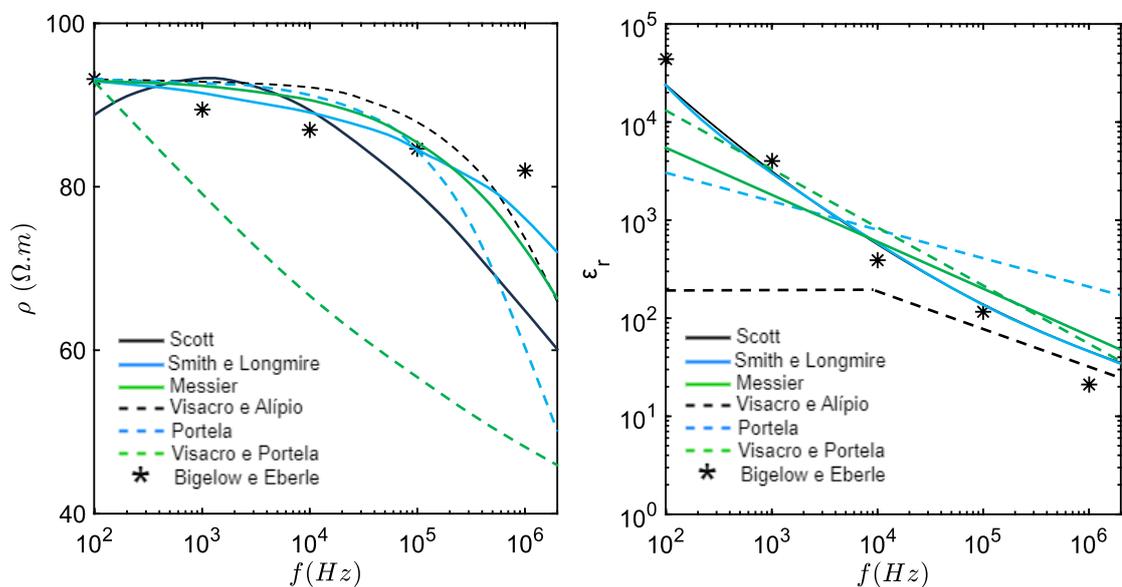
Resultado	$h(\sigma_0)$	γ	$\varepsilon'_\infty/\varepsilon_0$
Médio	$1,26 \cdot 1000\sigma_0^{-0,73}$	0,54	12
Relativamente conservativo	$0,95 \cdot 1000\sigma_0^{-0,73}$	0,58	8
Conservativo	$0,70 \cdot 1000\sigma_0^{-0,73}$	0,62	4

Fonte: Adaptada de Alípio e Visacro (2014, p. 1169).

Nas Figuras 23 a 26 são apresentadas comparações, feitas em Cavka *et al.* (2014), entre os modelos apresentados e valores de σ e ε_r obtidos em medições por Bigelow e Eberle (1972) e por He *et al.* (2012). As medições foram realizadas em solos com valores de resistividade aparente, em baixa frequência, de 93,5 $\Omega.m$ (Figura 23), 343 $\Omega.m$ (Figura 24), 1806 $\Omega.m$ (Figura 25) e 4740 $\Omega.m$ (Figura 26). Dos resultados apresentados, verifica-se que (CAVKA, MORA e RACHIDI, 2014):

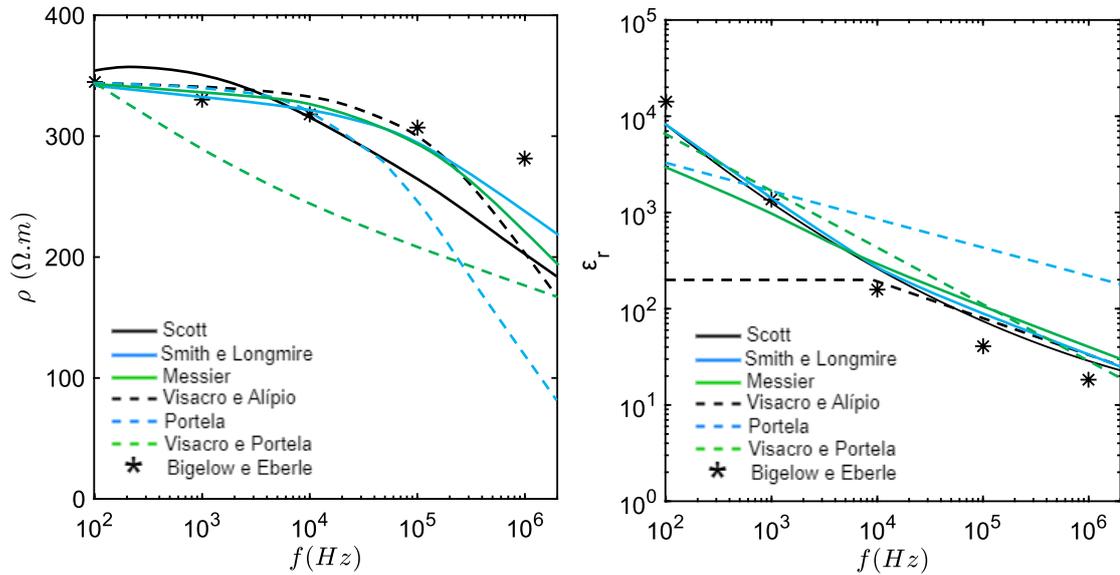
- Os modelos de Scott (1964), Smith e Longmire (1975), Messier (1980; 1985) e Alípio e Visacro (2014) apresentam razoável proximidade com os dados obtidos nas medições realizadas;
- Observa-se que os modelos de Portela e Visacro (1987) e Portela (1999) são os que, em geral, apresentam as maiores diferenças entre os valores de medição;
- As maiores diferenças entre os modelos ocorrem nas altas frequências e, principalmente nos solos de baixa resistividade aparente.

Figura 23 – Comparação entre os modelos e os dados de Bigelow e Eberle (1972) para um solo com resistividade em baixa frequência de 93,5 $\Omega.m$.



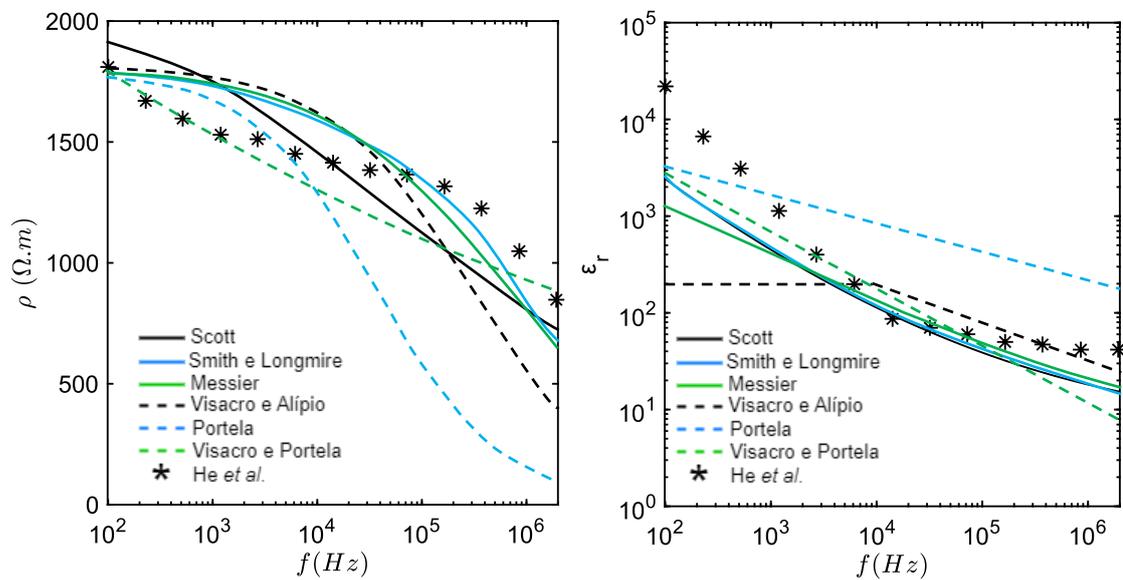
Fonte: Adaptada de Cavka *et al.* (2014, p. 180).

Figura 24 – Comparação entre os modelos e os dados de Bigelow e Eberle (1972) para um solo com resistividade em baixa frequência de 343 $\Omega.m$.



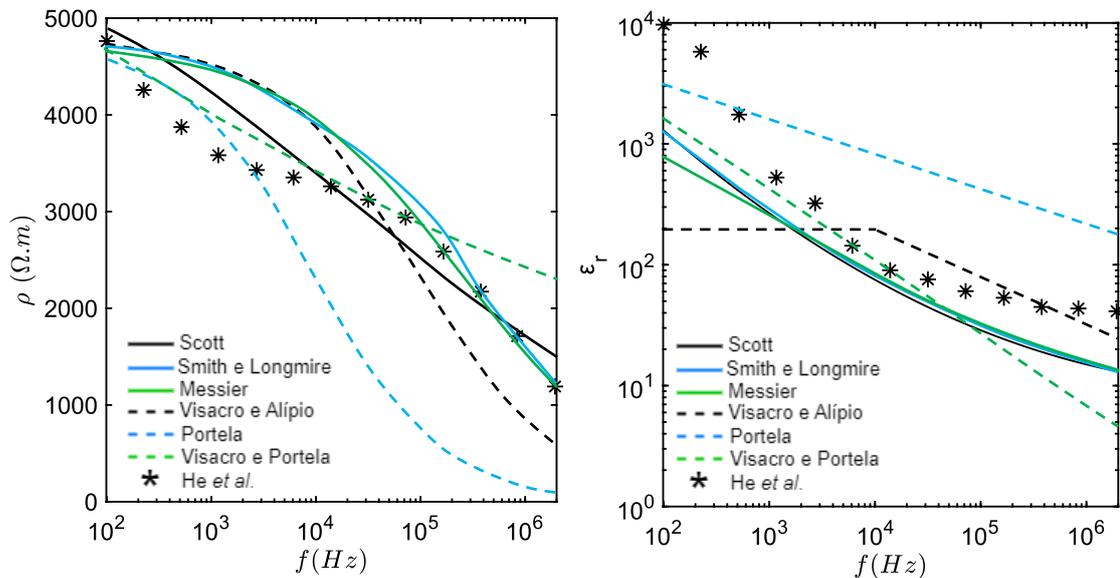
Fonte: Adaptada de Cavka *et al.* (2014, p. 181).

Figura 25 – Comparação entre os modelos e os dados de He *et al.* (2012) para um solo com resistividade em baixa frequência de 1806 $\Omega.m$.



Fonte: Adaptada de Cavka *et al.* (2014, p. 181).

Figura 26 – Comparação entre os modelos e os dados de He *et al.* (2012) para um solo com resistividade em baixa frequência de 4740 $\Omega.m$.



Fonte: Adaptada de Cavka *et al.* (2014, p. 181).

Adotou-se, para este trabalho, o modelo de Alípio e Visacro (2014). Os valores de $h(\sigma_0)$, γ e $\epsilon'_{\infty}/\epsilon_0$ para os desenvolvimentos realizados são escolhidos para resultados médios, dados na Tabela 4.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentada uma breve descrição do Modelo Eletromagnético Híbrido (*Hybrid Electromagnetic Model* – HEM), modelo esse que será utilizado para se determinar as impedâncias em malhas típicas de subestações (capítulo 5). O HEM é baseado na teoria eletromagnética (equações de Maxwell) e na teoria de circuitos elétricos. Trabalhos como o de Visacro e Soares (2005), Alípio (2008; 2011), Silva (2016) e Segantini (2018) apresentam resultados que validam esta modelagem. Outra condição também verificada, foi a variação dos parâmetros elétricos do solo, condutividade e permissividade elétrica, com a frequência. A consideração da variação desses parâmetros com a frequência vem sendo utilizada, sobretudo, em análises que investigam o comportamento de aterramentos submetidos a fenômenos de altas frequências, como as descargas atmosféricas. Entretanto, o foco deste trabalho será direcionado à resposta do aterramento apenas para as frequências de 100 Hz e 25 kHz. Neste trabalho, será utilizado o modelo proposto por Alípio e Visacro (2014).

4 INFLUÊNCIA DOS CABOS PARA-RAIOS NAS MEDIÇÕES DA RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO EM SUBESTAÇÕES

4.1 INTRODUÇÃO

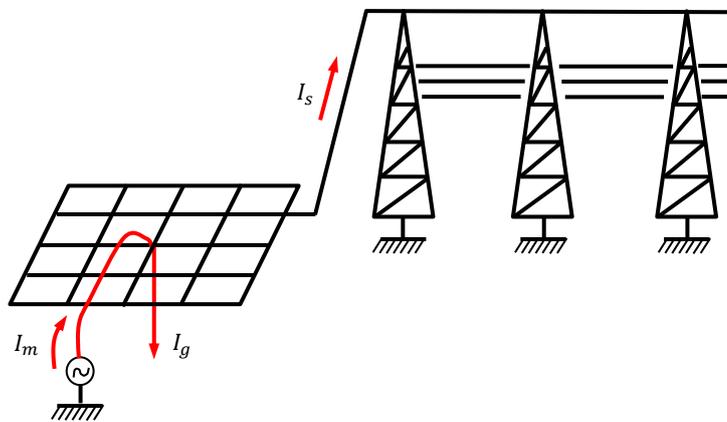
Uma das funções dos cabos para-raios, quando conectados a malhas de aterramento de subestações, é escoar para fora da SE parte das correntes de falha, como as provenientes de curtos-circuitos. Nesse caso, essa corrente é direcionada para os aterramentos das estruturas das linhas de transmissão (LT) externas à SE. Com isso, a malha interna da SE fica submetida apenas a uma parcela da corrente de curto-circuito, o que leva a uma redução da elevação do potencial gerado internamente. Essa, certamente, é uma condição desejável. Entretanto, esse caminho de desvio pode vir a ser um problema durante a medição da resistência de aterramento. Isso porque parte da corrente de medição também é direcionada para os aterramentos das estruturas das linhas fora da SE. Nesse sentido, este capítulo apresenta avaliações que visam o melhor entendimento do impacto exercido pelo CPR nos resultados obtidos em medições da resistência de aterramento. As simulações são realizadas utilizando o *software* PSpice.

4.2 MODELAGEM DO SISTEMA E ANÁLISES GERAIS

O arranjo básico utilizado nas análises é apresentado na Figura 27, onde se verifica a existência de um único ponto de conexão do CPR com a malha. No arranjo, I_m é a corrente injetada pelo equipamento de medição, normalmente um terrômetro, I_g é a parcela da corrente de medição que se dispersa no solo através da malha da SE e I_s é a corrente que sobe pelo CPR. A representação esquemática desse arranjo é apresentada na Figura 28, onde R_g é a resistência de aterramento da malha sob teste, R_T é a resistência de aterramento das estruturas da linha de transmissão, Z_{CPR} é a impedância do cabo para-raios e V_g é a tensão desenvolvida no aterramento sob teste. Nesse esquemático fica evidente que a tensão V_g não é determinada pela corrente de medição (I_m), mas, sim, por uma parcela dessa corrente (I_g). É importante ressaltar que a malha da SE está sendo modelada por uma resistência, assim como os aterramentos das estruturas da linha de transmissão. Isso porque nas frequências

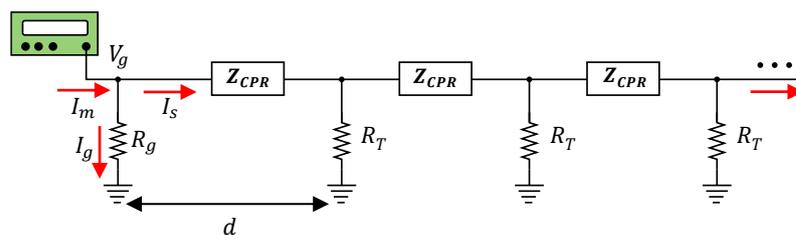
utilizadas nas simulações (100 Hz e 25 kHz), os pés-de-torre têm comportamento mais próximo a resistências (GRCEV, 2009; GRCEV e GRCEVA, 2009). Já o comportamento das malhas nessas frequências, somente será avaliado no próximo capítulo, de modo que para as análises a seguir, optou-se pela sua modelagem como sendo uma resistência. Uma outra consideração realizada nas simulações, diz respeito à distância entre a primeira estrutura da LT externa à SE e a malha, representada por d na Figura 28. Nas simulações, não foi considerado o possível acoplamento da malha da SE com o aterramento das estruturas mais próximas, externas à SE.

Figura 27 – Arranjo com uma única conexão à malha.



Fonte: Adaptada de ABNT (2009, p. 13).

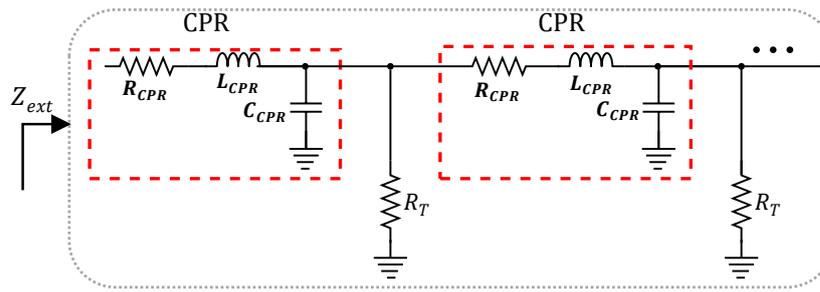
Figura 28 – Diagrama elétrico do arranjo com uma única conexão à malha.



Fonte: O autor (2023).

A impedância externa à SE (Z_{ext}), formada pelo CPR e pelos aterramentos das torres, é modelada utilizando-se a Teoria de Linhas de Transmissão com parâmetros RLC distribuídos (R_{CPR} , L_{CPR} e C_{CPR}), como apresentado na Figura 29. Nesse modelo, as estruturas (torres) não são incluídas por apresentarem uma impedância muito pequena se comparada ao valor da resistência de pé-de-torre (elementos em série).

Figura 29 – Impedância externa à subestação.



Fonte: O autor (2023).

Para determinar os valores dos parâmetros indutância (L_{CPR}) e capacitância própria (C_{CPR}) do CPR, foi utilizada a ferramenta *power_lineparam* do Matlab. Nessa ferramenta, os parâmetros são determinados a partir das características construtivas e do posicionamento dos cabos, portanto, havendo dependência apenas do raio do cabo (r) e de sua altura em relação ao solo (h). Na situação em que a linha apresenta dois CPRs, é necessário considerar, também, o acoplamento mútuo entre os cabos. Esse acoplamento é modelado pelos parâmetros indutância mútua, L'_{CPR} , e capacitância mútua, C'_{CPR} , havendo, assim, a dependência da distância entre os cabos. Esses parâmetros, também, foram determinados utilizando a mesma ferramenta do Matlab.

Para se determinar a resistência do CPR, foi feita uma pesquisa em catálogos de fabricantes. Antes, contudo, foi necessário determinar as características do CPR usualmente utilizado pelas empresas de energia. O levantamento realizado apontou que as Instruções Normativas de todas as empresas consultadas orientam no sentido de que sejam utilizados cabos com características construtivas específicas que são balizadas pela Norma ABNT NBR 16730 (2018). Como exemplo, citam-se as informações presentes nos documentos DIS-ETE-005 - Cordoalhas para Rede de Distribuição e Linhas de Subtransmissão - REV 02 (2021) e DIS-NOR-008 - Projetos de Linhas de Subtransmissão de 72,5kV - REV 02 (2021), ambos do grupo Neoenergia. Esses documentos orientam no sentido de se utilizar a cordoalha do tipo aço zincado com diâmetro nominal de 7,9 mm, categoria EHS (*extra high strength*), sendo esse, portanto, o diâmetro adotado neste trabalho. Na sequência, foi realizada uma busca por informações relativas à resistência do cabo, R_{CPR} , em catálogos de fabricantes. Como o cabo apresenta características construtivas padronizadas, as informações presentes nos catálogos consultados, naturalmente, coincidiram. Como exemplo, é apresentada a Figura 30, onde se verifica que o valor da resistência do cabo de aço zincado EHS

de 7,9 mm varia entre 4,82 Ω/km e 5,25 Ω/km , dependendo da classe e em condições de corrente c.c. Para correntes c.a., a resistência é um pouco maior, dependendo da intensidade da corrente. É importante ressaltar, contudo, que o item 5.20.4 do documento DIS-NOR-008 (2021) diz que “Poderão ser utilizados seções de cabos para-raios superiores a cordoalha de aço de 7,9 mm desde que os níveis de curto-circuito sejam superiores a suportabilidade da cordoalha”. Assim, foi considerado que a faixa de valores entre 2 Ω/km e 6 Ω/km apresenta boa representatividade para R_{CPR} .

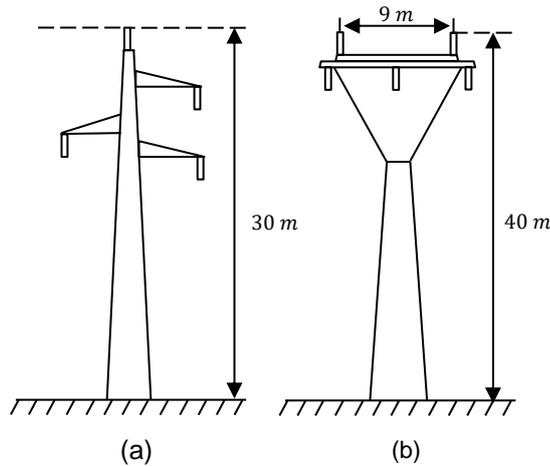
Figura 30 – Cordoalhas a 7 fios de aço zincado para cabo para-raios, zincagem dupla, classe de zincagem A e B, resistências HS ou AR (alta resistência) e EHS ou EAR (extra alta resistência).

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS (VALORES A 20° C)									
	Diâmetro nominal da cordoalha mm (pol)	Resistência elétrica aprox. CC Ohm/km	Resistência elétrica aproximada CA Ohm/km			Reatância indutiva a um espaçamento de 30,48 cm Ohm/km			Reatância capacitiva própria a 30,48 cm, X_c Mohm x km
			5A	10A	20A	5A	10A	20A	
HS classe A	7,94 (5/16)	4,76	4,79	4,79	4,86	0,636	0,650	0,673	0,2069
	9,52 (3/8)	3,44	3,44	3,44	3,51	0,653	0,666	0,689	0,1983
	11,11 (7/16)	2,46	2,46	2,49	2,53	0,669	0,682	0,709	0,1909
	12,70 (1/2)	1,97	2,03	2,03	2,10	0,692	0,722	0,738	0,1845
HS classe B	7,94 (5/16)	4,40	4,40	4,40	4,46	0,541	0,561	0,571	0,2069
	9,52 (3/8)	3,18	3,18	3,18	3,25	0,544	0,574	0,584	0,1983
	11,11 (7/16)	2,26	2,26	2,30	2,33	0,571	0,591	0,604	0,1909
	12,70 (1/2)	1,80	1,87	1,87	1,94	0,591	0,614	0,627	0,1845
EHS classe A	7,94 (5/16)	5,25	5,28	5,28	5,34	0,574	0,594	0,607	0,2069
	9,52 (3/8)	3,81	3,81	3,81	3,87	0,587	0,610	0,620	0,1983
	11,11 (7/16)	2,72	2,72	2,76	2,79	0,604	0,627	0,640	0,1909
	12,70 (1/2)	2,17	2,20	2,23	2,33	0,623	0,650	0,666	0,1845
EHS classe B	7,94 (5/16)	4,82	4,86	4,86	4,92	0,489	0,505	0,515	0,2069
	9,52 (3/8)	3,51	3,51	3,51	3,58	0,499	0,518	0,528	0,1983
	11,11 (7/16)	2,53	2,53	2,56	2,59	0,512	0,535	0,545	0,1909
	12,70 (1/2)	2,00	2,03	2,07	2,13	0,531	0,554	0,568	0,1845

Fonte: Retirado de Belgo Bekaert Arames – ArcelorMittal (2019, p. 5).

Por fim, para se determinar a altura e o distanciamento entre os CPRs, foram consideradas as estruturas apresentadas na Figura 31. Essas são estruturas tipicamente utilizadas em linhas de 69 kV e de 230 kV (SILVEIRA e VISACRO, 2019). Neste caso, as alturas são, respectivamente, iguais a 30 e 40 m (DIS-ETE-013 - Postes de Concreto Armado para Linhas de Subtransmissão - REV 0, 2019; Norma de Transmissão Unificada - NTU 004: Critérios Básicos para Elaboração de Projetos de Linhas Aéreas de Alta Tensão, 2017).

Figura 31 – Estruturas das LT simuladas: (a) 69 kV; (b) 230 kV.



Fonte: Adaptada de Silveira e Visacro (2019, p. 2146).

Com base nas informações apresentadas acima, os parâmetros próprios e mútuos utilizados nas simulações foram calculados, sendo apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros utilizados nas simulações.

Tensão da LT (kV)	Número de CPRs (un)	h (m)	L_{CPR} ($\mu\text{H}/\text{m}$)	C_{CPR} (pF/m)	L'_{CPR} (nH/m)	C'_{CPR} (pF/m)
69	1	30	1,9	5,8	-	-
230	2	40	2,6	5,5	880	1,2

Fonte: O autor (2023).

4.2.1 Impedância externa à SE

Esta seção visa avaliar a influência exercida pelos parâmetros resistência do cabo para-raios, R_{CPR} , e resistência de aterramento das estruturas da linha, R_T , em relação à impedância externa à subestação, Z_{ext} . Nesse sentido, foram considerados os valores de 2 Ω/km , 4 Ω/km e 6 Ω/km para R_{CPR} e, para R_T , os valores de 20 Ω , 30 Ω , 60 Ω e 100 Ω . Além disso, foram utilizadas 15 estruturas. Para além dessa quantidade de estruturas, já não há variação significativa da impedância Z_{ext} (BARBOSA, LIMA, *et al.*, 2022). As impedâncias são avaliadas nas frequências de 100 Hz e de 25 kHz por serem valores utilizados por terrômetros considerados de baixa e de alta frequência, respectivamente.

Nas Tabelas 6 e 7, são apresentadas as impedâncias Z_{ext} nas frequências de 100 Hz e 25 kHz, respectivamente, para a linha que tem um único CPR. A partir dos resultados, verifica-se que o aumento tanto de R_{CPR} como de R_T leva a uma elevação da impedância Z_{ext} qualquer que seja a frequência, baixa ou alta. Em 100 Hz, o aumento da impedância ocorre principalmente devido ao aumento da componente real que, como se pode observar, não é muito diferente do valor do módulo ($|Z_{ext}| \cong R$). Já em 25 kHz, a reatância sobressai em relação a parcela real, sendo esse, portanto, o efeito predominante. Outro efeito observado, diz respeito à redução dos ângulos das impedâncias. Nesse caso, o parâmetro relevante é a resistência de pé-de-torre, R_T . Comparativamente, portanto, fica evidente que a impedância do cabo em 25 kHz é muito maior do que aquela definida em baixa frequência.

Tabela 6 – Impedância externa, Z_{ext} , em 100 Hz. Linha com um CPR.

R_T (Ω)	100 Hz					
	$R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 4 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$	
	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)
20	2,928+j1,385	3,239 \angle 25,32 $^\circ$	5,591+j0,914	5,665 \angle 9,29 $^\circ$	6,997+j0,791	7,042 \angle 6,45 $^\circ$
30	3,641+j1,537	3,952 \angle 22,89 $^\circ$	6,715+j1,059	6,798 \angle 8,96 $^\circ$	8,347+j0,917	8,397 \angle 6,27 $^\circ$
60	5,668+j1,731	5,926 \angle 16,98 $^\circ$	9,411+j1,328	9,504 \angle 8,03 $^\circ$	11,490+j1,172	11,55 \angle 5,82 $^\circ$
100	8,335+j1,821	8,532 \angle 12,33 $^\circ$	12,470+j1,512	12,560 \angle 6,91 $^\circ$	14,880+j1,369	14,940 \angle 5,26 $^\circ$

Fonte: O autor (2023).

Tabela 7 – Impedância externa, Z_{ext} , em 25 kHz. Linha com um CPR.

R_T (Ω)	25 kHz					
	$R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 4 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$	
	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)
20	19,29+j93,89	95,85 \angle 78,39 $^\circ$	20,18+j93,87	96,01 \angle 77,87 $^\circ$	20,77+j93,85	96,12 \angle 77,52 $^\circ$
30	27,01+j97,15	100,80 \angle 77,46 $^\circ$	27,89+j97,10	101,00 \angle 73,97 $^\circ$	28,48+j97,05	101,10 \angle 73,65 $^\circ$
60	45,04+j107,40	116,40 \angle 67,24 $^\circ$	45,92+j107,20	116,60 \angle 66,81 $^\circ$	46,52+j107,10	116,80 \angle 66,53 $^\circ$
100	62,87+j119,50	135,00 \angle 62,24 $^\circ$	63,80+j119,20	135,20 \angle 61,85 $^\circ$	64,41+j119,00	135,40 \angle 61,58 $^\circ$

Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 8 e 9, são apresentados os valores de impedância considerando uma linha com dois CPRs. Novamente, verifica-se o aumento de Z_{ext} com o aumento dos valores de resistência do cabo e dos aterramentos das estruturas para as duas frequências. Os efeitos de dominância da parcela real na baixa frequência e da

reatância na frequência mais alta, assim como a redução do ângulo em Z_{ext} também são verificados. Além disso, os resultados mostram que em 25 kHz (Tabela 9), os valores de impedância são bastante elevados em comparação aos obtidos em 100 Hz (Tabela 8). Em relação ao caso anterior, onde a linha tem apenas um CPR, fica evidente que a presença de mais um cabo leva à redução nos valores de impedância. Destaca-se, contudo, que o uso de dois CPRs não leva a uma redução da impedância para um valor que corresponda a metade daquela definida para apenas um cabo.

Tabela 8 – Impedância externa, Z_{ext} , em 100 Hz. Linha com dois CPRs.

R_T (Ω)	100 Hz					
	$R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 4 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$	
	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)
20	2,322+j1,438	2,731 \angle 31,77 $^\circ$	2,897+j1,271	3,164 \angle 23,69 $^\circ$	3,423+j1,148	3,610 \angle 18,54 $^\circ$
30	2,963+j1,552	3,345 \angle 27,65 $^\circ$	3,613+j1,407	3,877 \angle 21,28 $^\circ$	4,212+j1,293	4,406 \angle 17,07 $^\circ$
60	4,912+j1,675	5,190 \angle 18,83 $^\circ$	5,649+j1,580	5,866 \angle 15,63 $^\circ$	6,347+j1,498	6,521 \angle 13,28 $^\circ$
100	7,548+j1,724	7,742 \angle 12,87 $^\circ$	8,321+j1,661	8,485 \angle 11,29 $^\circ$	9,067+j1,603	9,208 \angle 10,03 $^\circ$

Fonte: O autor (2023).

Tabela 9 – Impedância externa, Z_{ext} , em 25 kHz. Linha com dois CPRs.

R_T (Ω)	25 kHz					
	$R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 4 \Omega/\text{km}$		$R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$	
	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)	$R + jX$ (Ω)	$ Z \angle \theta$ (Ω)
20	19,30+j86,65	88,77 \angle 77,44 $^\circ$	19,45+j86,64	88,80 \angle 77,35 $^\circ$	19,60+j86,63	88,82 \angle 77,25 $^\circ$
30	26,95+j89,95	93,90 \angle 73,32 $^\circ$	27,10+j89,93	93,92 \angle 73,23 $^\circ$	27,25+j89,92	93,96 \angle 73,14 $^\circ$
60	44,79+j99,90	109,48 \angle 65,85 $^\circ$	44,94+j99,86	109,51 \angle 65,77 $^\circ$	45,09+j99,83	109,54 \angle 65,69 $^\circ$
100	62,64+j111,20	127,63 \angle 60,61 $^\circ$	62,79+j111,20	127,70 \angle 60,55 $^\circ$	62,95+j111,10	127,69 \angle 60,46 $^\circ$

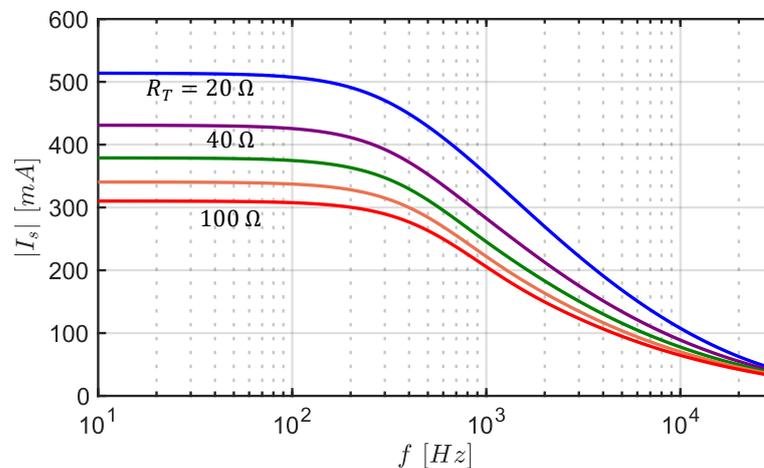
Fonte: O autor (2023).

No geral, os resultados mostram que em baixa frequência o melhor cenário é aquele em que os valores de R_{CPR} e R_T são elevados, de modo que a corrente de medição desviada, I_s , seria minimizada. Entretanto, essa solução contraria a motivação do uso desses elementos aplicados à segurança e proteção. Isso porque, espera-se que ambas apresentem valores mais baixos, de modo a favorecer o escoamento de correntes provenientes de falhas, como as de curto-circuito, para fora de SE. Por essa razão, o uso da frequência de 25 kHz parece ser uma boa opção para a realização do desacoplamento do sistema externo à SE durante as medições. Como

mostram os resultados, nessa frequência, os valores da impedância Z_{ext} são bastante elevados em comparação com os obtidos em 100 Hz, o que minimizaria o valor da corrente I_s .

Visando uma melhor compreensão da influência exercida pela frequência da corrente de medição, a seguir é apresentado o resultado de uma simulação em que o arranjo é como o apresentado na Figura 27 é utilizado (circuito da Figura 28). A corrente injetada pelo equipamento de medição é de 1 A. A faixa de frequências para a corrente varia entre 10 Hz e 30 kHz. Para fins dessa análise, o aterramento da SE é modelado apenas por uma resistência, R_g , de 5 Ω . Para compor a impedância Z_{ext} , está sendo considerado o valor de 3 Ω/km para R_{CPR} e R_T variando entre 20–100 Ω . Na Figura 32, é apresentada a variação do módulo da corrente que foi pelo CPR (I_s) para cada uma das frequências do espectro considerado. Nela, verifica-se que a corrente diminui com o aumento da frequência e que, de fato, em 25 kHz, a impedância externa já limita significativamente a corrente desviada.

Figura 32 – Magnitude da corrente que flui pelo CPR. Uma conexão.

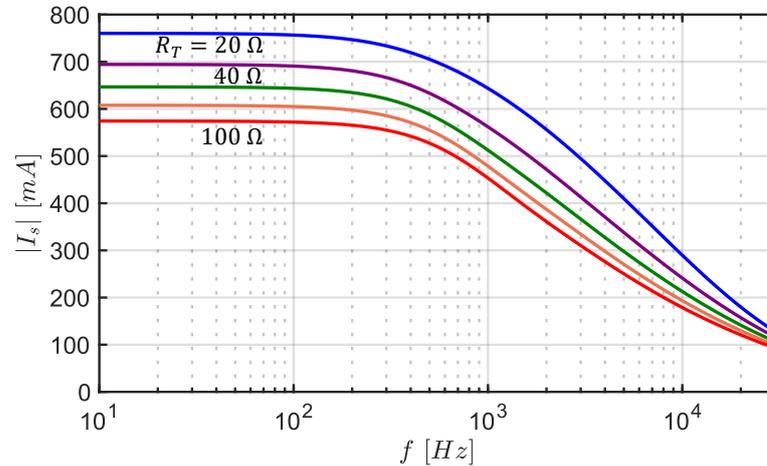


Fonte: O autor (2023).

Com o intuito de expandir a análise, são apresentadas nas Figuras 33 e 34 as correntes considerando a conexão de três e de seis CPRs à malha. É importante ressaltar que cada CPR está associado a uma linha de transmissão (impedância constituída pelo CPR e resistências de pé-de-torre, tal como apresentado na Figura 29). Os resultados mostram tendências semelhantes ao caso anterior, onde em 25 kHz a

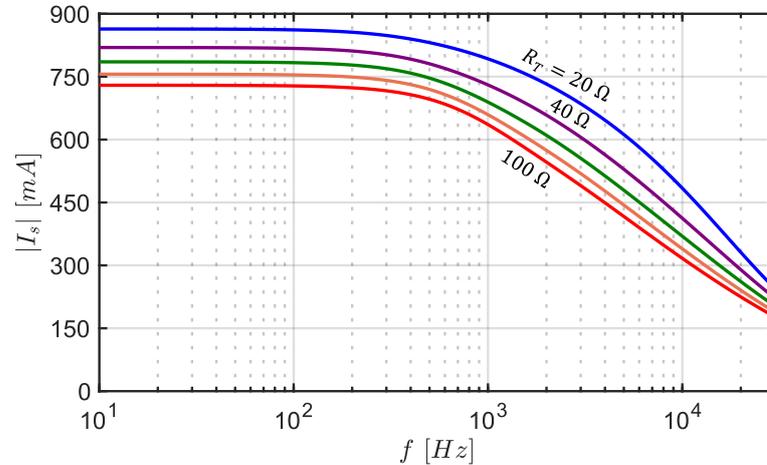
corrente desviada tem níveis relativamente baixos o que, conseqüentemente, levaria a erros menores durante as medições.

Figura 33 – Magnitude da corrente total desviada. Três conexões.



Fonte: O autor (2023).

Figura 34 – Magnitude da corrente total desviada. Seis conexões.



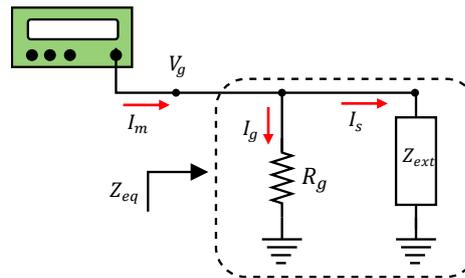
Fonte: O autor (2023).

4.2.2 Impedância equivalente do sistema

A impedância equivalente, Z_{eq} , é formada por todos os elementos presentes durante uma medição, como apresentado na Figura 35. Essa é a impedância vista pelo equipamento de medição quando há a conexão do CPR com a malha. Neste caso, a relação V_g/I_m determina a impedância do sistema de aterramento e não da

resistência associada apenas à malha de aterramento da SE (R_g). Nesta seção, a impedância Z_{eq} é avaliada considerando apenas a frequência de 100 Hz, por ser essa uma condição mais desfavorável. Isso porque, como visto na seção anterior, a alta frequência tende a desacoplar a impedância Z_{ext} .

Figura 35 – Impedância equivalente vista pelo equipamento de medição.



Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 10 e 11 são apresentados os valores de Z_{eq} calculados para a linha com um CPR. Foram consideradas as seguintes condições: resistência de aterramento da malha (R_g) variando entre 1 Ω e 10 Ω ; resistência de pé-de-torre (R_T) com valores de 20 Ω e 60 Ω ; resistência do CPR (R_{CPR}) de 2 Ω/km e 6 Ω/km . Esses valores foram escolhidos por serem representativos para os limites inferior e superior em cada categoria. É apresentado, ainda, o erro relativo existente entre o módulo da impedância equivalente ($|Z_{eq}|$) e a resistência da malha da SE (R_g), definida como:

$$e_r(\%) = \frac{\left| |Z_{eq}| - R_g \right|}{R_g} \times 100 \quad (53)$$

Os resultados apresentados na Tabela 10 mostram que a condição mais favorável é aquela em que o valor de R_g é pequeno (1 Ω) e a resistência de aterramento das torres é alta (60 Ω). Nessa condição, o erro é de 14% ($|Z_{eq}| = 0,86 \Omega$ e $R_g = 1 \Omega$), o que poderia ser considerado aceitável de modo que não haveria a necessidade da desconexão do CPR para se realizar a medição. Para os demais casos, verifica-se que o aumento de R_g leva ao aumento, também, do erro relativo, de modo que considerar a aproximação em que $|Z_{eq}| \cong R_g$ já não seria aceitável.

Tabela 10 – Impedância equivalente para LT com um CPR e $R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$.

$R_g (\Omega)$	$Z_{eq} (\Omega)$					
	$R_T = 20 \Omega$			$R_T = 60 \Omega$		
	$R + jX$	$ Z $	$e_r (\%)$	$R + jX$	$ Z $	$e_r (\%)$
1	$0,774 + j0,080$	0,778	22,20	$0,860 + j0,037$	0,860	14,00
5	$1,940 + j0,535$	2,012	59,76	$2,717 + j0,370$	2,806	43,88
10	$2,353 + j0,819$	2,491	75,09	$3,695 + j0,697$	3,760	62,40

Fonte: O autor (2023).

Na Tabela 11 são apresentados os resultados obtidos para a situação em que $R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$. Nela, verifica-se que há redução do erro para todos os valores na comparação com os valores apresentados na Tabela 10. Contudo, a aproximação em que $|Z_{eq}| \cong R_g$ continua sendo adequada apenas para a condição na qual a resistência da malha é bem pequena ($R_g = 1 \Omega$). De modo contrário, o aumento da resistência da malha leva a erros que serão tão maiores quanto maior for essa resistência.

Tabela 11 – Impedância equivalente para LT com um CPR e $R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$.

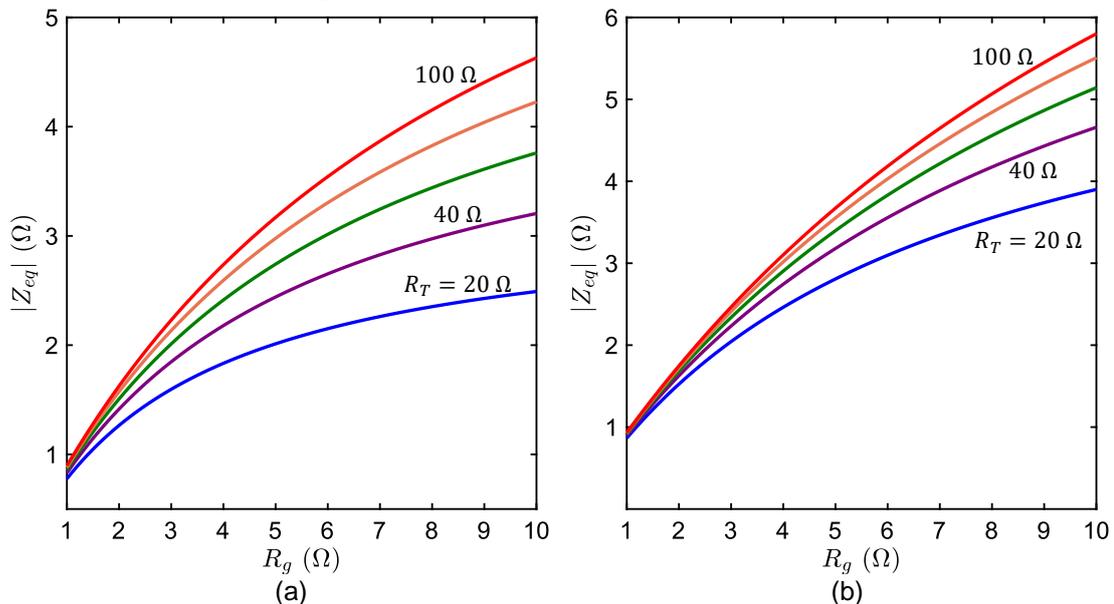
$R_g (\Omega)$	$Z_{eq} (\Omega)$					
	$R_T = 20 \Omega$			$R_T = 60 \Omega$		
	$R + jX$	$ Z $	$e_r (\%)$	$R + jX$	$ Z $	$e_r (\%)$
1	$0,833 + j0,029$	0,833	16,70	$0,895 + j0,016$	0,895	10,50
5	$2,476 + j0,260$	2,490	50,20	$3,137 + j0,201$	3,144	37,12
10	$3,275 + j0,459$	3,307	66,93	$4,559 + j0,427$	4,579	54,21

Fonte: O autor (2023).

Na Figura 36 são apresentadas as representações gráficas estendidas das Tabelas 10 e 11. Cada uma das curvas, em ambos os gráficos, está associada a um valor de R_T , variando entre 20Ω e 100Ω . Nelas, verifica-se que à medida que a resistência da malha aumenta, o módulo da impedância equivalente se distancia em valor de R_g , aumentando, portanto, o erro relativo. Disso decorre que, em condições de campo, as medições podem apresentar erros significativos se o devido cuidado não for tomado em relação a corrente que sobe pelo CPR. É importante observar, ainda, que mesmo com aumento da impedância externa em decorrência do aumento de R_T , os resultados apresentam discrepâncias significativas.

De modo geral, portanto, os resultados indicam que quando a resistência da malha da SE é pequena ($\leq 1 \Omega$), a aproximação em que se considera $|Z_{eq}| \cong R_g$ é válida, de modo que a parcela da corrente de medição que flui pelo CPR é relativamente pequena. Nesse caso, a relação V_g/I_m poderia, ainda, ser considerada representativa para a resistência da malha. Entretanto, à medida que o valor de R_g aumenta, essa aproximação tende a não ser mais possível. Diante disso, torna-se necessário que a corrente I_s seja tratada em alguma medida. Nessa perspectiva, as normas orientam no sentido de, por exemplo, se proceder com a desconexão do CPR. Outra possibilidade, seria realizar a medição da corrente I_s .

Figura 36 – $|Z_{eq}|$ versus R_g para malha com um CPR: (a) $R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$.



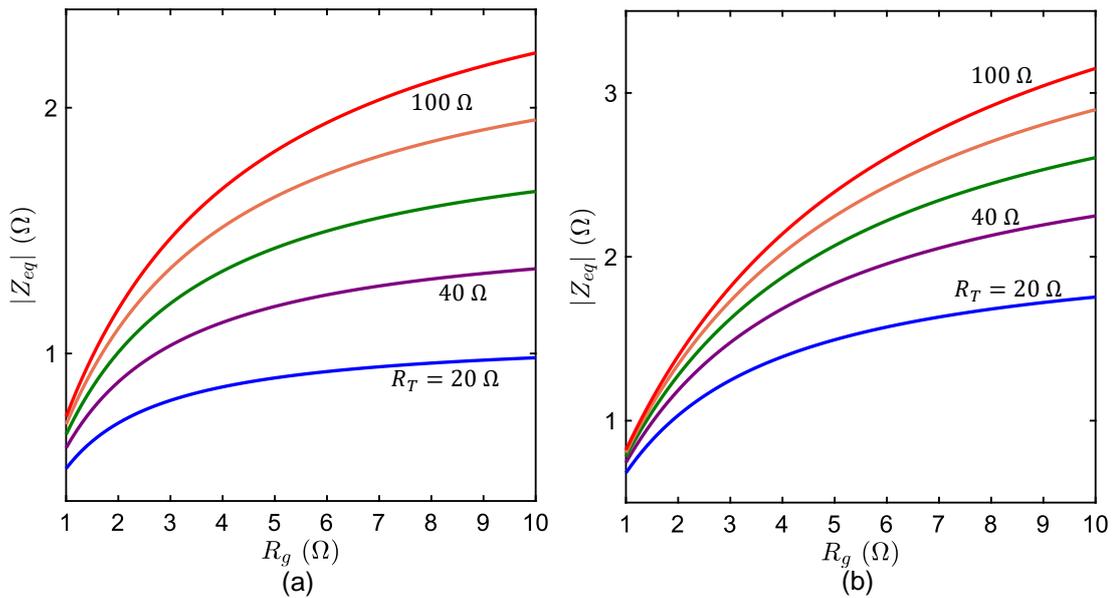
Fonte: O autor (2023).

Na simulação anterior, considerou-se apenas a conexão de um cabo à malha. No caso da conexão de mais cabos, naturalmente, espera-se que o desvio da corrente de medição seja favorecido, uma vez que a impedância externa à SE, equivalente, será reduzida. Para avaliar o efeito desse aumento, a seguir são apresentados os resultados obtidos nos casos em que existem três e cinco conexões do CPR à malha, respectivamente (três e cinco linhas conectadas à malha).

Nas Figuras 37 e 38, são apresentadas as curvas referentes ao caso em que se tem três e cinco conexões. Os gráficos, qualquer que seja o valor de R_{CPR} ,

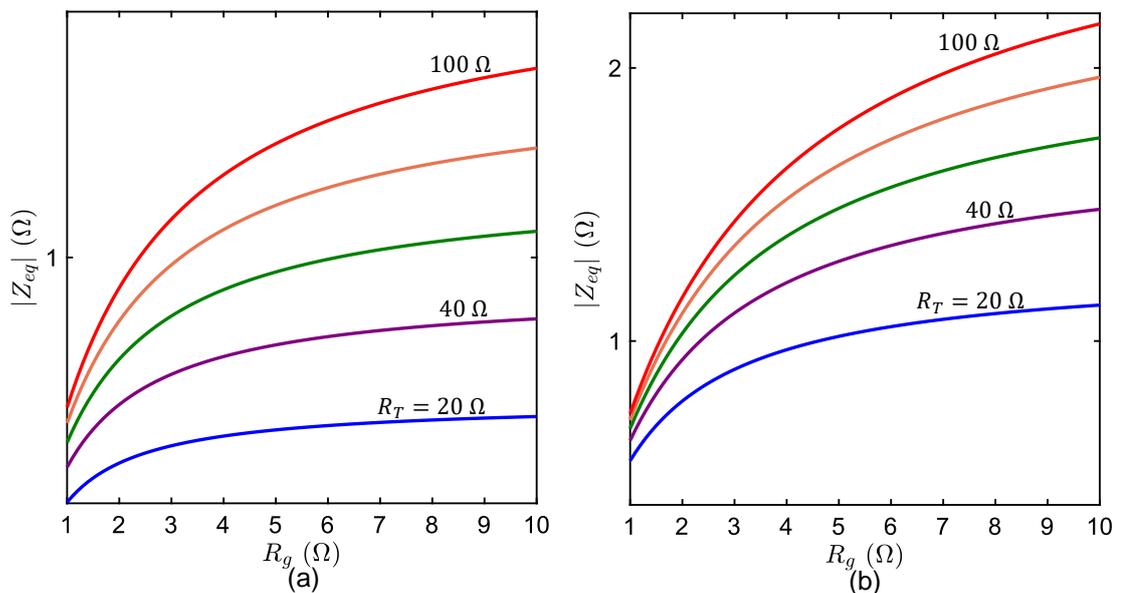
evidenciam que o erro percentual pode ser significativo mesmo para resistências de malha menores que 1Ω . Como esperado, o aumento do número de conexões resulta em uma redução de Z_{ext} e, conseqüentemente, há um aumento no erro associado à medição. Isso ocorre devido ao aumento da corrente I_s , de modo que a relação V_g/I_m deixa de ser representativa para a resistência da malha.

Figura 37 – $|Z_{eq}|$ versus R_g para malha com três CPRs: (a) $R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$.



Fonte: O autor (2023).

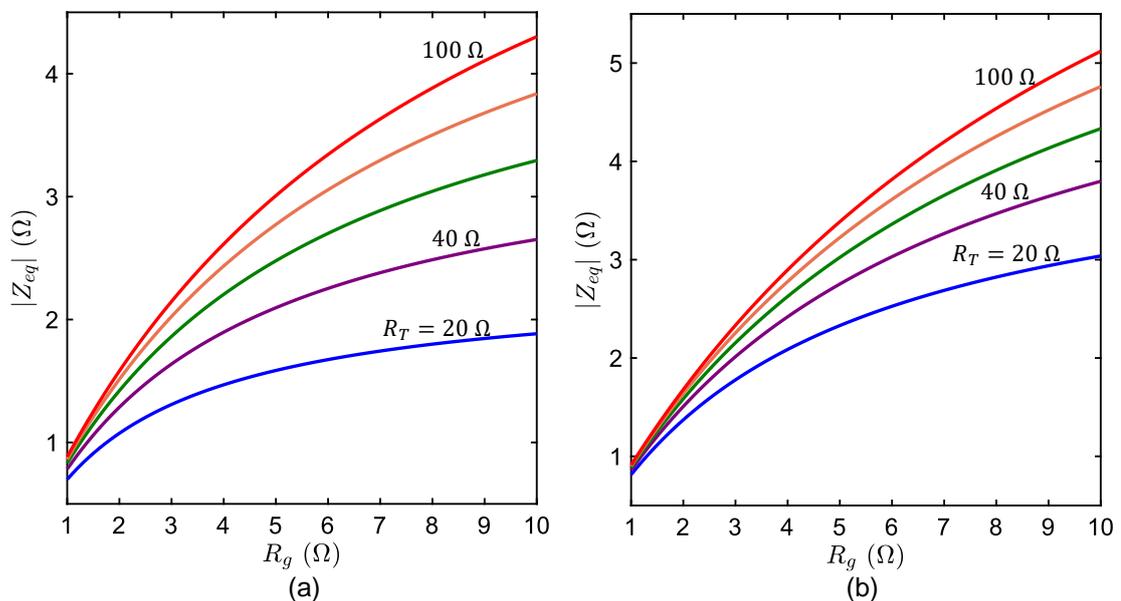
Figura 38 – $|Z_{eq}|$ versus R_g para malha com cinco CPRs: (a) $R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$.



Fonte: O autor (2023).

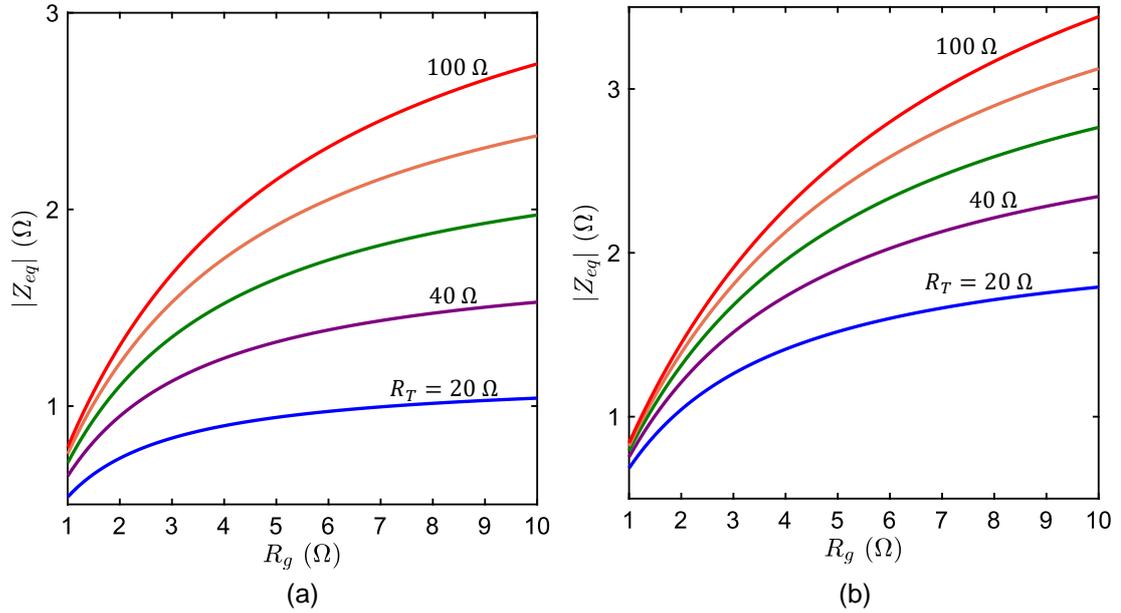
No caso de linhas com CPRs duplos (dois cabos por linha) o cenário é ainda mais desfavorável, já que o segundo cabo é um caminho adicional para o desvio de corrente de medição. Na Figura 39 são apresentados os resultados para o caso em que a conexão com a malha é de somente uma linha com CPR duplo (dois cabos conectados à malha). Nela, verifica-se que na situação em que a resistência da malha é pequena ($\leq 2 \Omega$), os valores da impedância equivalente e o da resistência de malha podem, ainda, ser considerados próximos ($|Z_{eq}| \cong R_g$), qualquer que seja a resistência do cabo ($2 \Omega/\text{km}$ ou $6 \Omega/\text{km}$). Contudo, para valores maiores os erros tendem a se tornar bastante significativos. Foram avaliadas, ainda, os casos em que a conexão com a malha é devido à duas linhas com CPR duplo (quatro cabos conectados à malha) e três linhas com CPR duplo (seis cabos conectados à malha). Os resultados são apresentados nas Figuras 40 e 41, respectivamente. Nelas, como nos casos já analisados, fica evidente que o erro percentual pode ser significativo mesmo para resistências de malha menores que 1Ω , qualquer que seja o valor de R_{CPR} .

Figura 39 – $|Z_{eq}|$ versus R_g para uma linha com CPR duplo (dois CPRs conectados):
(a) $R_{CPR} = 2 \Omega/\text{km}$ e (b) $R_{CPR} = 6 \Omega/\text{km}$.



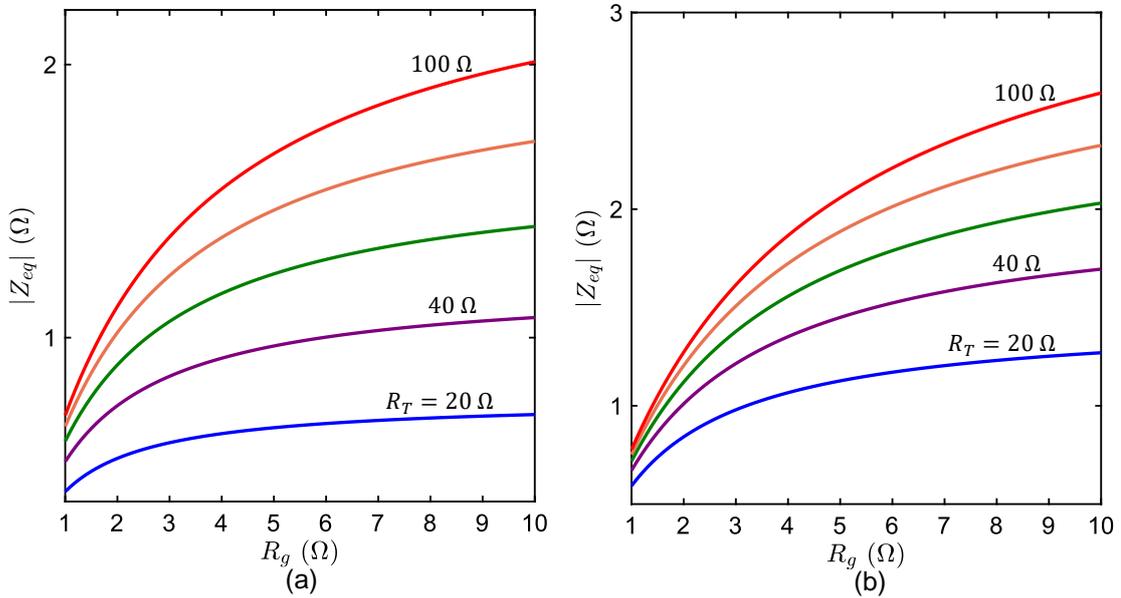
Fonte: O autor (2023).

Figura 40 – $|Z_{eq}|$ versus R_g para duas linhas com CPR duplo (quatro CPRs conectados):
 (a) $R_{CPR} = 2 \text{ } \Omega/\text{km}$ e (b) $R_{CPR} = 6 \text{ } \Omega/\text{km}$.



Fonte: O autor (2023).

Figura 41 – $|Z_{eq}|$ versus R_g para três linhas com CPR duplo (seis CPRs conectados):
 (a) $R_{CPR} = 2 \text{ } \Omega/\text{km}$ e (b) $R_{CPR} = 6 \text{ } \Omega/\text{km}$.



Fonte: O autor (2023).

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir dos resultados obtidos, verificou-se que medições em SEs conectadas a CPRs apresentam critérios bastante restritivos para a obtenção da resistência sem que o procedimento de desconexão dos cabos seja realizado. Os resultados indicam, também, que considerando a conexão de um único cabo à malha, a condição mais favorável ocorre quando a resistência da malha é pequena e a impedância externa à SE é alta. Assim, o uso de CPRs de alta resistência favorece o aumento de Z_{ext} . Contudo, muitas vezes, o CPR também tem a funcionalidade de proporcionar um caminho adicional para as correntes de falha, como as provenientes de curto-circuito. Nesse caso, o uso de cabos de alta resistência contraria esse objetivo. É importante ressaltar, também, que a utilização de cabos de alta resistência começa a perder efetividade à medida que o valor da resistência da malha da SE aumenta. Em relação ao uso de vários cabos em conjunto com o aumento de estruturas externas (várias linhas com conexão na malha), há uma tendência de redução da impedância externa, o que, conseqüentemente, favorece o aumento do desvio de corrente de medição. Nesses casos indica-se que seja feita, se possível, a desconexão dos cabos ou a medição da corrente desviada em cada cabo. Uma solução alternativa que vem sendo adotada, é a utilização de terrômetros que operam com correntes de frequência mais elevada. Nessa perspectiva, esses terrômetros realizam o “desacoplamento” dos CPRs conectados à malha, devido ao aumento da impedância dos cabos associada a alta frequência aplicada, como é o caso dos terrômetros de 25 kHz. No entanto, avaliações adicionais precisam ser realizadas visando o melhor entendimento em relação ao comportamento de malhas de terra quando submetidas a correntes dessa ordem de grandeza. Tais análises serão desenvolvidas no Capítulo 5.

5 IMPEDÂNCIA DE ATERRAMENTO EM BAIXA E EM ALTA FREQUÊNCIA

5.1 INTRODUÇÃO

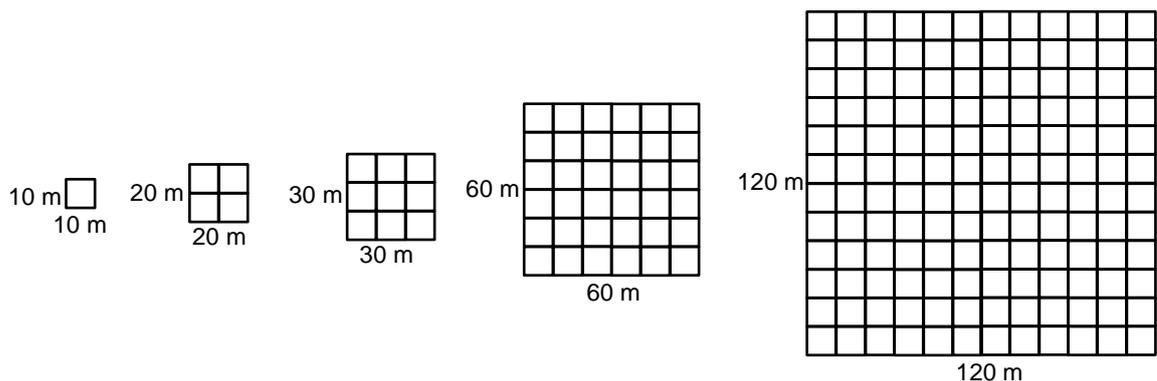
Como visto no capítulo anterior, a conexão do CPR à malha de uma SE caracteriza um caminho de desvio para as correntes de medição durante o levantamento da resistência de aterramento. Uma técnica possível para mitigar esse problema seria o uso de equipamentos que operam com correntes na frequência de 25 kHz, condição essa que o qualifica como sendo de alta frequência. Nessa frequência, a impedância do CPR é bastante elevada, de modo que a corrente desviada seria significativamente mitigada. O uso de equipamentos nessa frequência, a princípio, não foi indicado para malhas reticuladas características de SEs, mas sim para a medição da resistência de aterramentos característicos de torres de linhas de transmissão (IEEE, 1983). Assim, o impacto do uso dessa frequência em malhas de aterramento de grandes dimensões e geometria reticulada ainda vem sendo objeto de estudos. Nesse sentido, neste capítulo são apresentados os resultados de simulações computacionais realizadas em malhas reticuladas. As simulações têm por objetivo verificar a ocorrência de discrepâncias entre os valores obtidos na condição em que o aterramento é submetido a correntes de 100 Hz e 25 kHz e, confirmando-se as diferenças, estabelecer os limites para o uso da frequência de 25 kHz. Por fim, ressalta-se que ao longo do texto as frequências de 100 Hz e de 25 kHz serão, também, referidas com *baixa frequência* e *alta frequência*, respectivamente.

Nas simulações, o aterramento é modelado utilizando-se o HEM (VISACRO e SOARES JR., 2005) e a variação dos parâmetros do solo (ρ e ϵ) com a frequência é baseada em Alípio e Visacro (2014). Para conferir maior generalidade aos resultados, os parâmetros da malha apresentaram uma significativa variabilidade. Nesse sentido, foram consideradas malhas de comprimento lateral iguais (quadradas) variando entre 20 m e 120 m. Para os retículos, foram considerados comprimentos de 2 m, 5 m e 10 m de lado, dependendo da malha. Já a resistividade do solo, variou entre 100 $\Omega \cdot m$ e 10000 $\Omega \cdot m$. O eletrodo é constituído por condutores de 150 mm² ($r \cong 7 mm$) enterrados a uma profundidade de 0,5 m (ABNT, 2013).

5.2 VALIDAÇÃO DO MODELO IMPLEMENTADO

Antes de iniciar as simulações nas malhas de interesse, foi realizada uma verificação da efetividade do código computacional implementado para este trabalho. A validação teve como referência os resultados apresentados em dois trabalhos. Em Grcev e Heimbach (1997) foram avaliadas cinco malhas reticuladas quadradas, apresentadas na Figura 42. As malhas apresentam dimensões variadas, são constituídas por condutores com 7 mm de raio e estão enterradas a uma profundidade de 0,5 m em um solo com resistividade de $1000 \Omega \cdot \text{m}$. Para a permissividade elétrica relativa foi considerado o valor constante igual a 9. A impedância harmônica das malhas foi obtida a partir da aplicação da Teoria Eletromagnética, considerando frequências na faixa entre 100 Hz e 1 MHz (GRCEV e DAWALIBI, 1990).

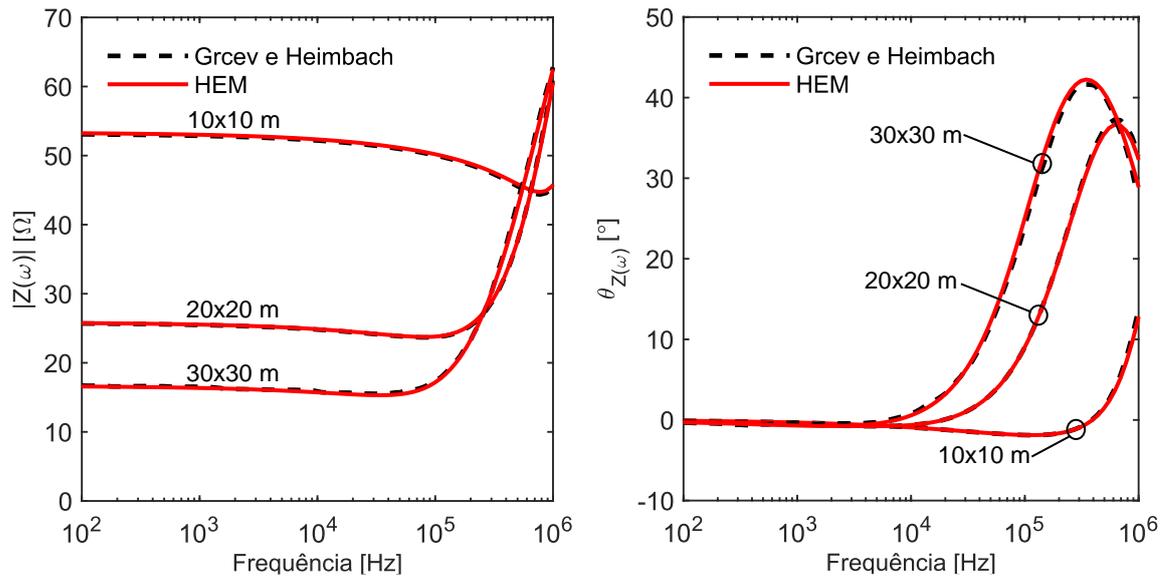
Figura 42 – Malhas simuladas em Grcev e Heimbach (1997).



Fonte: Adaptada de Grcev e Heimbach (1997, p. 176).

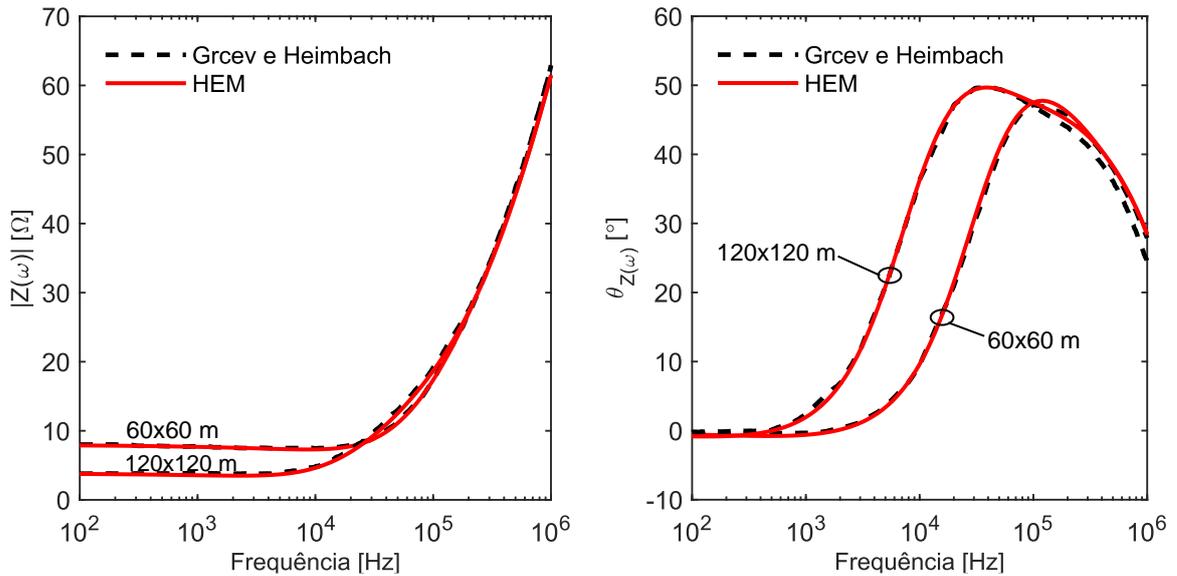
Nas Figuras 43 e 44, as curvas pontilhadas são relativas aos resultados apresentados no trabalho de Grcev e Heimbach (1997). Neste caso, as impedâncias harmônicas foram determinadas apenas em relação à quina das malhas e não é considerada a variação dos parâmetros elétricos do solo com a frequência ($\rho(\omega)$ e $\epsilon(\omega)$). Já as curvas em vermelho foram obtidas a partir do modelo implementado neste trabalho (HEM), onde se verifica existir boa concordância dos resultados.

Figura 43 – Impedância harmônica obtida na quina das malhas de lado 10 m, 20 m e 30 m.



Fonte: O autor (2023).

Figura 44 – Impedância harmônica obtida na quina das malhas de lado 60 m e 120 m.

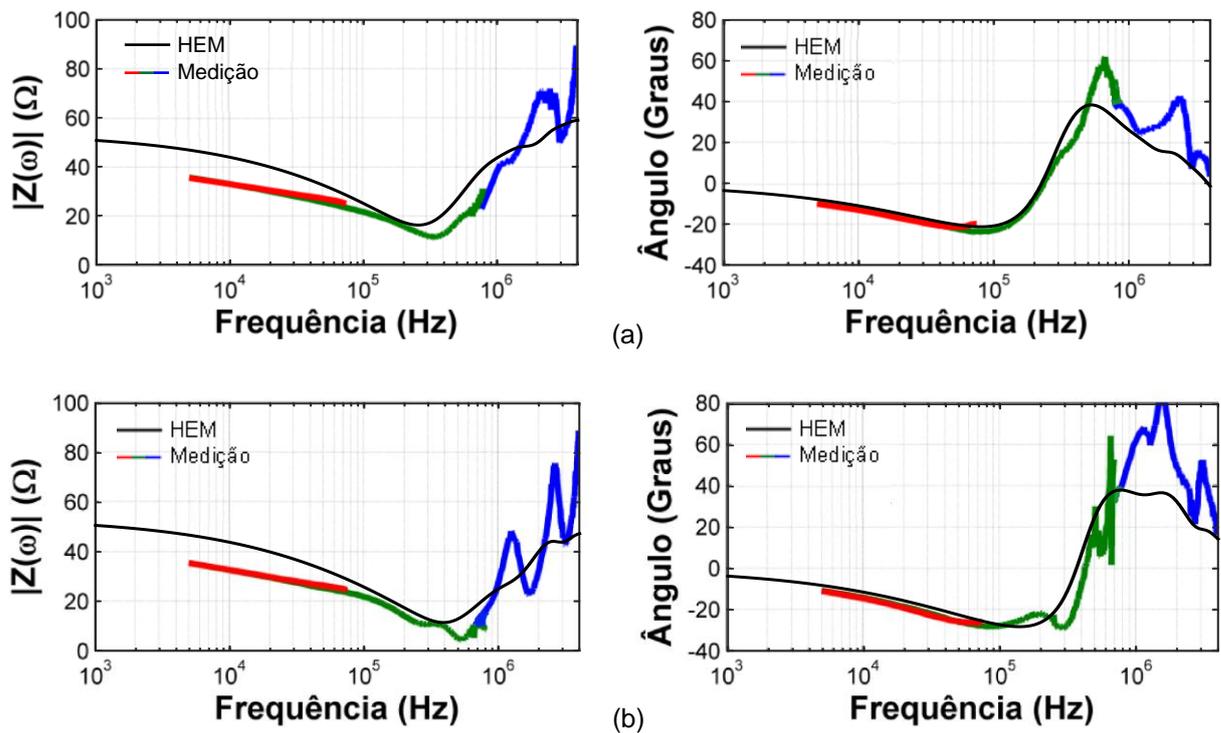


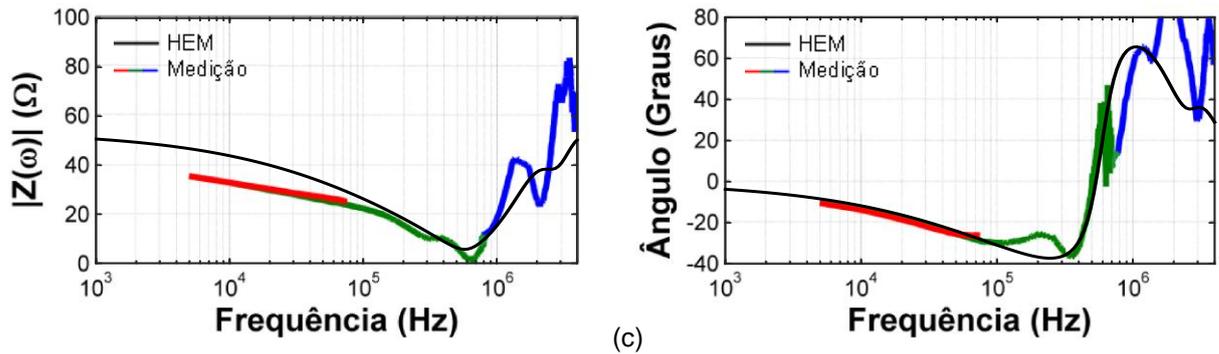
Fonte: O autor (2023).

Adicionalmente, foi realizada uma avaliação comparativa baseada em resultados obtidos em medições. No trabalho de Guimarães Neto (2013), foi determinada a impedância harmônica de uma malha de 20m x 16m, imersa em um solo de 2 $k\Omega \cdot m$, considerando três posições: quina, lateral e centro da malha. As medições foram realizadas utilizando-se ondas impulsivas. A impedância harmônica foi determinada aplicando a Transformada de Fourier às ondas de tensão e de corrente, de modo que

$Z(\omega) = V(\omega)/I(\omega)$. Na Figura 45, são apresentados os resultados obtidos nas medições e, também, as curvas geradas na simulação baseada no HEM e considerando a variação dos parâmetros elétricos do solo com a frequência utilizando o modelo de Alípio e Visacro (2014). É importante destacar que a faixa de frequências de medição variou entre 5 kHz e 4 MHz e a de simulação entre 1 kHz e 4 MHz. Os resultados apresentam boa proximidade, ressaltando-se que, apesar das curvas do módulo da impedância medida e simulada não serem totalmente coincidentes, apresentam a mesma tendência de decaimento até ~200 kHz e de crescimento para frequências superiores. Já em relação ao ângulo, há boa concordância em toda a faixa do espectro. Diante disso, julga-se que o código implementado utilizando o HEM e o modelo para variação dos parâmetros elétricos do solo com a frequência estão adequados aos propósitos deste trabalho.

Figura 45 – Impedância harmônica na (a) quina, na (b) lateral e no (c) centro da malha de 20m x 16m.





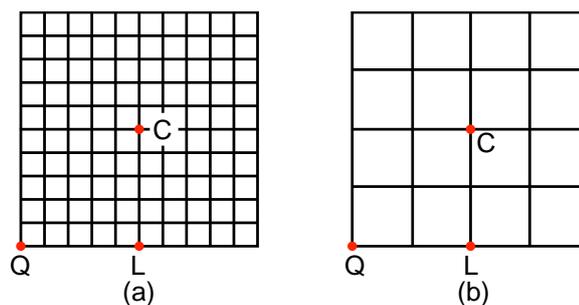
Fonte: Adaptada de Guimarães Neto (2013, p. 49) e o autor (2023).

5.3 ANÁLISES EM MALHAS DE DIMENSÕES VARIADAS

5.3.1 Malhas de 20m x 20m

A análise inicial é realizada para uma malha com 20 m de lado. Para conferir maior generalidade aos resultados, são consideradas duas situações distintas em relação a dimensão dos retículos: 2m x 2m e 5m x 5m (Figura 46). As impedâncias são determinadas para as três posições indicadas, sendo Q (quina), L (lateral) e C (centro).

Figura 46 – Malhas de 20m x 20m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.



Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 12 a 15 são apresentados, considerando as posições Q, L e C, os valores das impedâncias de aterramento por meio de números complexos ($R \pm jX$), assim como os respectivos módulos. Os valores das resistividades do solo são denotados ρ_0 .

Na Tabela 12, os resultados indicam que, em baixa frequência, a malha apresenta características predominantemente resistivas qualquer que seja o valor de ρ_0 . Conseqüentemente, o módulo da impedância é, aproximadamente, igual ao valor da resistência. Assim, as impedâncias determinadas em 100 Hz podem ser consideradas representativas para uma resistência de aterramento. Verifica-se, também, que, para uma mesma resistividade do solo, as impedâncias têm valores muito próximos qualquer que seja a posição considerada (Q, L e C). Tal fato indica a ocorrência de uma distribuição de potencial mais uniforme em toda a malha. Já em relação aos resultados apresentados na Tabela 13, obtidos em alta frequência (25 kHz), a significância da parcela reativa começa a surgir. Tal efeito já é verificado em solos de resistividade maiores que 3 k Ω ·m. Neste caso, tem início a tendência do módulo da impedância se distanciar do valor da parcela real da impedância. É importante observar, contudo, que a impedância é a mesma qualquer que seja a posição considerada (Q, L e C).

De modo geral, portanto, alguns aspectos relevantes podem ser destacados:

- Em relação à corrente em baixa frequência:
 - a. Os efeitos reativos são pouco significativos, qualquer que seja a resistividade do solo ($R \cong |Z|$);
 - b. Para uma mesma resistividade de solo, a impedância não apresenta variações significativas quando se altera a posição da malha (quina, lateral e centro). Por exemplo, para a resistividade de 5 k Ω ·m a resistência de aterramento é ~105,5 Ω ($R \cong |Z|$).
- Em relação a corrente de alta frequência:
 - c. Os efeitos reativos são pouco significativos para resistividades do solo de até 3 k Ω ·m. A partir desse valor o módulo da impedância começa a se distanciar do valor da parcela real da impedância. Como exemplo, destaca-se a situação em que a resistividade é de 5 k Ω ·m. Neste caso, $|Z| \cong 61,0 \Omega$ e $R \cong 54,3 \Omega$.
 - d. Para uma mesma resistividade de solo, a impedância não apresenta variações significativas quando se varia a posição da malha (quina, lateral e centro), indicando existir uma boa distribuição de potencial na malha. Assim, considerando a resistividade de 5 k Ω ·m, tem-se os valores de $|Z| \cong 61,0 \Omega$ e $R \cong 54,3 \Omega$ nas posições Q, L e C.

- e. Para resistividades maiores que $1 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$ há uma tendência da impedância de alta frequência se distanciar em valor da impedância de baixa frequência. Por exemplo, para resistividade de $1 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$, tem-se que $|Z_{100\text{Hz}}| \cong R_{100\text{Hz}} \cong 21,5 \Omega$, $|Z_{25\text{kHz}}| \cong 16,8 \Omega$ e $R_{25\text{kHz}} \cong 16,5 \Omega$. Para resistividades de solo maiores, a discrepância é ainda maior. Isso acontece devido a variação dos parâmetros elétricos do solo (ρ e ε) com a frequência, que para este caso, apresenta uma tendência de redução do valor com o aumento da frequência, como será apresentado mais adiante (Figura 47).

Considerando o exposto, destaca-se, ainda, uma condição de ordem prática que merece atenção. Em condições de campo, realizando-se a medição da resistência em três pontos distintos da malha (quina, lateral e centro) e sendo os valores obtidos próximos, a medição indicaria existir boa qualidade de resultados. Isso seria verdadeiro para correntes de baixa frequência, de acordo com os itens *a* e *b*. Contudo, em 25 kHz, apesar dos valores obtidos em diferentes posições (Q, L e C) serem próximos, essa concordância de resultados deixaria obscurecido um erro bastante significativo. Nessa frequência e para solos de alta resistividade ($>1 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$), tanto o módulo como a parcela real da impedância se distanciam significativamente da resistência obtida em baixa frequência. Esse é um aspecto bastante relevante, considerando que durante as medições de campo a atenção normalmente recai sobre os procedimentos e cuidados necessários à execução da técnica de medição adotada. Há, portanto, uma tendência de se confiar naquilo que o equipamento de medição apresenta, se a técnica for devidamente aplicada. Assim, o uso da alta frequência pode levar a uma falsa expectativa de que os resultados obtidos apresentam boa qualidade, obscurecendo o fato de que, na verdade, os erros podem ser grosseiros. É importante ressaltar, também, que existem equipamentos de alta frequência que realizam compensação de reativos. Nestes casos, a expectativa é a de que realizando a compensação, a parcela real da impedância seja correspondente à resistência de aterramento. Essa solução, contudo, não se mostra efetiva para solos de alta resistividade. Como exemplo, considerando o solo de $5 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$, em alta frequência a compensação de reativos levaria a uma expectativa de que a resistência de aterramento é de $54,4 \Omega$ ($R_{25\text{kHz}}$). Contudo, a resistência em baixa frequência é de $105,5 \Omega$ ($R_{100\text{Hz}}$), de modo que o erro associado a medição seria bastante elevado com ou sem a compensação ($|Z_{25\text{kHz}}| \cong 61,0 \Omega$).

Tabela 12 – Impedâncias em 100 Hz, malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R \pm jX$	$ Z $	$R \pm jX$	$ Z $	$R \pm jX$	$ Z $
100	$2,1587 - j0,0287$	2,1589	$2,1587 - j0,0315$	2,1589	$2,1586 - j0,0337$	2,1589
300	$6,4514 - j0,0745$	6,4518	$6,4514 - j0,0773$	6,4519	$6,4514 - j0,0795$	6,4519
500	$10,7551 - j0,1281$	10,7559	$10,7551 - j0,1309$	10,7559	$10,7551 - j0,1330$	10,7559
1000	$21,476 - j0,3053$	21,4782	$21,4759 - j0,3081$	21,4781	$21,4759 - j0,3102$	21,4781
3000	$63,8495 - j1,5610$	63,8686	$63,8495 - j1,5638$	63,8686	$63,8495 - j1,5660$	63,8687
5000	$105,5149 - j3,5391$	105,5742	$105,5149 - j3,5419$	105,5743	$105,5149 - j3,5441$	105,5744
10000	$207,0633 - j10,9551$	207,3529	$207,0633 - j10,9579$	207,3530	$207,0633 - j10,9601$	207,3532

Fonte: O autor (2023).

Tabela 13 – Impedâncias em 25k Hz, malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,9348 + j0,9080$	2,1373	$1,7936 + j0,3110$	1,8204	$1,6585 - j0,1176$	1,6627
300	$5,3673 + j0,2849$	5,3749	$5,2871 - j0,3587$	5,2993	$5,2084 - j0,8413$	5,2759
500	$8,7533 - j0,5037$	8,7678	$8,6913 - j1,1633$	8,7688	$8,6302 - j1,6621$	8,7888
1000	$16,5084 - j2,9342$	16,7671	$16,4636 - j3,6083$	16,8544	$16,4193 - j4,1220$	16,9288
3000	$39,4269 - j14,9877$	42,1795	$39,3974 - j15,6753$	42,4013	$39,3682 - j16,2026$	42,5720
5000	$54,4144 - j27,0232$	60,7551	$54,3888 - j27,7144$	61,0428	$54,3635 - j28,2453$	61,2633
10000	$76,4222 - j51,8493$	92,3510	$76,3999 - j52,5434$	92,7241	$76,3781 - j53,0774$	93,0098

Fonte: O autor (2023).

Como mencionando, a compensação de reativos é um recurso disponível em alguns equipamentos de medição da resistência de aterramento. Entretanto, é importante destacar que, muitas vezes, a compensação é realizada apenas para os efeitos de natureza indutiva. Nestas condições, este recurso não seria aplicável na maioria dos casos apresentados na Tabela 13, já que a impedância apresenta componentes reativos de natureza capacitiva majoritariamente. Isso acontece, sobretudo, devido à variação dos parâmetros elétricos do solo com a frequência. A Figura 47 ($\rho_0 = 1 \text{ k}\Omega \cdot m$) e a Figura 48 ($\rho_0 = 5 \text{ k}\Omega \cdot m$) evidenciam essa variação. Nelas, são apresentadas as impedâncias associadas a uma faixa do espectro aplicada em estudos de aterramentos elétricos, ficando evidente a influência exercida pela frequência, com destaque para aquelas que são de interesse neste trabalho, 100 Hz e 25 kHz. Nesta faixa, verifica-se que o ângulo da impedância, $\theta_z(\omega)$, tende a se tornar cada vez mais negativo

à medida que a frequência aumenta, denotando características de natureza capacitiva. Verifica-se, também, que há uma tendência de redução no valor do módulo ($|Z|$) e da parcela real da impedância, $R(\omega)$. De modo geral, portanto, as curvas indicam que a impedância é fortemente dependente da frequência e que o uso de frequências superiores a algumas poucas centenas de Hz para se determinar a resistência de aterramento já seria inadequado. É importante ressaltar, ainda, que os resultados apresentados são oriundos de modelos computacionais rigorosos e amplamente validados, o que lhes confere boa confiabilidade. Entretanto, para esta aplicação, julga-se ser ainda necessário expandir as análises apresentadas para condições experimentais de campo. Isso, contudo, ficou de fora do escopo deste trabalho.

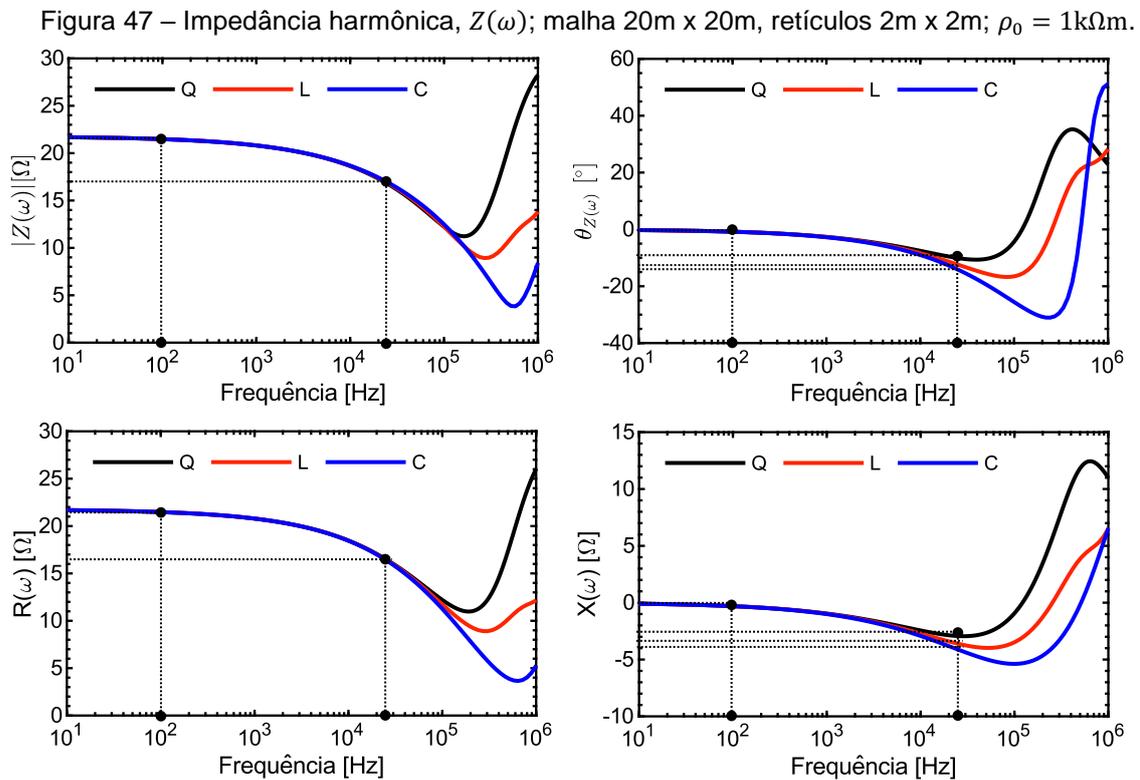
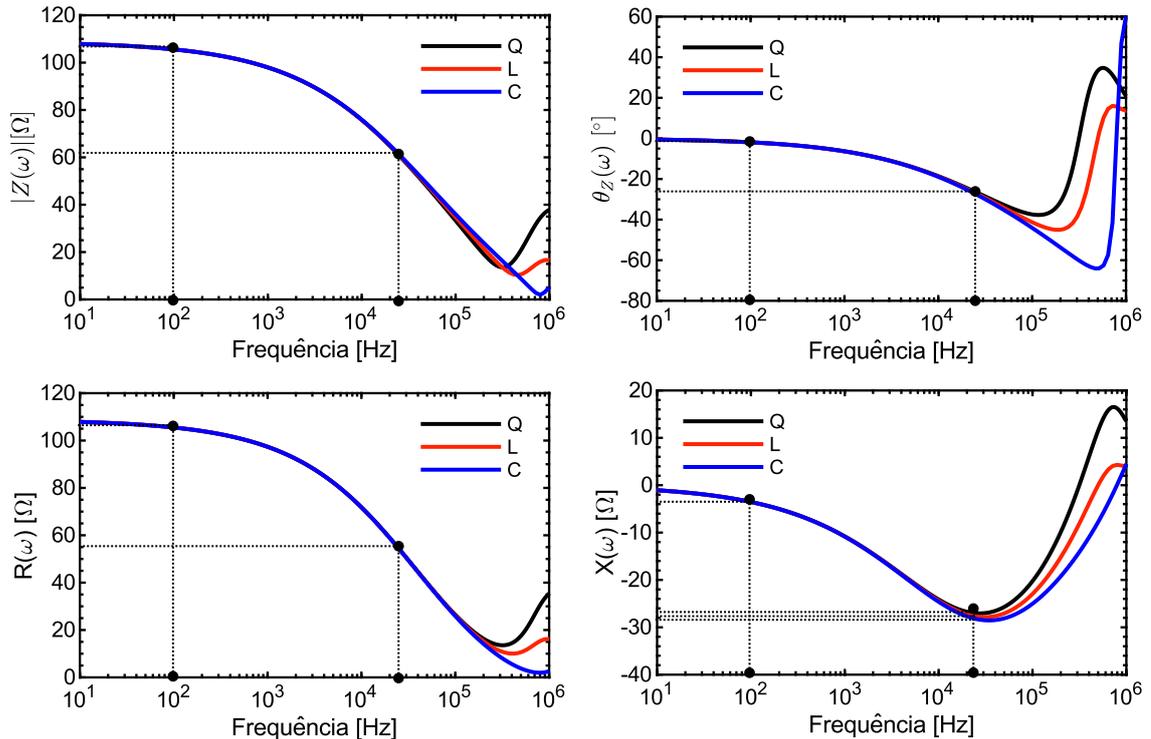


Figura 48 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 2m x 2m; $\rho_0 = 5k\Omega m$.



Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 14 e 15, são apresentados os resultados obtidos para a malha com retículos de 5 m. Nelas, verifica-se que as impedâncias são um pouco maiores do que as obtidas para as malhas com retículos de 2 m. Essa variação é esperada, uma vez que a malha agora apresenta um comprimento total menor, em termos de condutores. Além disso, os resultados apresentam a mesma tendência verificada na malha anterior, onde, em relação à impedância de baixa frequência, os efeitos reativos são pouco significativos, qualquer que seja a resistividade do solo. Além disso, para uma mesma resistividade de solo, a impedância não apresenta variações significativas qualquer que seja a posição da malha (quina, lateral e centro). Já em relação as impedâncias de alta frequência, os efeitos reativos são desprezíveis para resistividades menores que $3 \text{ k}\Omega \cdot \text{m}$. A partir desse valor, o módulo e a parcela real da impedância começam a apresentar diferenças. Verifica-se, também, que a impedância não apresenta variações significativas quando se varia a posição da malha (quina, lateral e centro), para uma mesma resistividade de solo. Além disso, à medida que a resistividade do solo aumenta, a partir de $1 \text{ k}\Omega \cdot \text{m}$, a impedância de alta frequência tende a se tornar significativamente menor do que aquela de baixa frequência. Essa condição

acontece, como no caso anterior, devido a variação dos parâmetros elétricos do solo com a frequência (ρ e ε) (Figuras 49 e 50).

Tabela 14 – Impedâncias em 100 Hz, malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100Hz}(\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$2,3703 - j0,0279$	2,3705	$2,3702 - j0,0311$	2,3704	$2,3702 - j0,0335$	2,3704
300	$7,0169 - j0,0757$	7,0173	$7,0169 - j0,0788$	7,0173	$7,0169 - j0,0813$	7,0174
500	$11,6961 - j0,1326$	11,6969	$11,6960 - j0,1357$	11,6968	$11,6960 - j0,1381$	11,6968
1000	$23,3513 - j0,3227$	23,3535	$23,3513 - j0,3258$	23,3536	$23,3513 - j0,3282$	23,3536
3000	$69,4142 - j1,6814$	69,4346	$69,4142 - j1,6845$	69,4346	$69,4142 - j1,6869$	69,4347
5000	$114,7054 - j3,8271$	114,7692	$114,7054 - j3,8303$	114,7693	$114,7054 - j3,8327$	114,7694
10000	$225,0882 - j11,8798$	225,4015	$225,0882 - j11,8829$	225,4016	$225,0882 - j11,8853$	225,4018

Fonte: O autor (2023).

Tabela 15 – Impedâncias em 25k Hz, malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m.

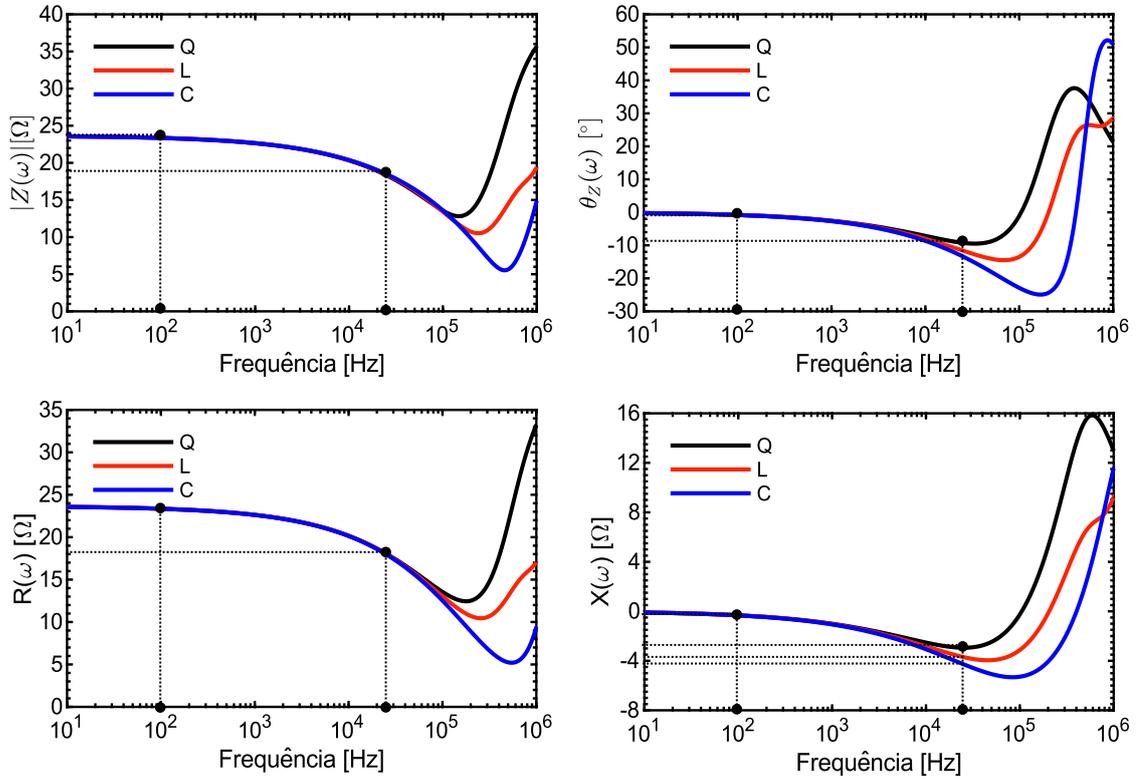
ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25kHz}(\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$2,1877 + j1,1909$	2,4908	$2,0289 + j0,5079$	2,0915	$1,8716 + j0,0168$	1,8717
300	$5,9105 + j0,5136$	5,9328	$5,8243 - j0,2073$	5,8280	$5,7377 - j0,7514$	5,7867
500	$9,6100 - j0,3283$	9,6156	$9,5443 - j1,0654$	9,6036	$9,4783 - j1,6262$	9,6168
1000	$18,0776 - j2,9441$	18,3158	$18,0309 - j3,6959$	18,4058	$17,9839 - j4,2718$	18,4843
3000	$43,0837 - j15,9956$	45,9572	$43,0534 - j16,7608$	46,2009	$43,0232 - j17,3502$	46,3899
5000	$59,4359 - j29,0546$	66,1574	$59,4098 - j29,8233$	66,4752	$59,3839 - j30,4164$	66,7203
10000	$83,4602 - j56,0162$	100,5158	$83,4377 - j56,7879$	100,9293	$83,4156 - j57,3841$	101,2477

Fonte: O autor (2023).

Nas Figuras 49 e 50 são apresentadas as curvas das impedâncias harmônicas, respectivamente para $\rho = 1 \text{ k}\Omega \cdot \text{m}$ e $\rho = 5 \text{ k}\Omega \cdot \text{m}$, na condição em que o retículo tem 5 m de comprimento lateral. Na faixa de frequências de interesse (100 Hz-25 kHz), tal como no caso anterior, verifica-se que o ângulo da impedância, $\theta_z(\omega)$, tende a tornar mais pronunciada as características de natureza capacitiva com o aumento da frequência. Verifica-se, também, que há uma tendência de redução no valor do módulo ($|Z|$) e da parcela real da impedância, $R(\omega)$. Assim, as curvas indicam, novamente, que a impedância é fortemente depende da frequência e que o uso de frequências

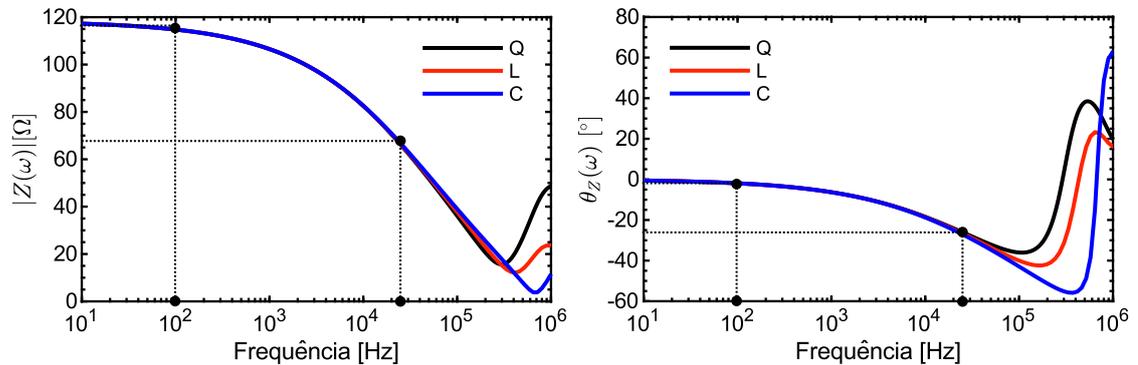
superiores a algumas poucas centenas de Hz para se determinar a resistência de aterramento já seria inadequado.

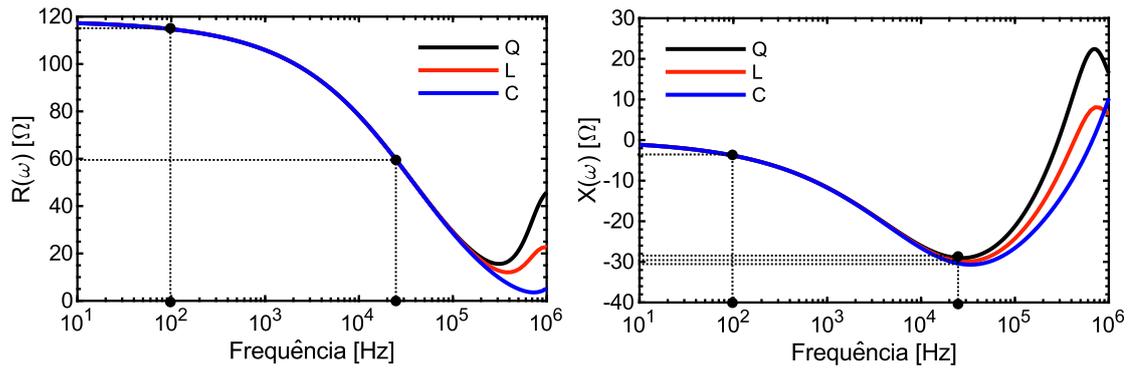
Figura 49 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m; $\rho_0 = 1k\Omega m$.



Fonte: O autor (2023).

Figura 50 – Impedância harmônica, $Z(\omega)$; malha 20m x 20m, retículos 5m x 5m; $\rho_0 = 5k\Omega m$.





Fonte: O autor (2023).

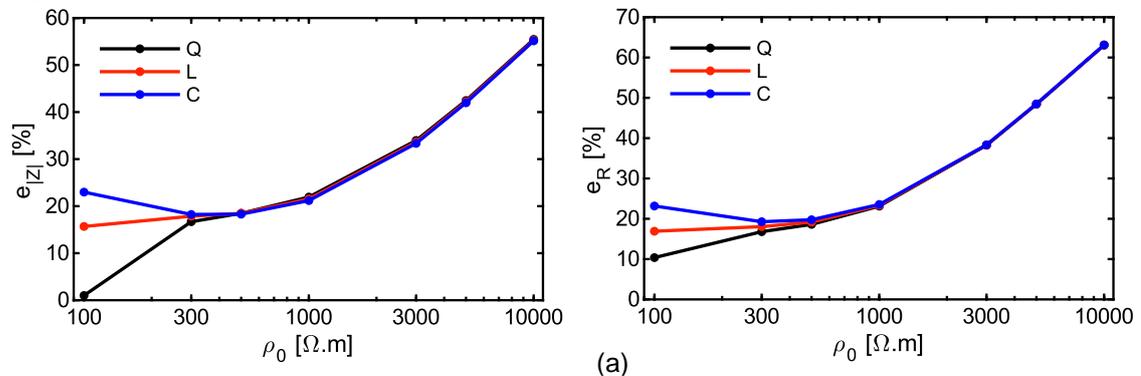
Visando uma maior clareza, na Figura 51 são apresentados os gráficos de erros relativos considerando os resultados produzidos em alta e em baixa frequência, tendo a baixa frequência como referência, sendo assim determinados:

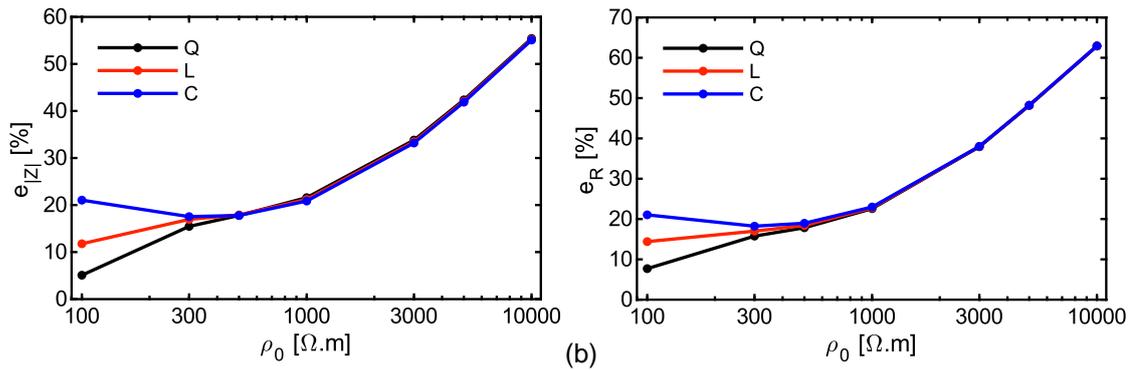
$$e_{|Z|}(\%) = \frac{||Z_{100\text{Hz}}| - |Z_{25\text{kHz}}||}{|Z_{100\text{Hz}}|} \times 100 \quad (54)$$

$$e_R(\%) = \frac{|R_{25\text{kHz}} - R_{100\text{Hz}}|}{R_{100\text{Hz}}} \times 100 \quad (55)$$

onde, $e_{|Z|}$ e e_R são os erros relativos percentuais referentes a $|Z|$ e R , respectivamente; $|Z_{100\text{Hz}}|$ e $|Z_{25\text{kHz}}|$ são os módulos da impedância para as frequências de 100 Hz e 25 kHz, respectivamente; $R_{100\text{Hz}}$ e $R_{25\text{kHz}}$ são as parcelas reais da impedância em 100 Hz e 25 kHz, respectivamente.

Figura 51 – Erro relativo percentual, malha 20m x 20m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.





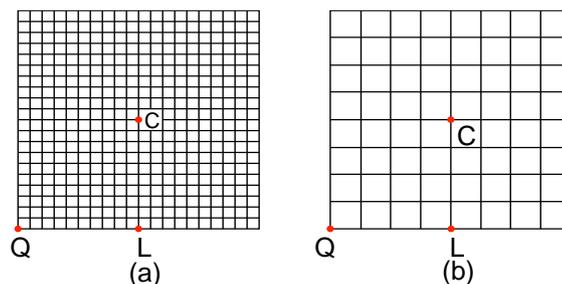
Fonte: O autor (2023).

Assim, considerando a classificação de resistividades de solo presente na ABNT NBR 7117-1 (2020) e os resultados apresentados na Figura 51, os erros relativos são de até ~20% para solos de baixa (<250 $\Omega \cdot m$) e de média resistividade (250 < ρ < 1000 $\Omega \cdot m$). Já para solos de alta resistividade ($\geq 1000 \Omega \cdot m$), os erros relativos associados a alta frequência aumentam muito rapidamente, tornando-se significativos para $\rho \geq 3 \text{ k}\Omega \cdot m$. Verifica-se, ainda, que para a resistividade de 100 $\Omega \cdot m$ existe certa variabilidade dependendo da posição da malha considerada (Q, L ou C). Isso já não acontece para resistividades de valor $\geq 300 \Omega \cdot m$. É possível que essa variabilidade ocorra devido às áreas efetivas, associadas a cada uma das posições, serem diferentes. Contudo, essa análise ficou fora do escopo desse trabalho.

5.3.2 Malhas de 40m x 40m

A seguir são apresentados resultados obtidos para a malha de 40 m de lado. A representação esquemática das malhas é apresentada na Figura 52.

Figura 52 – Malhas de 40m x 40m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.



Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 16 e 17, são apresentados os resultados obtidos em baixa frequência, considerando retículos de 2 m e de 5 m, respectivamente. Em ambos os casos, verifica-se que o módulo e a parcela real da impedância apresentam valores bem próximos para todas as condições avaliadas, seja posição da malha ou resistividade, indicando que a componente reativa é desprezível. Conseqüentemente, a impedância apresenta predominância das características resistivas.

Tabela 16 – Impedâncias em 100 Hz, malha 40m x 40m, retículos 2m x 2m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,0602 - j0,0201$	1,0604	$1,0601 - j0,0258$	1,0604	$1,0600 - j0,0301$	1,0604
300	$3,1988 - j0,0546$	3,1993	$3,1987 - j0,0602$	3,1993	$3,1987 - j0,0645$	3,1994
500	$5,3428 - j0,0892$	5,3435	$5,3428 - j0,0948$	5,3436	$5,3427 - j0,0992$	5,3436
1000	$10,6891 - j0,1922$	10,6908	$10,6891 - j0,1978$	10,6909	$10,6891 - j0,2021$	10,6910
3000	$31,8414 - j0,8554$	31,8529	$31,8414 - j0,8610$	31,8530	$31,8414 - j0,8654$	31,8532
5000	$52,6510 - j1,8683$	52,6841	$52,6510 - j1,8739$	52,6843	$52,6510 - j1,8782$	52,6845
10000	$103,3840 - j5,6188$	103,5366	$103,3840 - j5,6244$	103,5369	$103,3840 - j5,6288$	103,5371

Fonte: O autor (2023).

Tabela 17 – Impedâncias em 100 Hz, malha 40m x 40m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,1298 - j0,0184$	1,1299	$1,1297 - j0,0247$	1,1300	$1,1296 - j0,0294$	1,1300
300	$3,3865 - j0,0536$	3,3869	$3,3865 - j0,0598$	3,3870	$3,3864 - j0,0645$	3,3870
500	$5,6552 - j0,0894$	5,6559	$5,6552 - j0,0956$	5,6560	$5,6551 - j0,1003$	5,6560
1000	$11,3117 - j0,1966$	11,3134	$11,3117 - j0,2028$	11,3135	$11,3116 - j0,2075$	11,3135
3000	$33,6888 - j0,8940$	33,7007	$33,6888 - j0,9002$	33,7008	$33,6888 - j0,9050$	33,7010
5000	$55,7021 - j1,9625$	55,7367	$55,7021 - j1,9687$	55,7369	$55,7021 - j1,9735$	55,7370
10000	$109,3680 - j5,9244$	109,5283	$109,3680 - j5,9306$	109,5287	$109,3680 - j5,9354$	109,5289

Fonte: O autor (2023).

As impedâncias de alta frequência são apresentadas nas Tabelas 18 e 19 para retículos de 2 m e de 5 m, respectivamente. Os resultados mostram mais uma vez que a reatância não é, em geral, desprezível em relação à parcela real da impedância e se acentua com o aumento de ρ_0 . Considerando o ponto central da malha (ponto C), a razão R/X assume valores da ordem de 20 a 60 em 100 Hz, enquanto para 25 kHz

os valores ficam sempre abaixo de 10 chegando próximo a 1 com o aumento da resistividade. Chama atenção, também, o fato de que há casos em que a impedância varia dependendo da posição na malha. Este é o caso para a resistividade de 100 $\Omega\cdot m$, que tem os valores do módulo da impedância, nas respectivas posições, iguais a: Q = 2,1796 Ω , L = 1,2961 Ω e C = 0,7330 Ω . De igual forma, isso acontece em relação a parcela real da impedância, onde Q = 1,5243 Ω , L = 1,0743 Ω e C = 0,6991 Ω . Essa variabilidade também é bastante pronunciada para a resistividade de 300 $\Omega\cdot m$. Verifica-se, ainda, que para resistividades maiores que 1 $k\Omega\cdot m$ as impedâncias de baixa e de alta frequência começam a apresentar diferenças significativas. Nessas situações é importante observar, também, que o recurso de compensação de reativos não melhoraria os resultados. Como exemplo, cita-se o caso em que o retículo é de 2 m e o solo de 3 $k\Omega\cdot m$: $|Z_{100Hz}| \cong R_{100Hz} \cong 31,9 \Omega$; $|Z_{25kHz}| \cong 20,0 \Omega$; $R_{25kHz} \cong 18,5 \Omega$. Para resistividades maiores, a discrepância é ainda maior. Como já mencionado, isso ocorre devido à variação dos parâmetros elétricos do solo com a frequência.

Tabela 18 – Impedâncias em 25 kHz, malha 40m x 40m, retículos 2m x 2m.

ρ_0 ($\Omega\cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	1,5243 + j1,5580	2,1796	1,0743 + j0,7251	1,2961	0,6991 + j0,2205	0,7330
300	2,8807 + j1,6537	3,3216	2,5532 + j0,5372	2,6091	2,2448 - j0,2511	2,2588
500	4,3326 + j1,3340	4,5333	4,0685 + j0,1318	4,0706	3,8146 - j0,7445	3,8866
1000	7,8508 + j0,1154	7,8516	7,6569 - j1,1625	7,7446	7,4675 - j2,1167	7,7617
3000	18,6564 - j6,0484	19,6124	18,5313 - j7,3905	19,9507	18,4082 - j8,4104	20,2385
5000	25,8077 - j12,1376	28,5194	25,7014 - j13,4961	29,0294	25,5967 - j14,5330	29,4347
10000	36,3268 - j24,6192	43,8833	36,2376 - j25,9919	44,5953	36,1499 - j27,0435	45,1461

Fonte: O autor (2023).

Tabela 19 – Impedâncias em 25 kHz, malha 40m x 40m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega\cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	1,7352 + j1,9437	2,6055	1,2196 + j0,9840	1,5671	0,7884 + j0,4167	0,8917
300	3,1224 + j2,0594	3,7404	2,7647 + j0,7987	2,8778	2,4270 - j0,0785	2,4283
500	4,6573 + j1,7321	4,9690	4,3736 + j0,3812	4,3902	4,1002 - j0,5895	4,1424
1000	8,3938 + j0,4566	8,4062	8,1891 - j0,9721	8,2466	7,9890 - j2,0233	8,2412

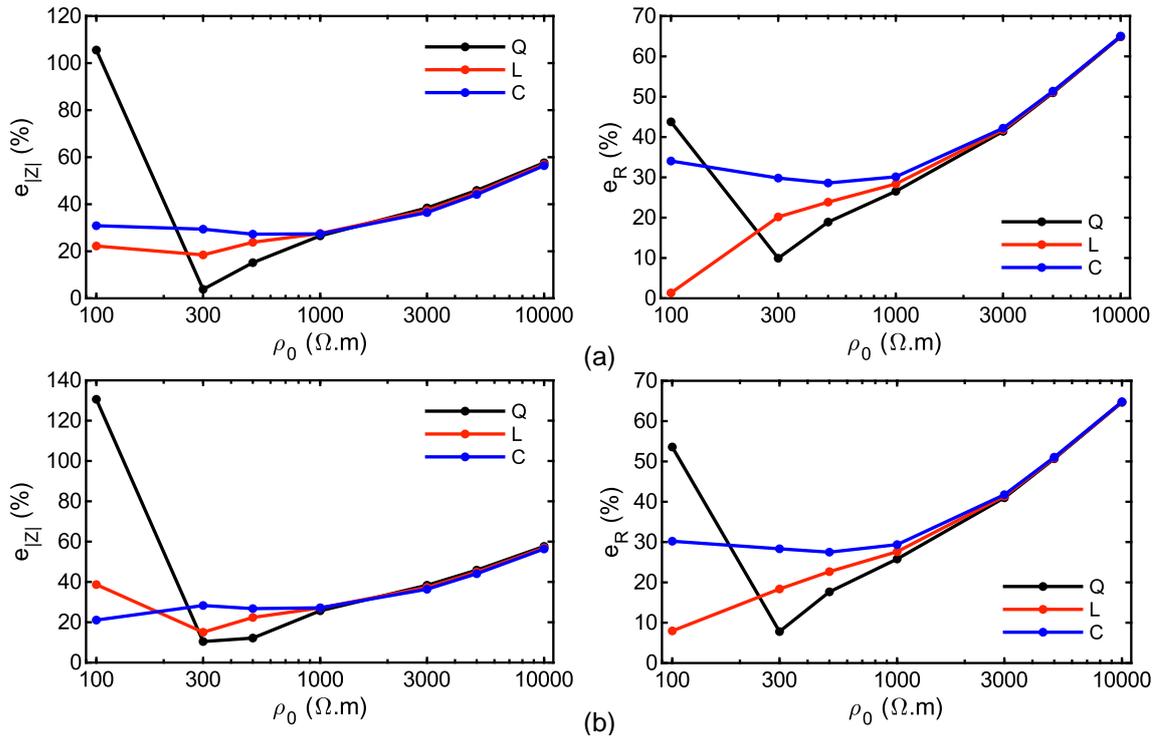
ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
3000	$19,8789 - j6,0377$	20,7756	$19,7497 - j7,5310$	21,1369	$19,6223 - j8,6486$	21,4437
5000	$27,4802 - j12,4669$	30,1759	$27,3711 - j13,9766$	30,7331	$27,2636 - j15,1112$	31,1713
10000	$38,6659 - j25,6580$	46,4046	$38,5750 - j27,1818$	47,1898	$38,4856 - j28,3309$	47,7889

Fonte: O autor (2023).

Na Figura 53, são apresentados os erros relativos percentuais, tendo como referência as impedâncias de baixa frequência. Nela, verifica-se que, para o solo de 100 $\Omega \cdot m$, há um erro bastante elevado associado à posição Q. Para as demais posições (L e C) o erro é menor. Além disso, chama a atenção o fato da impedância variar significativamente com a posição. O mesmo acontece para os solos de 300 $\Omega \cdot m$ e 500 $\Omega \cdot m$. Mais uma vez, essa variabilidade entre os valores pode estar ocorrendo devido à variação da área efetiva. Para as demais resistividades os erros se encontram na faixa de 30% a 60%, o que tornaria as medições ineficazes. É importante observar que os erros apresentaram as mesmas tendências considerando tanto o módulo como a parcela real da impedância.

Em relação a compensação de reativo, os resultados mostraram que esta técnica não seria efetiva. Para solos de baixa e média resistividade, a dependência em relação a posição geraria dúvidas de ordem prática durante os procedimentos de medição da resistência de aterramento. Isso porque durante os procedimentos de medição, essa variabilidade poderia ser confundida com alguma falha relativa aos procedimentos de execução da técnica. Com isso, a influência exercida pela alta frequência ficaria obscurecida. Para os solos alta resistividade, já não se verifica a dependência em relação a posição. Entretanto, os erros são expressivos. Além disso, é importante ressaltar, mais uma vez, que normalmente os equipamentos de medição fazem a compensação reativa indutiva, o que seria sem efeito na maioria dos casos avaliados devido à natureza da componente reativa ser capacitiva.

Figura 53 – Erro relativo percentual, malha 40m x 40m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.

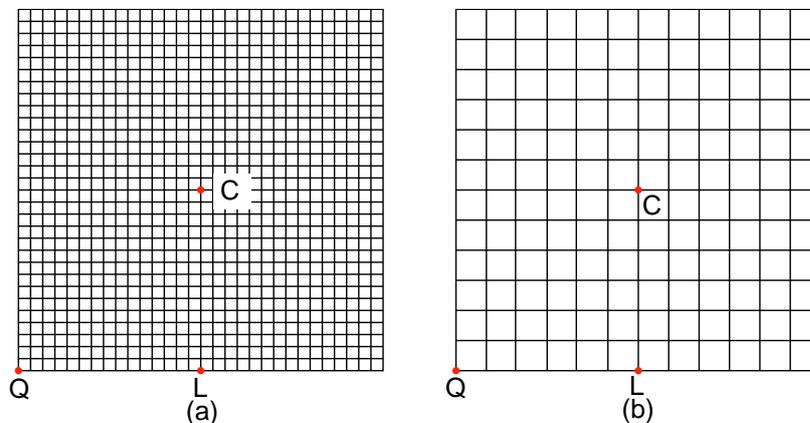


Fonte: O autor (2023).

5.3.3 Malhas de 60m x 60m

Na Figura 54 são apresentadas as malhas de 60 m de lado, com *grids* de 2x2 e 5x5 m. Os pontos para a obtenção das impedâncias também são indicados.

Figura 54 – Malhas de 60m x 60m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.



Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 20 e 21, são apresentados os resultados obtidos em baixa frequência, considerando retículos de 2 m e de 5 m, respectivamente. Nelas, verifica-se que o módulo e a parcela real da impedância apresentam valores bem próximos para todas as condições avaliadas, seja posição da malha ou resistividade, indicando que a componente reativa é desprezível e, conseqüentemente, a impedância apresenta características predominantemente resistivas.

Tabela 20 – Impedâncias em 100 Hz, malha 60m x 60m, retículos 2m x 2m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100 Hz} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,6955 - j0,0132$	0,6956	$0,6952 - j0,0215$	0,6955	$0,6950 - j0,0279$	0,6956
300	$2,1136 - j0,0437$	2,1141	$2,1135 - j0,0521$	2,1141	$2,1133 - j0,0585$	2,1141
500	$3,5370 - j0,0720$	3,5377	$3,5369 - j0,0804$	3,5378	$3,5368 - j0,0868$	3,5379
1000	$7,0899 - j0,1502$	7,0915	$7,0898 - j0,1586$	7,0916	$7,0897 - j0,1650$	7,0916
3000	$21,1611 - j0,6156$	21,1701	$21,1610 - j0,6241$	21,1702	$21,1610 - j0,6306$	21,1704
5000	$35,0115 - j1,3064$	35,0359	$35,0115 - j1,3148$	35,0362	$35,0114 - j1,3213$	35,0363
10000	$68,7885 - j3,8337$	68,8952	$68,7885 - j3,8421$	68,8957	$68,7885 - j3,8487$	68,8961

Fonte: O autor (2023).

Tabela 21 – Impedâncias em 100 Hz, malha 60m x 60m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100 Hz} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,7308 - j0,0108$	0,7309	$0,7305 - j0,0201$	0,7308	$0,7303 - j0,0270$	0,7308
300	$2,2093 - j0,0419$	2,2097	$2,2091 - j0,0511$	2,2097	$2,2090 - j0,0580$	2,2098
500	$3,6962 - j0,0708$	3,6969	$3,6960 - j0,0800$	3,6969	$3,6959 - j0,0869$	3,6969
1000	$7,4071 - j0,1511$	7,4086	$7,4070 - j0,1603$	7,4087	$7,4069 - j0,1673$	7,4088
3000	$22,1023 - j0,6340$	22,1114	$22,1023 - j0,6432$	22,1117	$22,1022 - j0,6502$	22,1118
5000	$36,5660 - j1,3531$	36,5910	$36,5660 - j1,3623$	36,5914	$36,5660 - j1,3694$	36,5916
10000	$71,8374 - j3,9881$	71,9480	$71,8373 - j3,9974$	71,9484	$71,8373 - j4,0044$	71,9488

Fonte: O autor (2023).

Nas Tabelas 22 e 23 são apresentadas as impedâncias de alta frequência para retículos de 2 m e de 5 m, respectivamente. Os resultados mostram que, no geral, a componente reativa não é desprezível se comparada à parcela real da impedância, acentuando-se com o aumento de ρ_0 . Verifica-se, também, que para solos de baixa e de média resistividade a impedância apresenta variações significativas dependendo

da posição da malha considerada. Este é o caso, por exemplo, para a resistividade de 100 $\Omega\cdot m$, que tem os seguintes valores do módulo da impedância, nas respectivas posições: $Q = 2,3087 \Omega$, $L = 1,2732 \Omega$ e $C = 0,6580 \Omega$. Isso também ocorre em relação a parcela real da impedância, onde $Q = 1,6004 \Omega$, $L = 0,9431 \Omega$ e $C = 0,4948 \Omega$. Para resistividades $\geq 1 \text{ k}\Omega\cdot m$, essa variabilidade deixa de ser significativa passando a ser mais homogênea. Por fim, ressalta-se que, tal como no caso anterior, as impedâncias de baixa e de alta frequência começam a apresentar diferenças significativas para resistividades maiores que $1 \text{ k}\Omega\cdot m$, de modo que a compensação de reativos seria uma estratégia ineficaz. Como exemplo, cita-se o caso em que o retículo é de 2 m e o solo 3 $\text{k}\Omega\cdot m$: $|Z_{100\text{Hz}}| \cong R_{100\text{Hz}} \cong 22,1\Omega$; $|Z_{25\text{kHz}}| \cong 12,9\Omega$; $R_{25\text{kHz}} \cong 12,7\Omega$. Para resistividades maiores, a discrepância é ainda maior.

Tabela 22 – Impedâncias em 25 kHz, malha 60m x 60m, retículos 2m x 2m.

ρ_0 ($\Omega\cdot m$)	$Z_{25 \text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,6004 + j1,6640$	2,3087	$0,9431 + j0,8553$	1,2732	$0,4948 + j0,4338$	0,6580
300	$2,5546 + j2,3433$	3,4666	$1,9060 + j0,9891$	2,1474	$1,3391 + j0,1248$	1,3449
500	$3,3730 + j2,4026$	4,1412	$2,8024 + j0,8360$	2,9244	$2,2755 - j0,2376$	2,2879
1000	$5,4075 + j1,8263$	5,7076	$4,9603 + j0,0557$	4,9606	$4,5315 - j1,2269$	4,6947
3000	$12,0344 - j2,1635$	12,2273	$11,7389 - j4,1082$	12,4370	$11,4494 - j5,5710$	12,7328
5000	$16,5249 - j6,2167$	17,6556	$16,2751 - j8,2047$	18,2262	$16,0295 - j9,7124$	18,7423
10000	$23,1679 - j14,5351$	27,3500	$22,9610 - j16,5601$	28,3098	$22,7575 - j18,1062$	29,0816

Fonte: O autor (2023).

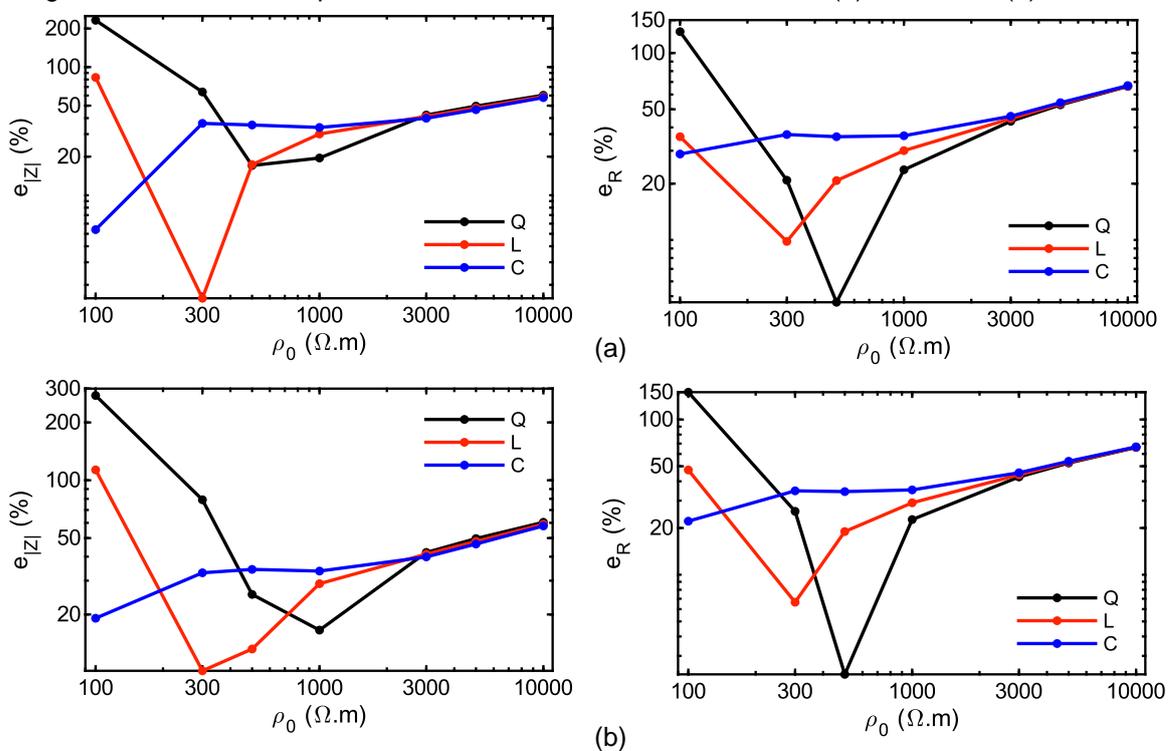
Tabela 23 – Impedâncias em 25 kHz, malha 60m x 60m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega\cdot m$)	$Z_{25 \text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,8265 + j2,0554$	2,7497	$1,0762 + j1,1271$	1,5584	$0,5687 + j0,6591$	0,8705
300	$2,7750 + j2,8228$	3,9584	$2,0621 + j1,2945$	2,4347	$1,4423 + j0,3370$	1,4811
500	$3,6118 + j2,9084$	4,6372	$2,9947 + j1,1503$	3,2080	$2,4273 - j0,0338$	2,4275
1000	$5,7278 + j2,3221$	6,1806	$5,2535 + j0,3498$	5,2651	$4,8003 - j1,0544$	4,9147
3000	$12,6748 - j1,8296$	12,8062	$12,3685 - j3,9794$	12,9929	$12,0690 - j5,5677$	13,2914
5000	$17,3837 - j6,0560$	18,4084	$17,1316 - j8,2493$	19,0143	$16,8793 - j9,8826$	19,5596
10000	$24,3665 - j14,7365$	28,4761	$24,1552 - j16,9664$	29,5183	$23,9476 - j18,6379$	30,3457

Fonte: O autor (2023).

Na Figura 55 são apresentados os gráficos de erros relativos. É importante observar que ambos os eixos estão sendo apresentados na escala logarítmica. Isso porque as variações da impedância com a posição da malha foram bastante acentuadas para baixa e média resistividade. Para solos de alta resistividade, essa variabilidade já não é expressiva, contudo, os erros são bastante elevados. Em relação à compensação de reativo, mais uma vez, os resultados mostraram que a técnica não seria efetiva. Isso porque o erro é bastante elevado em todos os casos avaliados, com algumas exceções. Como exemplo, citam-se os valores obtidos para $\rho_0 = 300 \Omega \cdot m$, posição L. Neste caso, $|Z_{100\text{Hz}}| = 2,1141 \Omega$; $|Z_{25\text{kHz}}| = 2,1474 \Omega$. Entretanto, apesar de o erro ser desprezível, a variabilidade em relação às demais posições (Q = 3,4666 Ω e C = 1,3449 Ω), em condições de campo, não permitiria se determinar com segurança qual dos três estaria mais próximo daquele obtido em baixa frequência. Assim como para as malhas anteriormente analisadas, é possível que a área efetiva esteja causando a variabilidade entre os pontos em 25 kHz. Essa investigação, no entanto, ficou fora do escopo desse trabalho.

Figura 55 – Erro relativo percentual, malha 60m x 60m, retículos de (a) 2m x 2m e (b) 5m x 5m.

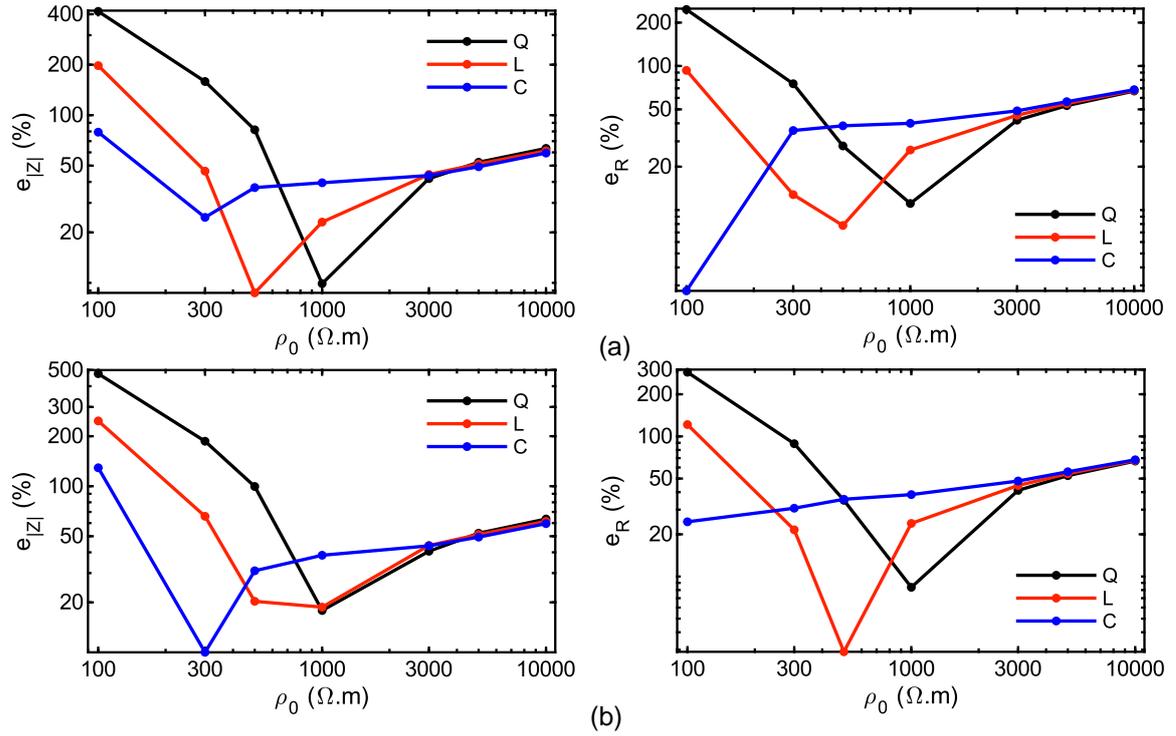


Fonte: O autor (2023).

Além das malhas já apresentadas, também foram avaliadas malhas de 80 m, 100 m e 120 m de lado. Para esses casos, contudo, foram considerados retículos de 5 m e 10 m. Os resultados, de modo geral, apresentaram tendências semelhantes. Diante disso, a seguir serão apresentadas apenas os gráficos de erros relativos. Entretanto, a representação esquemática das malhas e as tabelas com os dados obtidos para baixa e para alta frequência estão disponíveis nos Apêndices A (80m x 80m), B (100m x 100m) e C (120m x 120m). Nessas tabelas, é importante observar que, em todos os casos, o módulo e a parcela real da impedância apresentam valores bem próximos para a condição de baixa frequência, qualquer que seja a posição da malha (Q, L e C) ou resistividade do solo. Isso decorre do fato de a componente reativa ser desprezível. Assim, a impedância apresenta predominância das características resistivas.

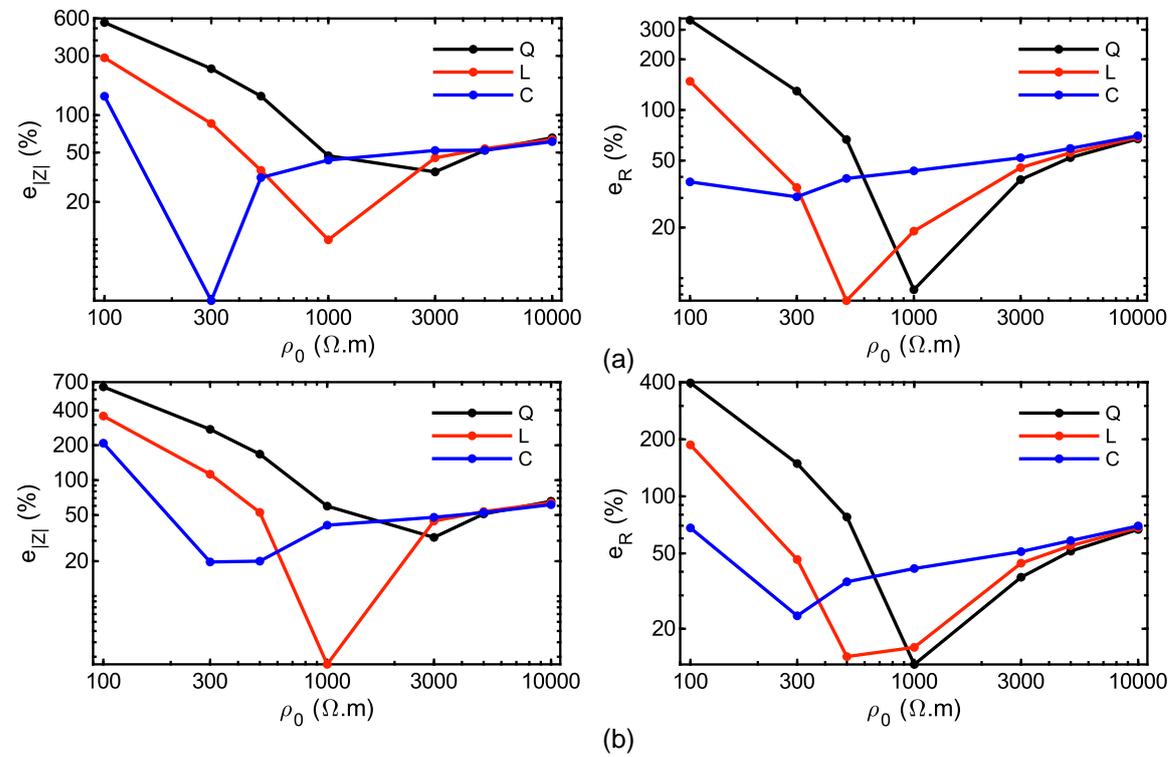
Nas Figuras 56, 57 e 58 são apresentados os gráficos de erros relativos para as malhas de 80 m, 100 m e 120 m, respectivamente. Nelas, são identificadas, claramente, tendências semelhantes para duas regiões distintas, uma associada a solos de resistividade $\leq 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$ e outra a solos de valores maiores. Para solos de baixa e média resistividade, a impedância de alta frequência apresenta variabilidade bastante expressiva, indicando existir uma forte dependência em relação a posição considerada (Q, L e C). Como exemplo, cita-se o módulo da impedância da malha de 80m x 80m, solo de $500 \Omega\cdot\text{m}$ e retículos de 5 m. Neste caso, os valores são, aproximadamente, iguais a $Q = 4,97 \Omega$, $L = 2,97 \Omega$ e $C = 1,72 \Omega$. Na malha de 100m x 100m, os valores são, aproximadamente, iguais a $Q = 5,23 \Omega$, $L = 2,94 \Omega$ e $C = 1,48 \Omega$. Já na malha de 120m x 120m são, aproximadamente, iguais a $Q = 5,37 \Omega$, $L = 2,94 \Omega$ e $C = 1,47 \Omega$. Para além dessa condição, verifica-se, também, que o erro relativo é bastante significativo, sendo aproximadamente igual a 81,8%, 8,7% e 37,0% para as posições Q, L e C, respectivamente. Se for utilizado o recurso da compensação de reativos, os erros ficam associados a parcela real da impedância, que passam a ser, respectivamente, iguais a 27,87%, 7,82% e 38,45%. Para solos de alta resistividade, $\geq 3 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$ nos casos avaliados, a variabilidade em relação a posição já é discreta. Entretanto, os erros relativos são bastante elevados, sempre maiores que ~35%, considerando-se o módulo ou parcela real da impedância.

Figura 56 – Erro relativo percentual, malha 80m x 80m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.



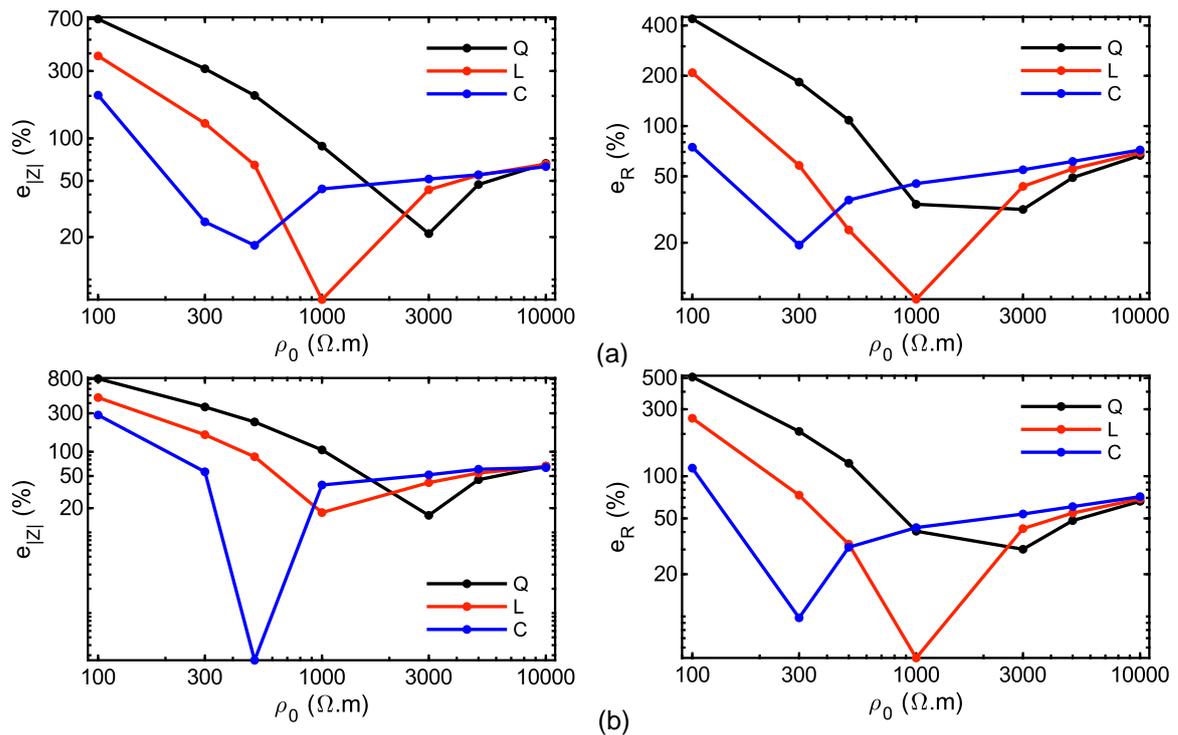
Fonte: O autor (2023).

Figura 57 – Erro relativo percentual, malha 100m x 100m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.



Fonte: O autor (2023).

Figura 58 – Erro relativo percentual, malha 120m x 120m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.



Fonte: O autor (2023).

5.4 MEDIÇÕES DA RESISTÊNCIA DE ATERRAMENTO EM SUBESTAÇÕES

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos em medições realizadas com três equipamentos distintos:

- I. CPC100 da Omicron. É um equipamento bastante robusto e de alta confiabilidade, apresentando multifuncionalidades. Para ensaios em aterramentos, é possível configurar o equipamento para que ele realize medições com até sete frequências em cada aquisição de dados (cada distância), todas próximas à da rede. Na Figura 59 é apresentado o registro do momento em que o CPC100 estava sendo preparado para as medições. Em todas as medições, os resultados obtidos com esse equipamento foram utilizados como referência nas avaliações comparativas com os demais equipamentos (*benchmarking*).

Figura 59 – Configurando o CPC100 para as medições.



Fonte: O autor (2023).

- II. X25k. Identificação para o equipamento de 25 kHz. Este equipamento conta com a funcionalidade que permite realizar a compensação reativa em impedâncias que apresentem a componente indutiva. É importante destacar que neste trabalho está sendo avaliado o uso da alta frequência em uma dada aplicação e não um modelo de equipamento ou fabricantes específicos. Diante disso, tais informações estão sendo omitidas.
- III. AMT600. Esse equipamento está sendo desenvolvido pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) em parceria com a Neoenergia no âmbito do Programa de Pesquisa e Desenvolvimento (PROP&D) da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). O equipamento opera utilizando seis frequências distintas, todas próximas à da rede. Além disso, as medições são realizadas a três pontos (Método da Queda de Potencial), a quatro fios utilizando uma ponte de Kelvin e potência de 300 W. Os recursos disponíveis de potência e a ponte de Kelvin aliados a um robusto sistema de rejeição de ruídos, conferem a esse equipamento uma capacidade singular de realizar medições bastante confiáveis mesmo que os valores sejam bem pequenos. A Figura 60 mostra o Analisador de Malha de Aterramento (AMT600), em fase já avançada do desenvolvimento. Na Figura 61, é

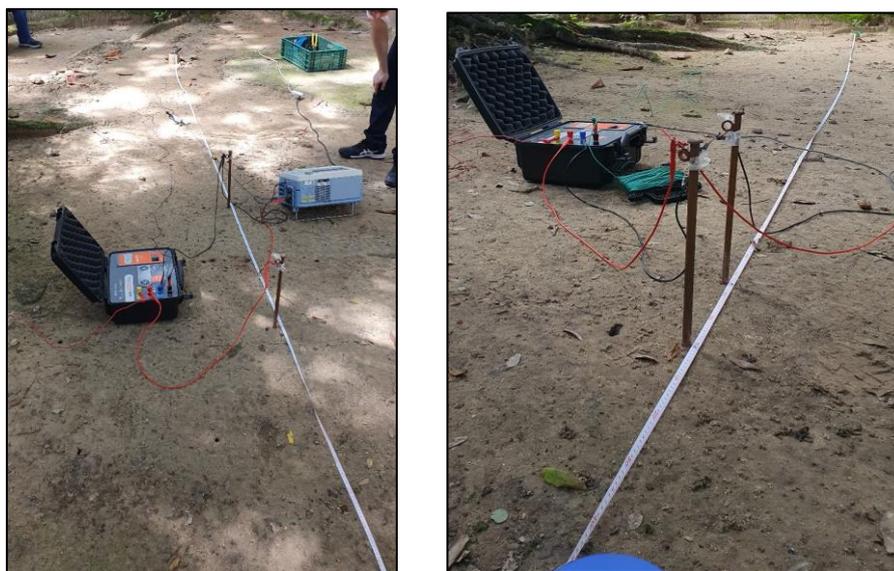
apresentado um registro de testes realizados na UFPE, também, em uma fase adiantada do desenvolvimento do produto.

Figura 60 – Analisador de Malha de Aterramento – AMT600.



Fonte: O autor (2023).

Figura 61 – Testes realizados na UFPE.



Fonte: O autor (2023).

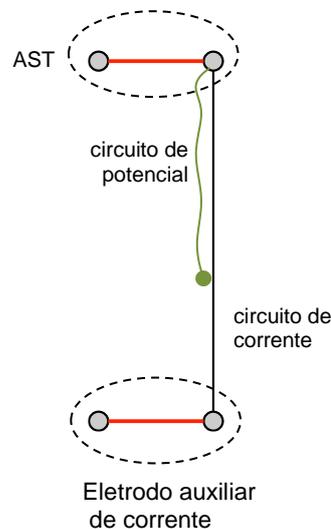
Por fim, é importante ressaltar que todas as medições foram realizadas utilizando-se o Método da Queda de Potencial.

5.4.1 Testes realizados na UFPE

O local utilizado para os testes fica localizado ao lado do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da UFPE. Os ensaios foram realizados utilizando-se dois arranjos: *i*) um pequeno aterramento constituído por duas hastes verticais interligadas e cravadas ~40 cm no solo; *ii*) uma pequena malha da subestação que atende ao DEE com dimensões aproximadas 5,5m x 9,0m.

Na Figura 62 é apresentada a representação esquemática do arranjo utilizado no primeiro caso: aterramento sob teste (AST), constituído por duas hastes; circuito de potencial; circuito de corrente e o eletrodo auxiliar de corrente.

Figura 62 – Arranjo de medição. Aterramento constituído por 2 hastes.



Fonte: O autor (2023).

Nestes ensaios foram utilizados apenas o AMT600 e o X25k. A tensão no solo foi medida com o eletrodo de potencial sendo afastado do AST com espaçamentos constantes de 2 m. Na Tabela 24 são apresentados os dados obtidos com o AMT600 (100 Hz) e com o X25k, onde se verifica que os valores são bem próximos. Neste caso, a diferença absoluta máxima foi de 0,452 Ω . Na Figura 63, são apresentadas as

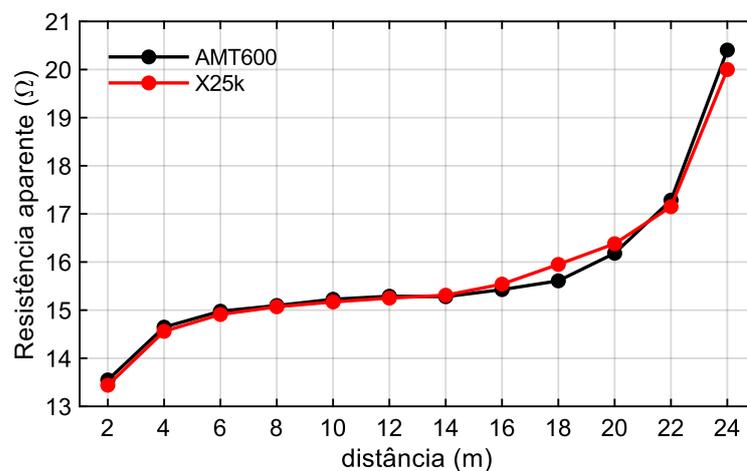
curvas de resistências aparentes obtidas por ambos os equipamentos, ficando evidente existir boa concordância de resultados. Além disso, verifica-se que o patamar ficou bem definido, de forma que se pode considerar a resistência de aterramento sendo de $\sim 15,3 \Omega$ (posições 12 m e 14 m).

Tabela 24 – Resistências aparentes. Aterramento de duas hastes.

Distância (m)	Resistência Aparente (Ω)	
	AMT600 (100 Hz)	X25k (25kHz)
2	13,586	13,440
4	14,693	14,560
6	15,030	14,910
8	15,212	15,070
10	15,311	15,170
12	15,377	15,250
14	15,355	15,310
16	15,483	15,540
18	15,635	15,950
20	16,212	16,380
22	17,277	17,150
24	20,452	20,000

Fonte: O autor (2023).

Figura 63 – Resistências aparentes. Aterramento de duas hastes.

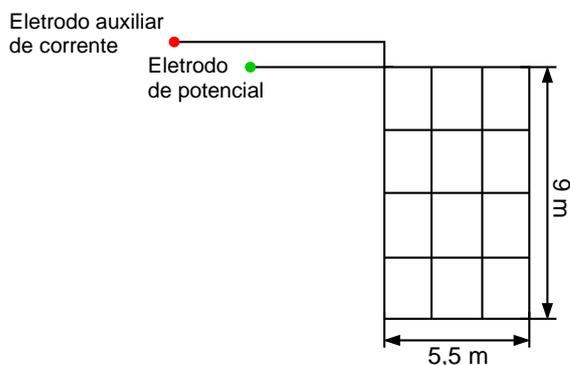


Fonte: O autor (2023).

Na Figura 64, é apresentada a representação esquemática para a malha da subestação que atende ao DEE. Tal como no caso anterior, os testes foram realizados

utilizando o AMT600 e o X25k. Além disso, foram utilizadas duas hastes interligadas para compor o eletrodo auxiliar de corrente.

Figura 64 – Arranjo de medição. Aterramento da SE ao lado do DEE.



Fonte: O autor (2023).

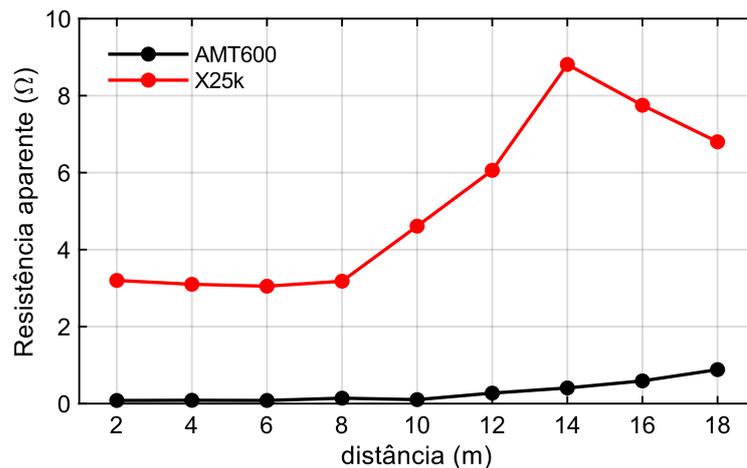
Na Tabela 25, são apresentados os valores das resistências aparentes obtidas com ambos os equipamentos, o AMT600 em 100 Hz e o X25k. Neste ensaio, o objetivo foi apenas verificar os níveis de proximidade existentes entre os valores obtidos com ambos os equipamentos. Assim, não foi despendido um esforço maior no sentido de se formar a curva característica de resistências aparentes. De fato, como se pode verificar na Figura 65, as curvas não estão bem definidas, contudo, os resultados atenderam ao propósito estabelecido. Nesse sentido, as curvas evidenciam existir diferenças significativas entre os valores obtidos pelos equipamentos, qualquer que seja a distância considerada. A razão para tais diferenças não foram determinadas, ficando para trabalhos futuros. Ressalta-se, ainda, que o recurso de compensação indutiva, disponível no X25k, foi utilizado. Entretanto, o equipamento indicou não ser possível realizar a compensação, o que pode ser em decorrência da componente indutiva da impedância de alta frequência ser elevada. Há, também, a possibilidade de a componente reativa da impedância ser capacitiva, de modo que, nessas condições, o equipamento não realizaria a compensação. Contudo, uma investigação mais cuidadosa, nesse sentido, ficou fora do escopo deste trabalho.

Tabela 25 – Resistências aparentes. Aterramento SE do DEE.

Distância (m)	Resistência Aparente (Ω)		$\frac{X25k}{AMT600}$
	AMT600 (100 Hz)	X25k (25 kHz)	
2	0,081	3,200	39,51
4	0,086	3,100	36,05
6	0,082	3,050	37,20
8	0,141	3,180	22,55
10	0,103	4,610	44,76
12	0,273	6,060	22,20
14	0,407	8,810	21,65
16	0,590	7,750	13,14
18	0,883	6,800	7,70

Fonte: O autor (2023).

Figura 65 – Resistências aparentes. Aterramento SE do DEE.



Fonte: O autor (2023).

5.4.2 SE Tejió

A seguir, são apresentados os resultados obtidos na SE Tejió, localizada em Recife/PE (Figura 66). Essa subestação possui uma dimensão, aproximada, de 50m x 40m e não possui cabo para-raios conectado à malha de aterramento. Os dados foram obtidos utilizando-se os três equipamentos: CPC100, AMT600 e X25k. Como já mencionado, os dados obtidos com o CPC100 foram utilizados como referência. A Figura 67 mostra o registro dos preparativos para as medições.

Figura 66 – Subestação Tejió-PE.



Fonte: O autor (2023).

Figura 67 – Preparativos para as medições. SE Tejió.



Fonte: O autor (2023).

As medições tiveram como principal objetivo verificar a qualidade dos resultados obtidos com o AMT600 e, também, com o X25k em relação àqueles obtidos com o CPC100. Diante disso, não foram despendidos maiores esforços para se formar a

curva característica de resistências aparentes. Na Tabela 26 são apresentadas as impedâncias medidas com o CPC100. Nela, verifica-se que, tal como nas simulações, a componente reativa é relativamente pequena (ângulos desprezíveis), de modo que a impedância pode ser caracterizada apenas pela resistência, qualquer que seja a distância considerada.

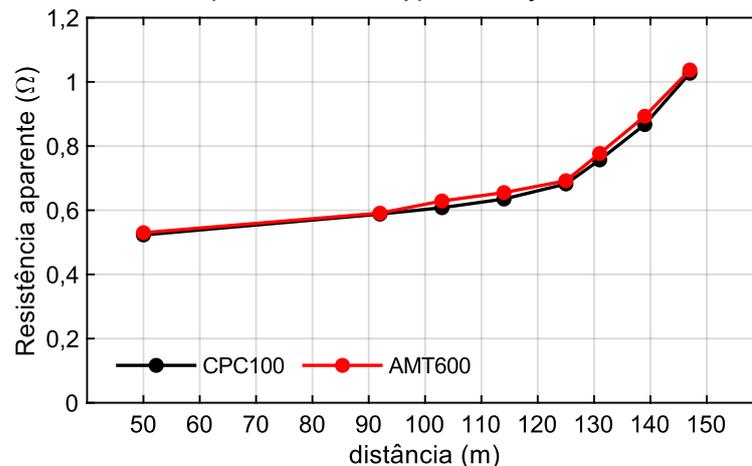
Tabela 26 – Dados obtidos com o CPC100. SE Tejipló. $f = 90$ Hz.

d (m)	$Z_{\text{CPC100}} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z \angle \theta$
50	$0,52472290079 + j0,00494554326$	$0,52475 \angle 0,54^\circ$
90	$0,52342030535 + j0,01904485815$	$0,58993 \angle 1,85^\circ$
100	$0,60951365333 + j0,02213680731$	$0,60992 \angle 2,08^\circ$
115	$0,6364235239 + j0,02711914981$	$0,63700 \angle 2,44^\circ$
125	$0,68331278458 + j0,03258279923$	$0,68409 \angle 2,73^\circ$
131	$0,75794069134 + j0,04171200012$	$0,75909 \angle 3,15^\circ$
139	$0,86996154087 + j0,05793529034$	$0,87189 \angle 3,81^\circ$
147	$1,02821436506 + j0,06018678225$	$1,02997 \angle 3,35^\circ$

Fonte: O autor (2023).

Na Figura 68, são apresentadas as curvas referentes aos resultados obtidos com o CPC100 e com o AMT600. Nelas, verifica-se que não há variação significativa qualquer que seja a distância considerada.

Figura 68 – Resistências aparentes, SE Tejipló. Medições com CPC100 e AMT600.



Fonte: O autor (2023).

Na Tabela 27 são apresentados os dados obtidos com o CPC100, o AMT600 e o X25k, onde se verifica a proximidade existente entre os resultados do CPC100 com o AMT600. Os dados mostram que a relação AMT600/CPC100 é muito próxima do valor unitário para todas as distâncias consideradas, evidenciando a proximidade dos resultados obtidos por ambos os equipamentos de baixa frequência. Isso já não acontece com a relação X25k/CPC100. Para a alta frequência, os resultados apontam uma tendência de crescimento, variando entre 3,41 e 8,36.

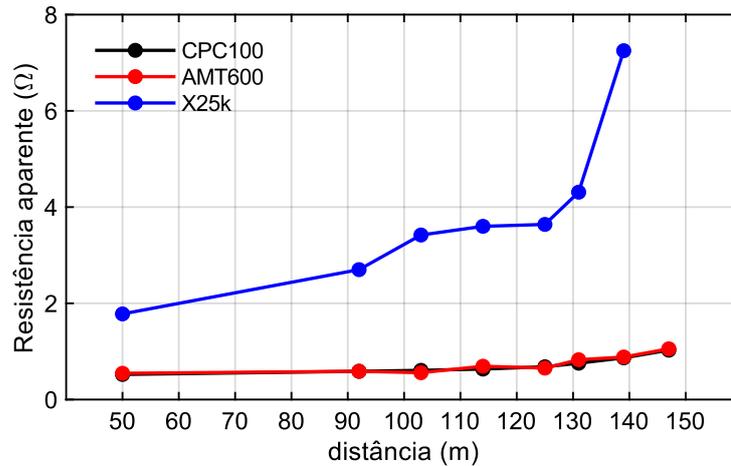
Tabela 27 – Resistências aparentes, SE Tejió. Medições com CPC100, AMT600 e EM25k.

Distância (m)	Resistência Aparente (Ω)			$\frac{\text{AMT600}}{\text{CPC100}}$	$\frac{\text{X25k}}{\text{CPC100}}$
	CPC100 (100 Hz)	AMT600 (100 Hz)	X25k (25 kHz)		
50	0,522	0,546	1,780	1,05	3,41
92	0,587	0,588	2,700	1,00	4,60
103	0,607	0,558	3,420	0,92	5,63
114	0,634	0,693	3,600	1,09	5,68
125	0,681	0,654	3,640	0,96	5,35
131	0,756	0,828	4,310	1,10	5,70
139	0,867	0,884	7,250	1,02	8,36
147	1,027	1,055	-	1,03	-

Fonte: O autor (2023).

Na Figura 69 são apresentadas as curvas de resistências aparentes considerando os dados obtidos com os três equipamentos. Nela, fica evidente a proximidade dos valores obtidos em baixa frequência com o AMT600 e com o CPC100. De modo contrário, a alta frequência produziu valores bastante discrepantes em relação ao CPC100.

Figura 69 – Resistências aparentes, SE Tejipló. Medições com CPC100, AMT600 e X25k.



Fonte: O autor (2023).

5.4.3 SE Paratibe

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos na SE Paratibe, localizada em Recife/PE. Essa subestação possui uma dimensão, aproximada, de 55m x 25m e não possui cabo para-raios conectado à malha de aterramento. Os dados foram obtidos utilizando-se o CPC100, o AMT600 e o X25k, sendo o primeiro utilizado como referência. Tal como no caso anterior, o objetivo dos ensaios não foi determinar a resistência de aterramento da SE, mas, sim, avaliar comparativamente os resultados obtidos pelos equipamentos de baixa e de alta frequência. A Figura 70 e a Figura 71 mostram, respectivamente, os preparativos para as medições e os procedimentos de coleta de dados.

Figura 70 – Preparativos para as medições, SE Paratibe.



Fonte: O autor (2023).

Figura 71 – Execução das medições na SE Paratibe.



Fonte: O autor (2023).

Na Tabela 26 são apresentadas as impedâncias medidas com o CPC100. Nela, mais uma vez, verifica-se que a componente reativa é relativamente pequena (observar os ângulos), de modo que a impedância pode ser caracterizada por uma resistência. Além disso, em alguns casos, a impedância apresentou uma componente de natureza capacitiva, tal como nas simulações.

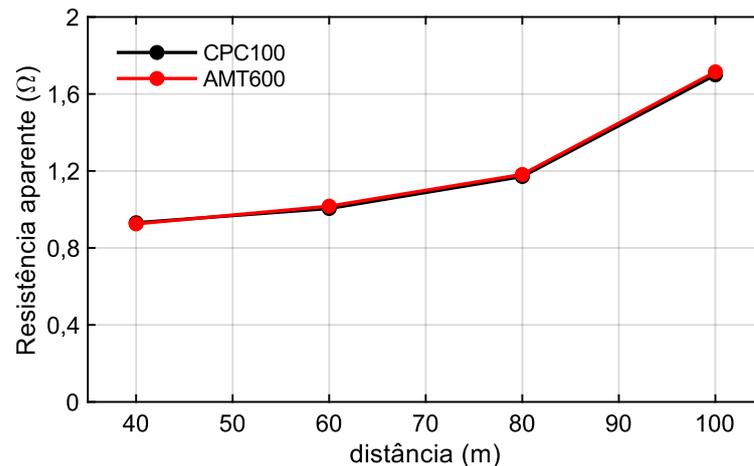
Tabela 28 – Dados obtidos com o CPC100, SE Paratibe. $f = 80$ Hz.

d (m)	$Z_{\text{CPC100}} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z \angle \theta$
40	$0,93782604267 - j0,01505999439$	$0,93795 \angle - 0,92^\circ$
60	$1,01366405711 + j0,00070767113$	$1,01366 \angle 0,04^\circ$
80	$1,18152353647 - j0,01010476954$	$1,18157 \angle - 0,49^\circ$
100	$1,70542220893 - j0,00863199119$	$1,70544 \angle - 0,29^\circ$

Fonte: O autor (2023).

Na Figura 72 são apresentados os resultados obtidos com o CPC100 e com o AMT600. Nelas, verifica-se que as curvas são praticamente coincidentes qualquer que seja a distância considerada.

Figura 72 – Resistências aparentes, SE Paratibe. Medições com CPC100 e AMT600.



Fonte: O autor (2023).

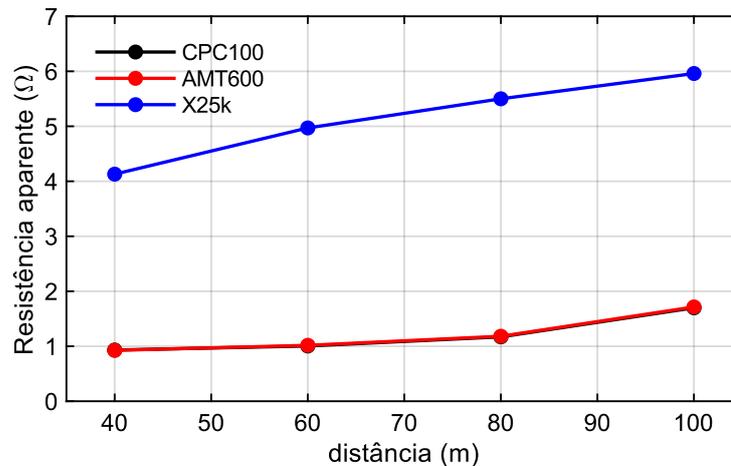
Na Tabela 29 são apresentados os resultados obtidos nos ensaios com o CPC100, com o AMT600 e com o X25k. Os dados mostram que a relação AMT600/CPC100 é praticamente unitária para todas as distâncias consideradas, evidenciando a proximidade dos resultados obtidos. Isso não acontece com a relação X25k/CPC100. Para a alta frequência, essa relação foi, aproximadamente, igual 4. Na Figura 73 são apresentadas as curvas obtidas nas medições com os três equipamentos, ficando evidente a discrepância existente dos resultados obtidos em baixa e alta frequência.

Tabela 29 – Resistências aparentes, SE Paratibe. Medições com CPC100, AMT600 e X25k.

Distância (m)	Resistência aparente (Ω)			AMT600	X25k
	CPC100 (100 Hz)	AMT600 (100 Hz)	X25k (25 kHz)	CPC100	CPC100
40	0,931	0,925	4,130	0,99	4,44
60	1,005	1,017	4,970	1,01	4,95
80	1,171	1,182	5,500	1,01	4,70
100	1,699	1,715	5,960	1,01	3,51

Fonte: O autor (2023).

Figura 73 – Resistências aparentes, SE Paratibe. Medições com CPC100, AMT600 e X25k.



Fonte: O autor (2023).

5.4.4 SE Araripina II

A seguir, são apresentados os resultados obtidos na SE Araripina II, localizada no município de Araripina/PE, com dimensão aproximada de 100m x 90m (Figura 74). Essa é uma subestação que entrou em operação recentemente, contudo, na ocasião da visita ainda não se encontrava energizada, estando em vias disso acontecer. Essa foi uma condição bastante favorável. Ressalta-se, também, que diferente dos casos anteriores, essa SE possui cabos para-raios conectados à malha (Figura 75). Entretanto, como ainda não se encontrava energizada, a equipe local da Neoenergia providenciou a desconexão dos cabos (Figura 76).

Figura 74 – Subestação Araripina-PE.



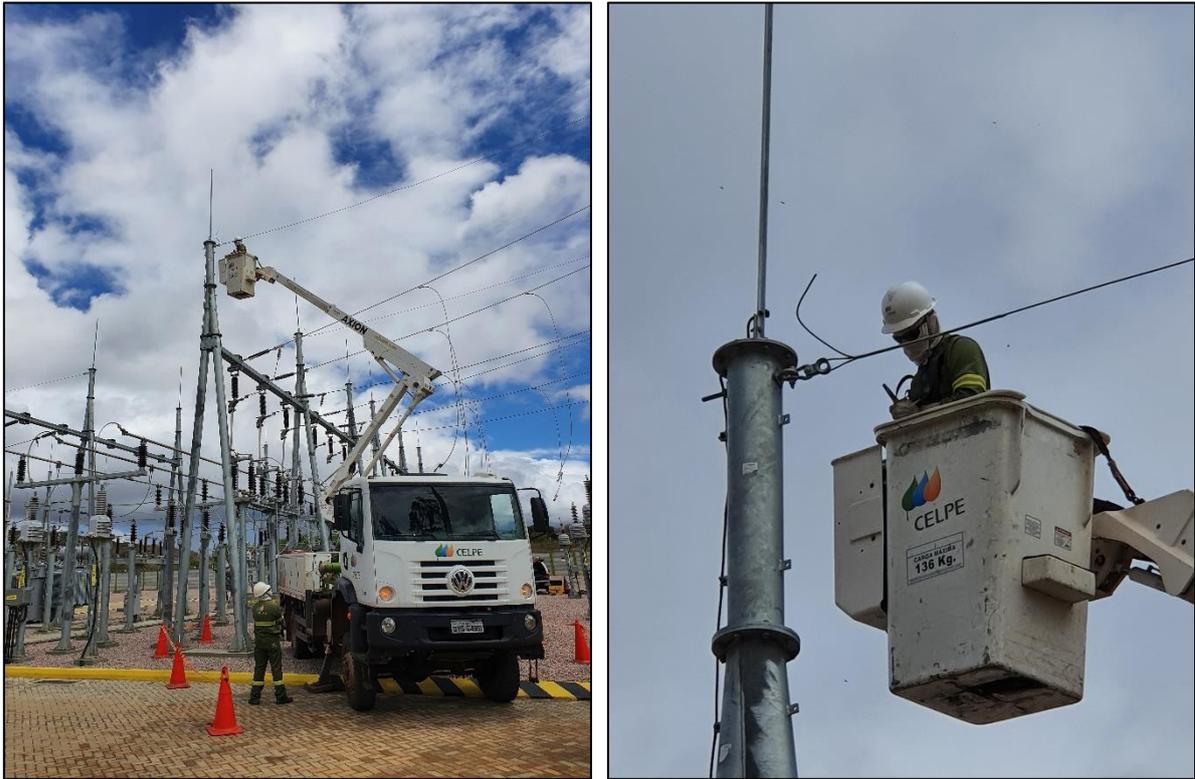
Fonte: O autor (2023).

Figura 75 – Cabo para-raios conectado a estrutura interna da SE.



Fonte: O autor (2023).

Figura 76 – Desconexão dos cabos para-raios.



Fonte: O autor (2023).

Nesta SE, diferente dos casos anteriores, a resistência de aterramento foi levantada. Nesse sentido, a curva de resistências aparentes foi determinada a partir de medições utilizando o Método da Queda de Potencial. Os dados foram obtidos utilizando-se os três equipamentos: CPC100, AMT600 e X25k.

Considerando as dimensões da malha, sua maior dimensão é $\sim 134,5$ m, correspondendo a sua diagonal. Segundo a ABNT NBR 15749 (2009) e o IEEE Std. 81-2012 (2012), o eletrodo auxiliar de corrente deve ser posicionado a uma distância equivalente a cinco vezes esse valor, sendo, neste caso, de $\sim 672,7$ m. Entretanto, devido a disponibilidade de cabos, o eletrodo auxiliar de corrente foi instalado a uma distância de ~ 436 m (ver destaque em branco na Figura 77). Os cabos dos circuitos de tensão e de corrente foram estendidos ao longo da estrada local (ver destaque em amarelo na Figura 77), distanciados em 4 m (ver Figura 78). Para o eletrodo de corrente foram utilizadas 8 (oito) hastes cravadas ~ 40 cm no solo e interligadas eletricamente. A Figura 79 apresenta o registro da preparação dos equipamentos para as medições.

Figura 79 – Preparação dos equipamentos para medição.



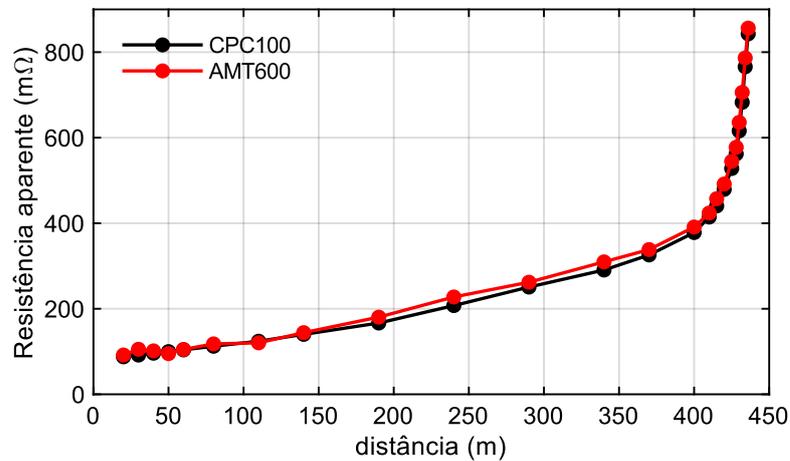
Fonte: O autor (2023).

Visando assegurar assertividade aos resultados, as medições foram realizadas em quatro dias consecutivos de uma mesma semana. Nos três primeiros dias foram utilizados os três equipamentos. Os resultados mostraram que os dados obtidos com o CPC100 e o AMT600 estiveram sempre muito próximos. Diante disso, no último dia foram utilizados apenas os CPC100 e X25k para avaliar a influência da frequência na obtenção da resistência de aterramento. Como não existem diferenças expressivas entre os dados colhidos durante os quatro dias, a seguir são apresentadas as informações relativas a apenas dois desses dias, denotados dia 1 e dia 2. É importante ressaltar que os dias que antecederam as medições foram chuvosos, assim como os dias em as medições foram realizadas. Diante disso, o solo se encontrava em uma condição distante daquela considerada adequada para medições desse tipo (solo seco). Entretanto, o principal objetivo dos testes era avaliar a qualidade dos resultados obtidos em medições com correntes de alta e de baixa frequência em um aterramento que pudesse ser considerado de grandes dimensões. Nesse sentido, as condições do solo devido às chuvas é um parâmetro pouco significativo.

Na Figura 80 são apresentados os resultados obtidos com o CPC100 e com o AMT600 no dia 1. Nelas, verifica-se que as curvas são muito próximas qualquer que seja a distância considerada. Na Figura 81, são apresentados os resultados obtidos com o X25k nesse dia, onde a curva em vermelho representa os valores obtidos com o uso do recurso de compensação indutiva do equipamento. Os resultados mostram existir uma discrepância bastante elevada entre os valores obtidos pelos equipamentos. Entretanto, uma análise mais cuidadosa dos motivos que levam a essa discrepância ficou fora do escopo deste trabalho. É importante ressaltar, contudo, que as

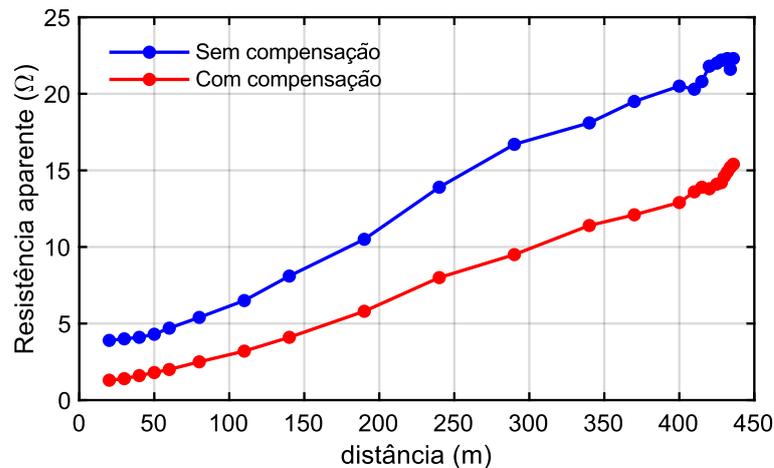
simulações indicaram que, em 25 kHz e baixa/média resistividade do solo, o módulo da impedância pode ser bem maior que a resistência em baixa frequência. Esse é o caso da malha de 100m x 100m e solos de $100 \Omega \cdot m$ e $300 \Omega \cdot m$. É possível, ainda, que essa discrepância esteja associada aos efeitos do acoplamento entre os circuitos de tensão e corrente, o que levaria a um falseamento dos valores de resistência. Na Figura 82 são apresentadas as curvas para a relação *X25k/CPC100*, sem e com compensação, onde as discrepâncias entre os valores dos dois equipamentos ficam destacadas.

Figura 80 – Resistências aparentes, SE Araripina II. Medições com CPC100 e AMT600 no dia 1.

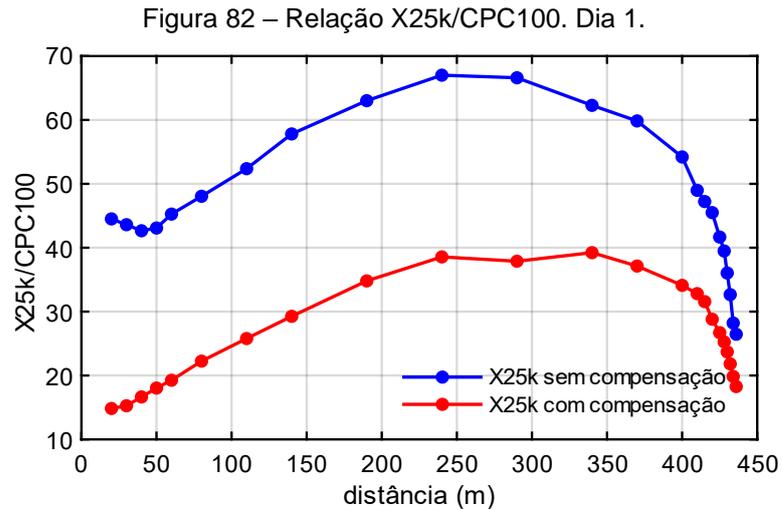


Fonte: O autor (2023).

Figura 81 – Resistências aparentes obtidas com o X25k no dia 1. SE Araripina II.



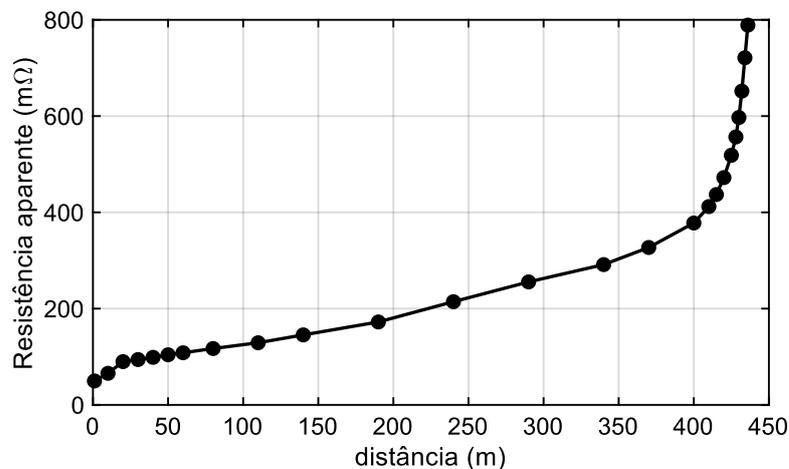
Fonte: O autor (2023).



Fonte: O autor (2023).

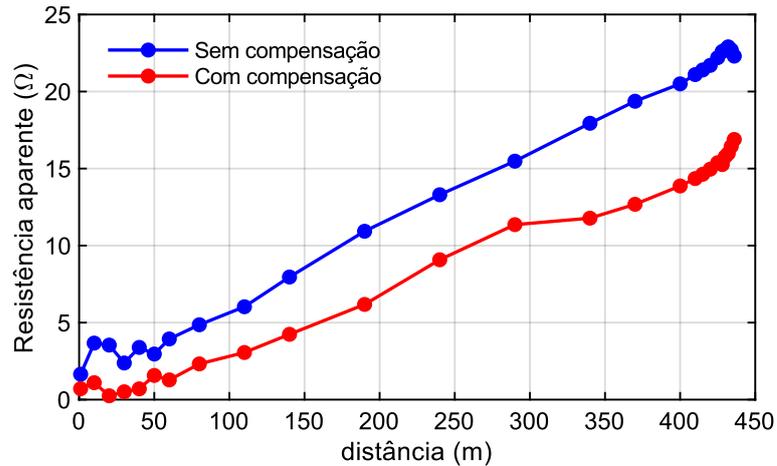
Na Figura 83 e na Figura 84 são apresentadas, respectivamente, as curvas de resistências aparentes obtidas com o CPC100 e com o X25k no dia 2. Nesse dia o recurso de compensação reativa disponível no X25k foi novamente utilizado durante as medições. Os resultados mostram tendências semelhantes aos referentes ao dia 1, onde se destaca a elevada discrepância entre os resultados em baixa e em alta frequência. Na Figura 85 são apresentadas as curvas para relação $X25k/CPC100$, sem e com compensação, onde as discrepâncias entre os valores dos dois equipamentos são novamente destacadas.

Figura 83 – Resistências aparentes obtidas com o CPC100 no dia 2. SE Araripina II.



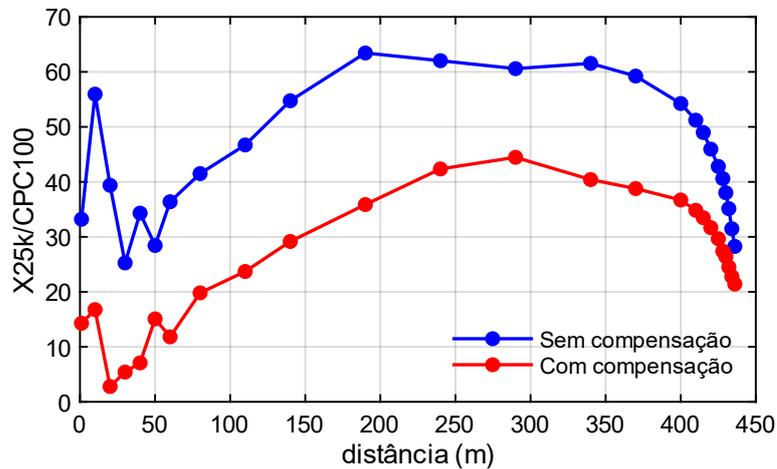
Fonte: O autor (2023).

Figura 84 – Resistências aparentes obtidas com o X25k no dia 2. SE Araripina II.



Fonte: O autor (2023).

Figura 85 – Relação X25k/CPC100. Dia 2.



Fonte: O autor (2023).

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram realizadas análises que visaram avaliar o impacto exercido pelo uso de correntes de baixa e de alta frequência para se determinar a resistência de aterramento de malhas reticuladas presente em subestações. As frequências de interesse foram 100 Hz (baixa frequência) e 25 kHz (alta frequência). Foram realizadas simulações computacionais, onde as impedâncias de malhas de diferentes dimensões foram levantadas nas duas frequências. Os resultados mostraram que o uso da frequência de 25 kHz não é adequada para o levantamento da resistência na maioria das malhas. Isso se deve ao fato de que, nessa frequência, os aterramentos apresentaram características de uma impedância com reatâncias não desprezíveis.

Além disso, em alguns casos, as impedâncias apresentaram dependência em relação à posição da malha (Q, L e C). Quando as impedâncias são iguais nos três pontos, estas, em geral, são discrepantes dos valores em 100 Hz. Em relação a compensação de reativos, os resultados mostraram que esta técnica é adequada somente para malhas de pequenas dimensões e inseridas em solos de resistividade mais baixa. Resultados de medições também foram apresentados. Nos casos avaliados, os dados obtidos em alta frequência foram sempre maiores do que aqueles obtidos em baixa frequência. As simulações, indicaram que isso é possível de ocorrer em malhas de grandes dimensões e solos de baixa e média resistividade. É importante ressaltar, contudo, que as informações relativas à resistividade do solo dos locais avaliados não estavam disponíveis. Outro fator que pode estar influenciando os resultados é o acoplamento entre os circuitos de potencial e de corrente. Em alta frequência esse fator pode tornar os erros associados as medições ainda maiores. Este é o caso das medições realizadas em Araripina, que tiveram circuitos de medição bastante longos.

6 ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO DOS CIRCUITOS DE MEDIÇÃO

6.1 INTRODUÇÃO

Os aterramentos de subestações costumam apresentar grandes dimensões, de modo que as medições da resistência com o Método da Queda de Potencial demandam cabos longos para os circuitos de potencial e de corrente. Essa característica acaba favorecendo o acoplamento eletromagnético entre os circuitos de medição. A frequência da corrente de medição também exerce influência no acoplamento, uma vez que o aumento da frequência impacta diretamente na impedância mútua dos circuitos de medição, como será demonstrado a seguir. Assim, a seguir é realizada uma avaliação dos efeitos que o acoplamento entre os circuitos de medição tem sobre os resultados esperados durante uma medição da resistência de aterramento. As avaliações são baseadas em dados obtidos por meio de simulação computacional. Além disso, os resultados obtidos com o modelo que descreve os efeitos do acoplamento são comparados com dados obtidos em uma medição de campo.

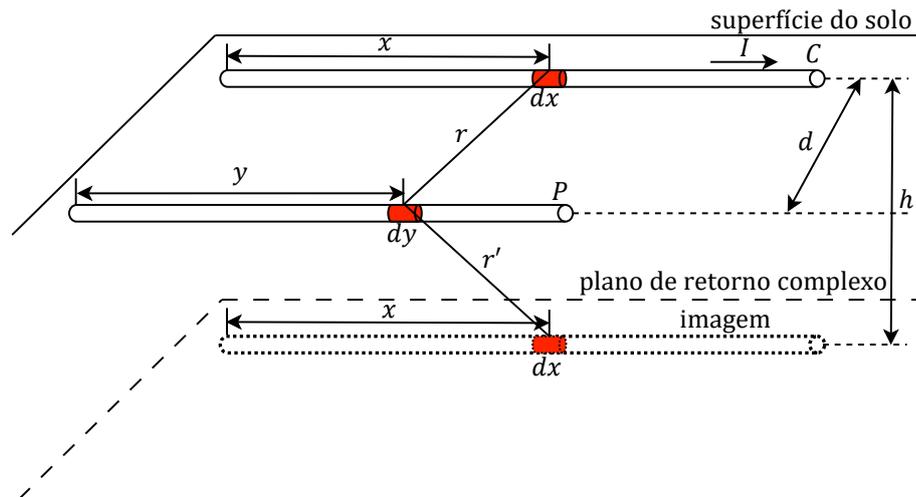
6.2 MODELAGEM DO ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO ENTRE OS CIRCUITOS DE MEDIÇÃO

Como mencionado no Capítulo 2, Rogers e White (1989) desenvolveram um modelo para o cálculo da impedância mútua entre os circuitos de potencial e corrente nas medições em aterramentos elétricos. A formulação foi desenvolvida considerando que os condutores estão sob um solo homogêneo e foi baseada nas equações desenvolvidas por Carson (1926) para linhas de transmissão. No cálculo dos efeitos mútuos, os autores levaram em conta os efeitos da propagação da corrente no solo a partir do método das imagens e da definição do plano de retorno complexo. O plano de retorno complexo é um plano condutor perfeito que substitui o solo e representa os efeitos do fluxo da corrente de medição quando esta retorna pelo solo.

Na Figura 86 é apresentada a representação esquemática utilizada para modelar o acoplamento de dois cabos que estão dispostos sobre o solo. Como já mencionado, o efeito do retorno da corrente no solo é representado por meio da imagem do condutor de corrente que está sobre um plano condutor perfeito, denominado plano

de retorno complexo. Esse plano imaginário fica localizado abaixo do solo a uma profundidade h , também conhecida como profundidade complexa de penetração da corrente de retorno. Essa profundidade é um número complexo e, por essa razão, o plano de retorno da corrente recebe o termo “complexo” em sua denominação.

Figura 86 – Esquema para obtenção do modelo para o acoplamento entre os circuitos de medição.



Fonte: Adaptada de Farber e Katz (2012, p. 317).

O plano de retorno complexo é uma imagem do plano de superfície do solo, cuja distância em que está localizado é complexa por conta das perdas no solo. Essa distância é definida como (DERI, TEVAN, *et al.*, 1981):

$$h = \sqrt{\frac{\rho}{j\omega\mu_0}} \quad (56)$$

em que:

- ρ é a resistividade do solo;
- μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo, igual a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m;
- $\omega = 2\pi f$, com f sendo a frequência da corrente.

Conforme apresentado na Figura 86, o circuito de corrente (C) e sua imagem formam um caminho para a corrente de medição. Ao passar por esse caminho, a corrente acaba por induzir tensão no circuito de potencial (P). Essa tensão tem duas componentes: uma parcela referente à tensão induzida por C e outra devido à imagem, que representa os efeitos do retorno de corrente no solo.

Seja I a corrente sobre um elemento infinitesimal de comprimento dx (Figura 86). A tensão induzida, dV , sobre um segmento infinitesimal dy devido à corrente que passa por esse segmento de C é obtida de acordo com a equação (57) (FARBER e KATZ, 2012), onde H é a intensidade de campo magnético a uma distância r entre os dois segmentos.

$$dV = -j\omega\mu_0 H dx \quad (57)$$

O fluxo magnético, $B = \mu_0 H$, pode ser obtido de acordo com a lei de Biot-Savart (FARBER e KATZ, 2012):

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int \frac{dy}{r} \quad (58)$$

Relacionando as equações (57) e (58), pode-se determinar a tensão induzida total (V). Assim, a tensão induzida V em P , devido a corrente I no condutor C , é determinada a partir da integral de Neumann, que soma os potenciais induzidos em cada incremento dy de P devido à corrente em cada incremento dx de C (ROGERS e WHITE, 1989; FARBER e KATZ, 2012):

$$V = j \frac{\omega\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{\ell_p} \int_0^{\ell_c} \frac{dx dy}{r} \quad (59)$$

em que ℓ_p e ℓ_c são, respectivamente, os comprimentos do cabo de potencial e do cabo de corrente.

Um procedimento semelhante pode ser adotado para se determinar a tensão induzida V_{im} devido à corrente que passa pela imagem de C . Portanto (ROGERS e WHITE, 1989; FARBER e KATZ, 2012):

$$V_{im} = j \frac{\omega\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{\ell_p} \int_0^{\ell_c} \frac{dx dy}{r'} \quad (60)$$

Considerando os sentidos da corrente no condutor C e na sua imagem, a tensão induzida total (U) é dada pela diferença entre os potenciais definidos nas equações (59) e (60):

$$U = V - V_{im} \quad (61)$$

A partir da Figura 86 tem-se as definições para r e r' , dadas por:

$$r = \sqrt{(x-y)^2 + d^2} \quad (62)$$

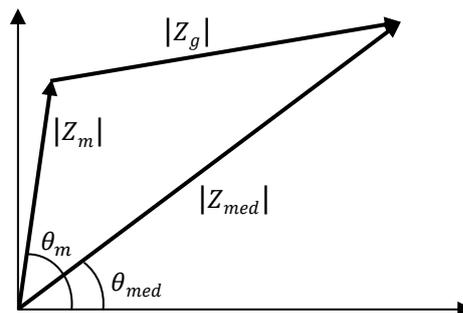
$$r' = \sqrt{(x-y)^2 + d^2 + h^2} \quad (63)$$

Assim, a impedância mútua (Z_m) entre os circuitos de medição, devido ao acoplamento de C e de sua imagem sobre P , é determinada como (ROGERS e WHITE, 1989; FARBER e KATZ, 2012):

$$Z_m = \frac{U}{I} = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \left(\int_0^{\ell_p} \int_0^{\ell_c} \frac{dx dy}{\sqrt{(x-y)^2 + d^2}} - \int_0^{\ell_p} \int_0^{\ell_c} \frac{dx dy}{\sqrt{(x-y)^2 + d^2 + h^2}} \right) \quad (64)$$

Durante os procedimentos de medição, a impedância definida na equação (64) é somada à impedância do aterramento sob teste. O diagrama dessa soma é apresentado na Figura 87, onde, como exemplo, está sendo considerada a impedância do aterramento sob teste (Z_g) com uma reatância indutiva. A impedância Z_m apresenta, também, característica indutiva. A impedância Z_{med} é a impedância obtida na medição, levando em conta os efeitos do acoplamento entre os circuitos.

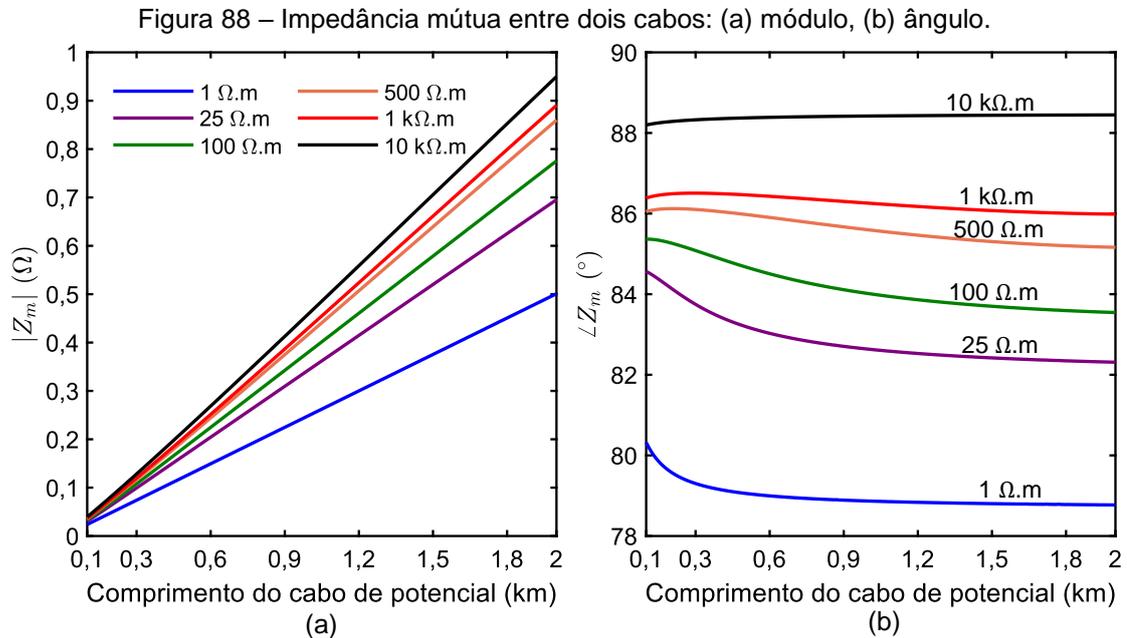
Figura 87 – Diagrama das impedâncias envolvidas durante a medição da resistência de aterramento.



Fonte: Adaptada de Farber e Katz (2012, p. 321).

Farber e Katz (2012) levantaram curvas utilizando a equação (64) considerando diversos valores de resistividade do solo. A frequência da corrente de medição, a separação entre os circuitos (d) e o comprimento do cabo de corrente (ℓ_c) foram

mantidos fixos em 50 Hz, 1 m e 3 km, respectivamente. As curvas obtidas, para o módulo e a fase de Z_m , são apresentadas na Figura 88.



Fonte: Adaptada de Farber e Katz (p. 319 e p. 321).

Das curvas de magnitude (Figura 88a), verifica-se que o acoplamento cresce com a resistividade do solo e com o aumento do comprimento do circuito de potencial. Apesar do efeito ser maior para altas resistividades, aterramentos inseridos em solos de baixas resistividades também podem ser bastante afetados pelo acoplamento. Isso porque para baixos valores de ρ , os aterramentos terão valores de impedância baixos, de modo que Z_m pode ser da mesma ordem de grandeza ou maior que a impedância do aterramento sob teste. Em relação ao ângulo da impedância (Figura 88b), verifica-se que o ângulo não apresenta variação significativa com o aumento do comprimento do cabo de potencial para as resistividades consideradas. Conforme observa-se, o ângulo é aproximadamente de 90° , o que confirma que Z_m apresenta uma característica predominantemente indutiva.

Com o intuito de verificar a validade do modelo proposto, resultados obtidos em Ma e Dawalibi (2001) foram replicados. Nesse trabalho, mencionado no Capítulo 2, os autores avaliam os efeitos do acoplamento entre os circuitos na medição em malhas de SEs utilizando a Método da Queda de Potencial. Foram simuladas medições de

impedância em duas malhas quadradas, de lados de 50 m e 100 m com 16 *grids* cada uma, inseridas em solos de 10 $\Omega\cdot\text{m}$ e 100 $\Omega\cdot\text{m}$. As frequências adotadas foram 80 Hz e 500 Hz. Em ambos os casos, foi considerado que o comprimento do cabo de corrente é de dez vezes o comprimento do lado das malhas.

Para a malha de 50m x 50m, considerou-se o eletrodo auxiliar de corrente como estando a uma distância de 500 m do centro da malha e a região de patamar a 309 m. A separação entre os circuitos de medição é de 1 m. Os valores obtidos para condições ideais, sem acoplamento, foram de 0,1 Ω no solo de 10 $\Omega\cdot\text{m}$ e 0,998 Ω no solo de 100 $\Omega\cdot\text{m}$. Na Tabela 30, são apresentados os resultados, considerando o acoplamento, obtidos no trabalho e a partir do modelo definido nesta seção. Nela, verifica-se existir boa concordância entre os valores obtidos a partir equação (64) e os obtidos por Ma e Dawalibi (2001). É importante observar que os resultados indicam que o acoplamento pode ter um impacto significativo nos casos em que a impedância da malha é pequena, sobretudo quando a resistividade do solo é pequena.

Tabela 30 – Comparação entre as impedâncias obtidas para a malha de 50x50 m.

ρ ($\Omega\cdot\text{m}$)	f (Hz)	$ Z_m $ (Ω)	$ Z_{med} $ (Modelo) (Ω)	$ Z_{med} $ (Ma e Dawalibi) (Ω)
10	80	0,147	0,189	0,199
100	80	0,171	1,024	1,025
100	500	0,956	1,464	1,496

Fonte: O autor (2023).

Para a malha de 100m x 100m, tem-se o eletrodo de corrente e a região de patamar distados 1 km e 618 m, respectivamente, do centro da malha. Duas simulações foram realizadas, uma considerando a separação entre os circuitos de medição como sendo de 1 m e outra de 10 m. Livres dos efeitos de acoplamento, os valores obtidos para as impedâncias foram de 0,052 Ω e de 0,523 Ω para os solos de 10 $\Omega\cdot\text{m}$ e 100 $\Omega\cdot\text{m}$, respectivamente. Levando em conta o acoplamento, tem-se os resultados apresentados na Tabela 31, onde se verifica-se, novamente, a boa proximidade entre os valores obtidos pela equação (64) e no trabalho de Ma e Dawalibi (2001). Mais uma vez destaca-se a influência do acoplamento para solos de baixas resistividade, que podem levar a medição a apresentar erros consideráveis. Além disso, verifica-se que o aumento da frequência contribui para o aumento de Z_m .

Tabela 31 – Comparação entre as impedâncias obtidas para a malha de 100m x 100m.

ρ (Ω .m)	f (Hz)	L (m)	$ Z_m $ (Ω)	$ Z_{med} $ (Modelo) (Ω)	$ Z_{med} $ (Ma e Dawalibi) (Ω)
10	80	1	0,299	0,311	0,340
10	80	10	0,160	0,181	0,210
100	80	1	0,359	0,663	0,668
100	80	10	0,218	0,598	0,601
100	500	1	1,952	2,090	2,247
100	500	10	1,076	1,309	1,460

Fonte: O autor (2023).

Por fim, é importante ressaltar que a validade do modelo definido pela equação (64) não está associada a uma faixa de frequências específica, contudo, de acordo com o trabalho de Rogers e White (1989), é necessário atender a condição na qual a corrente que flui pelo condutor apresente uma distribuição homogênea ao longo de todo o seu comprimento. Caso essa condição não seja atendida, o condutor precisa ser representado por meio de uma linha de transmissão a parâmetros distribuídos e o modelo não é mais válido.

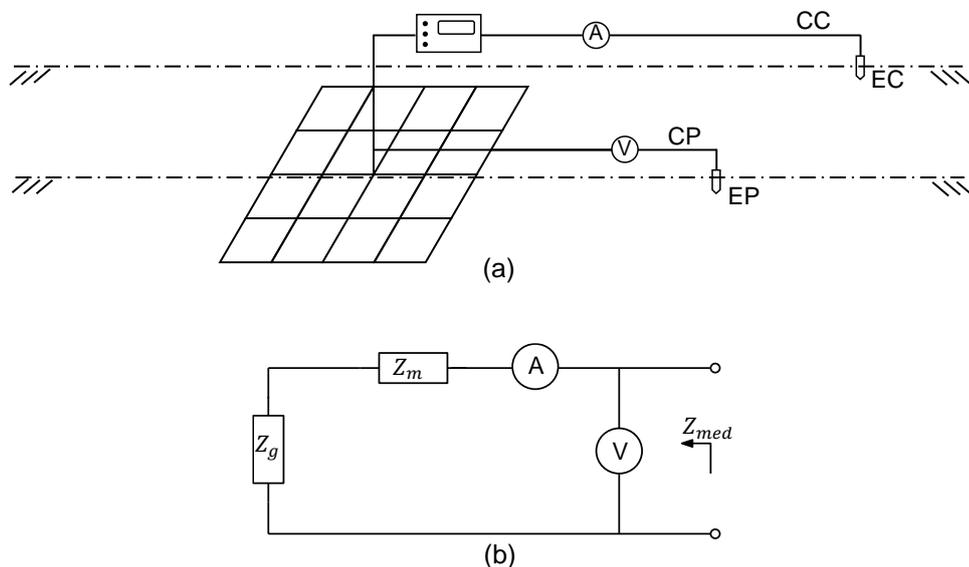
6.3 INFLUÊNCIA DO ACOPLAMENTO ENTRE OS CIRCUITOS DE MEDIÇÃO

Nesta seção é realizada uma avaliação da influência exercida pelo acoplamento dos circuitos de medição no valor da impedância/resistência de aterramento de uma malha. Como referência, são utilizados os resultados obtidos no Capítulo 5 (livres de acoplamento). As simulações são realizadas considerando as frequências de 100 Hz e de 25 kHz para as malhas de lados 20 m, 60 m e 120 m, retículos de 5m x 5m e solos com resistividades variando entre 100 Ω .m e 10 k Ω .m. A impedância mútua é determinada a partir da equação (64).

Na Figura 89a é apresentada a representação esquemática do arranjo considerado. Nela, estão presentes os seguintes elementos: cabos dos circuitos de potencial (CP) e de corrente (CC), eletrodos de potencial (EP) e auxiliar de corrente (EC). Na Figura 89b é apresentado o circuito equivalente, onde se verifica a inclusão da impedância Z_m devido ao acoplamento. Como mencionado na seção anterior, durante os procedimentos de medição a impedância de acoplamento Z_m se soma à impedância da malha Z_g , de modo que o resultado é a impedância Z_{med} .

A impedância Z_{med} será considerada como sendo aquela determinada no patamar da curva de impedâncias aparentes. Para isso, são consideradas as seguintes condições conceituais: EC está afastado do centro da malha a uma distância correspondente a cinco vezes o comprimento da diagonal da malha. Esse será, portanto, o comprimento do CC (ℓ_C); EP está localizado a uma distância correspondente a 61,8% do comprimento do CC. Assim, o comprimento de CP (ℓ_P) é igual a $0,618 \cdot \ell_C$. Ressalte-se que essas distâncias são recomendadas em dispositivos normativos, como a ABNT NBR 15749 (2009) e o IEEE Std. 81-2012 (2012).

Figura 89 – Esquema para medição em uma malha: (a) detalhado; (b) simplificado.



Fonte: O autor (2023).

Na Tabela 32 são apresentados os valores calculados para ℓ_C e ℓ_P das malhas simuladas. Nesses casos, serão consideradas que as distâncias de separação dos circuitos, d , são correspondentes a 1, 3, 5 e 10 metros.

Tabela 32 – Valores de ℓ_C e ℓ_P para as malhas simuladas.

Dimensão da malha	Diagonal da malha (m)	ℓ_C (m)	ℓ_P (m)
20m x 20m	28,3	141,5	87,4
60m x 60m	84,9	424,5	262,3
120m x 120m	169,7	848,5	524,4

Fonte: O autor (2023).

É preciso, ainda, avaliar se nas frequências de 100 Hz e de 25 kHz há homogeneidade das correntes no cabo de corrente. Para isso, será feita uma avaliação aproximada do atendimento dessa condição considerando os circuitos de medição como sendo linhas de transmissão aéreas. Assim, a velocidade de propagação nesse meio é, aproximadamente, igual à da luz ($c \cong 3 \times 10^8 \text{ m/s}$) (GLOVER, SARMA e OVERBYE, 2012) e o comprimento de onda, λ , é determinado pela relação c/f , sendo f a frequência (GRCEV e ARNAUTOVSKI-TOSEVA, 2003). Com isso, o comprimento de onda para 100 Hz é 3000 km e para 25 kHz é de 12 km. Já em relação ao comprimento elétrico dos condutores, será adotado o critério em que $\lambda/10$ define o limite no qual o condutor é eletricamente pequeno. Atendendo a essa condição, a distribuição da corrente ao longo de todo o comprimento do condutor será considerada constante. Assim, os condutores serão considerados eletricamente pequenos se ficarem limitados aos comprimentos de 300 km e 1200 m para as frequências de 100 Hz e 25 kHz, respectivamente. Comparando esses limites com os valores de ℓ_c apresentados na Tabela 32, verifica-se o atendimento do critério em todos os casos considerados. Desta forma, o modelo proposto para o cálculo de Z_m é válido para ambas as frequências.

6.3.1 Malha de 20m x 20m

Para essa malha, os comprimentos dos circuitos de corrente e de potencial são, respectivamente, iguais a 141,5 m e 87,4 m (Tabela 32). Na Tabela 33, são apresentados os resultados para baixa frequência e $d = 1 \text{ m}$. Nela, verifica-se que os efeitos de acoplamento são desprezíveis, de modo que $Z_{med} \cong Z_g$. Na Tabela 34, são mostrados os resultados para 25 kHz, onde o cenário é bem diferente. Em alta frequência, verifica-se que o módulo da impedância Z_m tende a aumentar com o aumento da resistividade do solo. Em termos de suas componentes, a parcela real tende a diminuir e a reativa, a aumentar. Contudo, o efeito prático de maior relevância é aquele que está associado aos procedimentos de medição da resistência de uma malha. É importante destacar que, em alta frequência, a impedância Z_g pode já apresentar discrepâncias em relação àquela definida em baixa frequência. Soma-se a isso, o fato de a impedância de acoplamento não ser desprezível. Isso é particularmente relevante para solos de baixa resistividade. Assim, por exemplo, para a resistividade de

100 $\Omega \cdot m$, tem-se que $|Z_g| = 1,87 \Omega$ e $|Z_m| = 8,53 \Omega$. O efeito global é que o equipamento apresentaria o valor de 9,15 Ω , valor esse muito superior ao obtido em baixa frequência (2,37 Ω). Portanto, a alta frequência introduz erros tanto em relação à malha quanto em relação aos circuitos de medição.

Tabela 33 – Impedâncias para a $f = 100 \text{ Hz}$ e $d = 1 \text{ m}$.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 1 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot m$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	0,0015 + j0,0501	0,0502	2,3702 – j0,0335	2,3704	2,3717 + j0,0166	2,3718
300	0,0009 + j0,0508	0,0508	7,0169 – j0,0813	7,0174	7,0178 – j0,0305	7,0179
500	0,0007 + j0,0510	0,0510	11,6960 – j0,1381	11,6968	11,6967 – j0,0871	11,6970
1000	0,0005 + j0,0512	0,0512	23,3513 – j0,3282	23,3536	23,3518 – j0,2770	23,3534
3000	0,0003 + j0,0514	0,0514	69,4142 – j1,6869	69,4347	69,4145 – j1,6355	69,4338
5000	0,0002 + j0,0515	0,0515	114,7054 – j3,8327	114,7694	114,7056 – j3,7812	114,7679
10000	0,0001 + j0,0516	0,0516	225,0882 – j11,8853	225,4018	225,0883 – j11,8338	225,3992

Fonte: O autor (2023).

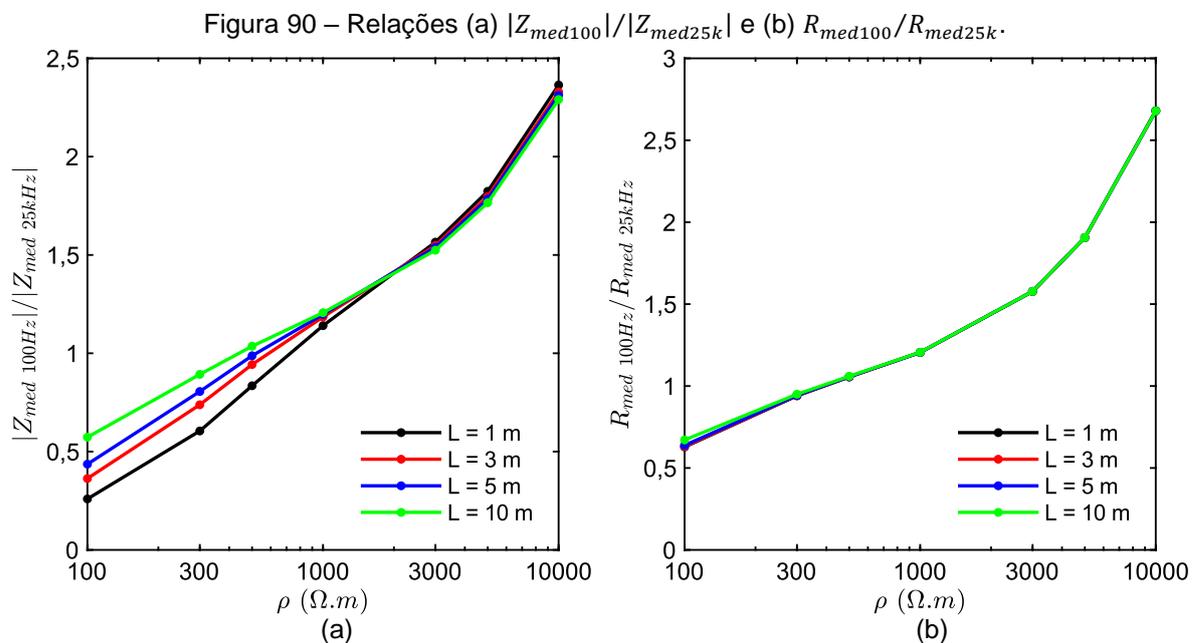
Tabela 34 – Impedâncias para a $f = 25 \text{ kHz}$ e $d = 1 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 1 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot m$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	1,9040 + j8,3147	8,5299	1,8716 + j0,0168	1,8717	3,7757 + j8,3314	9,1470
300	1,7238 + j9,6357	9,7887	5,7377 – j0,7514	5,7867	7,4615 + j8,8843	11,6019
500	1,6014 + j10,2035	10,3284	9,4783 – j1,6262	9,6168	11,0797 + j8,5773	14,0118
1000	1,3903 + j10,8983	10,9867	17,9839 – j4,2718	18,4843	19,3742 + j6,6266	20,4761
3000	0,9873 + j11,7470	11,7884	43,0232 – j17,3502	46,3899	44,0105 – j5,6032	44,3658
5000	0,8041 + j12,0243	12,0511	59,3839 – j30,4164	66,7203	60,1880 – j18,3921	62,9354
10000	0,5900 + j12,2992	12,3133	83,4156 – j57,3841	101,2477	84,0057 – j45,0849	95,3394

Fonte: O autor (2023).

Adicionalmente, também foram avaliadas as situações em que o distanciamento dos cabos dos circuitos de medição são de 3, 5 e 10 metros. Os resultados obtidos estão no Apêndice D. Um aspecto importante a ser destacado é que os resultados obtidos, em todos os casos, indicam que a impedância associada ao acoplamento é desprezível em baixa frequência. Nessa condição, a aproximação em que $|Z_{med}| \cong R_g$ é válida.

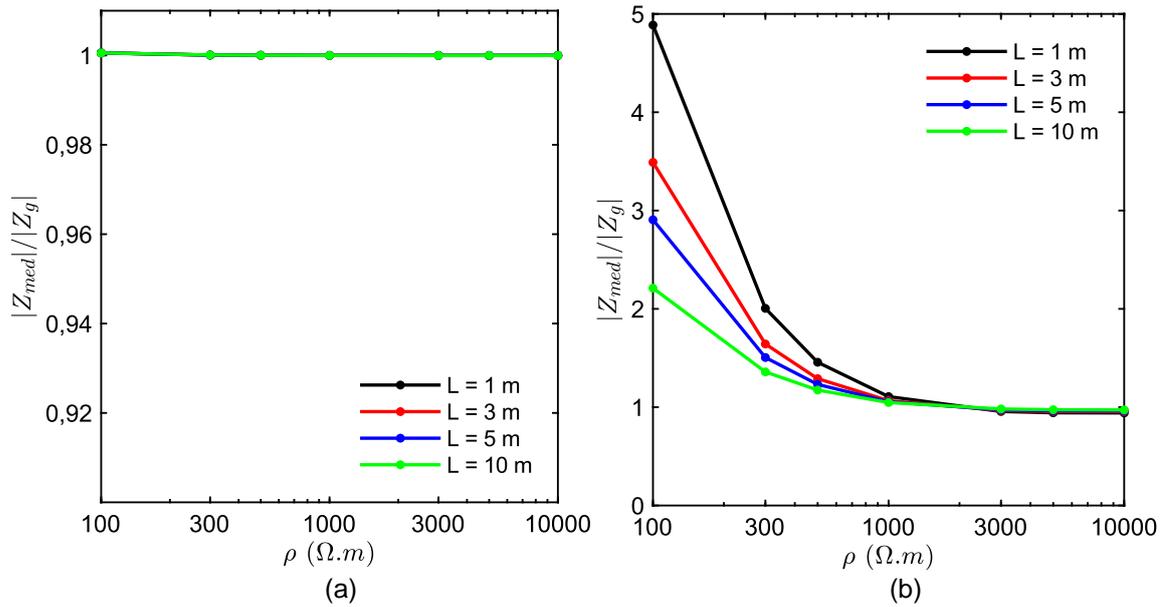
Na Figura 90 são apresentados os gráficos comparativos entre os valores obtidos em baixa e em alta frequência. O gráfico (a) evidencia que para solos de baixa e de média resistividade ($<1000 \Omega \cdot m$) a variação da distância entre os cabos leva a níveis de acoplamento diferentes. Neste caso, quanto menor a distância, maior é a impedância Z_m . Para solos de alta resistividade ($\geq 1000 \Omega \cdot m$), o distanciamento dos cabos já não produz efeitos significativos. Entretanto, a observação de maior relação é que qualquer que seja a resistividade do solo ou o distanciamento dos cabos, a impedância de acoplamento será sempre significativa comprometendo a qualidade dos resultados.



Fonte: O autor (2023).

Para evidenciar as diferenças nos resultados obtidos, são apresentados, na Figura 91, gráficos da razão entre os módulos das impedâncias ($|Z_{med}|/|Z_g|$). Verifica-se, para todos os valores de ρ e L , a baixa influência do acoplamento em 100 Hz (Figura 91a). Em 25 kHz (Figura 91b), verifica-se que a influência do acoplamento é mais forte nas resistividades abaixo de 1 k $\Omega \cdot m$ e que começa a tender à unidade após essa resistividade.

Figura 91 – Razão $|Z_{med}|/|Z_g|$ em (a) 100 Hz e (b) 25 kHz.



Fonte: O autor (2023).

6.3.2 Malha de 60m x 60m

Para essa malha, os comprimentos dos circuitos de corrente e de potencial são, respectivamente, iguais a 424,5 m e 262,3 m (Tabela 32). Na Tabela 35, são apresentados os resultados para baixa frequência e $d = 1\text{ m}$. Nela, verifica-se que os efeitos de acoplamento são desprezíveis, de modo que $Z_{med} \cong Z_g$. Na Tabela 36, tem-se os resultados para 25 kHz, onde se verifica que isso já não acontece. Em alta frequência, o módulo da impedância Z_m tende a aumentar com o aumento da resistividade do solo. Em termos de suas componentes, a parcela real tende a diminuir e a reativa, a aumentar. Além disso, o aumento do comprimento dos cabos em relação ao caso anterior levou a um aumento significativo de Z_m , evidenciando a estreita associação entre comprimento dos cabos e essa impedância.

Tabela 35 – Impedâncias para a $f = 100\text{ Hz}$ e $d = 1\text{ m}$.

$f = 100\text{ Hz}, d = 1\text{ m}$						
ρ ($\Omega.m$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0122 + j0,1765$	0,1769	$0,7303 - j0,0270$	0,7308	$0,7425 + j0,1495$	0,7574
300	$0,0077 + j0,1829$	0,1831	$2,2090 - j0,0580$	2,2098	$2,2167 + j0,1249$	2,2202
500	$0,0061 + j0,1848$	0,1849	$3,6959 - j0,0869$	3,6969	$3,7020 + j0,0979$	3,7033

$f = 100 \text{ Hz}, d = 1 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
1000	$0,0043 + j0,1867$	0,1868	$7,4069 - j0,1673$	7,4088	$7,4112 + j0,0194$	7,4112
3000	$0,0025 + j0,1886$	0,1887	$22,1022 - j0,6502$	22,1118	$22,1047 - j0,4616$	22,1095
5000	$0,0020 + j0,1892$	0,1892	$36,5660 - j1,3694$	36,5916	$36,5680 - j1,1802$	36,5870
10000	$0,0014 + j0,1898$	0,1898	$71,8373 - j4,0044$	71,9488	$71,8387 - j3,8146$	71,9399

Fonte: O autor (2023).

Tabela 36 – Impedâncias para a $f = 25 \text{ kHz}$ e $d = 1 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 1 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$6,2115 + j25,4147$	26,1628	$0,5687 + j0,6591$	0,8705	$6,7802 + j26,0738$	26,9409
300	$6,0338 + j29,7563$	30,3619	$1,4423 + j0,3370$	1,4811	$7,4761 + j30,0933$	31,0080
500	$5,9089 + j31,7339$	32,2793	$2,4273 - j0,0338$	2,4275	$8,3362 + j31,7001$	32,7779
1000	$5,6783 + j34,3556$	34,8216	$4,8003 - j1,0544$	4,9147	$10,4786 + j33,3011$	34,9108
3000	$5,1042 + j38,2860$	38,6247	$12,0690 - j5,5677$	13,2914	$17,1732 + j32,7183$	36,9514
5000	$4,7189 + j39,9646$	40,2422	$16,8793 - j9,8826$	19,5596	$21,5981 + j30,0820$	37,0325
10000	$4,0629 + j42,0011$	42,1971	$23,9476 - j18,6379$	30,3457	$28,0105 + j23,3632$	36,4750

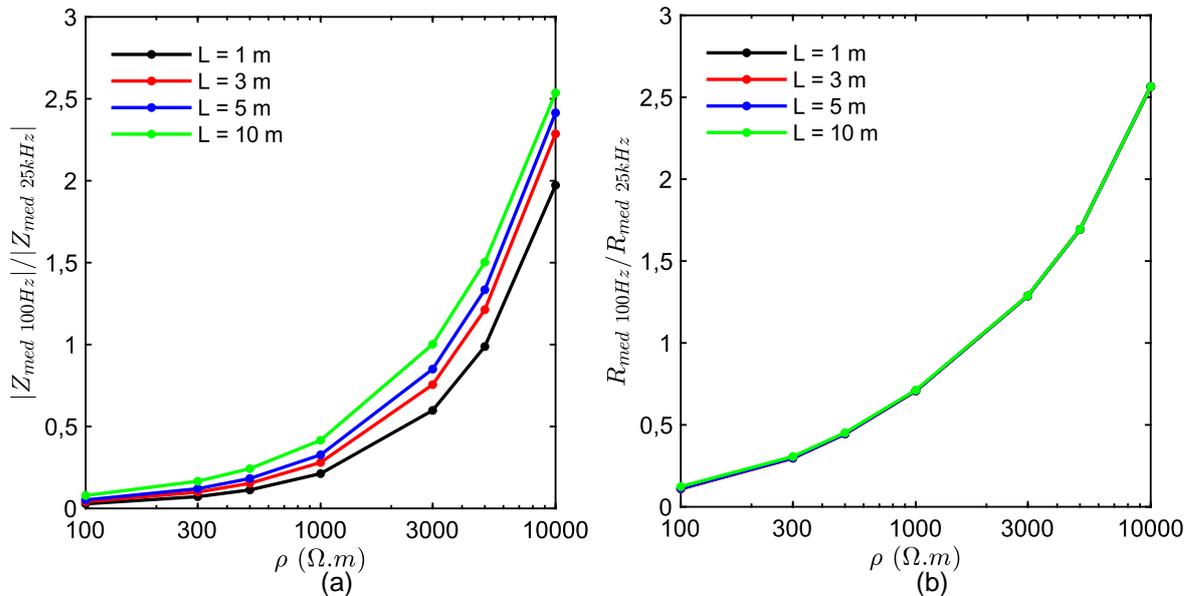
Fonte: O autor (2023).

Adicionalmente, também foram avaliadas as situações em que o distanciamento dos cabos dos circuitos de medição são de 3, 5 e 10 metros. Os resultados obtidos estão no Apêndice E. É importante ressaltar que, como no caso anterior, os resultados indicam que a impedância associada ao acoplamento é desprezível em baixa frequência, de modo que $|Z_{med}| \cong R_g$.

Na Figura 92 são apresentados os gráficos comparativos entre os valores obtidos em baixa e em alta frequência. O gráfico (a) mostra que para solos de baixa e de média resistividade ($<1000 \Omega \cdot \text{m}$) os erros são extremamente elevados. Como exemplo, cita-se o caso em que a resistividade é de $100 \Omega \cdot \text{m}$. Nessa condição, $|Z_{g25k}| \cong |Z_{g100}|$. Entretanto, o acoplamento leva a um erro grosseiro $|Z_{med25k}| \cong 18,3 \Omega$ e $|Z_{med100}| \cong 0,75 \Omega$. Chama a atenção, também, o fato de que o módulo da impedância Z_m é sensível em relação ao distanciamento dos cabos (Figura 92a, $\rho \geq 1000 \Omega \cdot \text{m}$), mas a parcela real dessa impedância, não (Figura 92b). De modo geral, portanto, os gráficos evidenciam que os erros são sempre bastante significativos,

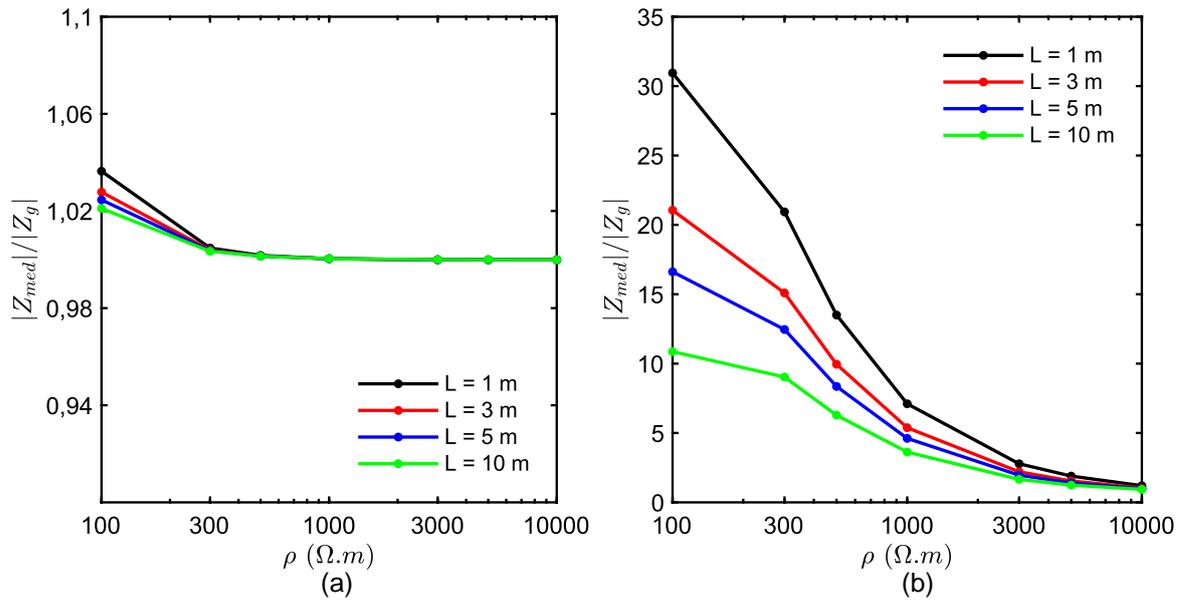
independentemente da resistividade do solo. É importante ressaltar que em condições de campo o erro associado a alta frequência ficaria obscurecido, o que é bastante preocupante.

Figura 92 – Razões (a) $|Z_{med100}|/|Z_{med25}|$ e (b) R_{med100}/R_{med25k} .



Fonte: O autor (2023).

Na Figura 93 são apresentadas as curvas da relação $|Z_g|/|Z_{med}|$. As curvas indicam a influência exercida pelo acoplamento se comparado com a situação em que esse efeito não ocorre. Na Figura 93a, verifica-se que essa relação é praticamente unitária qualquer que seja a resistividade do solo e o distanciamento dos cabos dos circuitos de medição, para 100 Hz. Isso não acontece em alta frequência. Nesse caso, o acoplamento aumenta o valor da impedância da malha em até ~30 vezes. O efeito do acoplamento é mais pronunciado para solos de até 1000 $\Omega \cdot m$. Para valores maiores o acoplamento torna-se pouco significativo, independentemente da distância entre os cabos.

Figura 93 – Razão $|Z_g|/|Z_{med}|$ em (a) 100 Hz e (b) 25 kHz.

Fonte: O autor (2023).

6.3.3 Malha de 120m x 120 m

Para essa malha, os comprimentos dos circuitos de corrente e de potencial são, respectivamente, iguais a 848,5 m e 524,4 m (Tabela 32). Na Tabela 37, são apresentados os resultados para baixa frequência e $d = 1$ m. Nela, verifica-se que os efeitos de acoplamento, mais uma vez, são pouco significativos, de modo que $Z_{med} \cong Z_g$. Para a alta frequência, isso já não acontece (Tabela 38). Em alta frequência, o módulo da impedância Z_m tende a aumentar com o aumento da resistividade do solo, porém dentro de uma faixa de valores bem pequena. Em termos de suas componentes, a parcela real tende a diminuir e a reativa, a aumentar. Além disso, o aumento do comprimento dos cabos levou a um aumento ainda maior de Z_m se comparado ao caso anterior, evidenciando, mais uma vez, a estreita associação entre comprimento dos cabos e essa impedância.

Tabela 37 – Impedâncias para a $f = 100$ Hz e $d = 1$ m.

$f = 100$ Hz, $d = 1$ m						
ρ ($\Omega \cdot m$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0362 + j0,3709$	0,3726	$0,3418 - j0,0216$	0,3425	$0,3780 + j0,3492$	0,5146
300	$0,0270 + j0,3939$	0,3948	$1,0577 - j0,0485$	1,0588	$1,0847 + j0,3453$	1,1383

$f = 100 \text{ Hz}, d = 1 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
500	$0,0224 + j0,4018$	0,4024	$1,7802 - j0,0707$	1,7816	$1,8026 + j0,3311$	1,8328
1000	$0,0167 + j0,4098$	0,4101	$3,5887 - j0,1248$	3,5909	$3,6054 + j0,2850$	3,6166
3000	$0,0100 + j0,4177$	0,4178	$10,7721 - j0,3979$	10,7794	$10,7821 + j0,0198$	10,7821
5000	$0,0078 + j0,4200$	0,4201	$17,8534 - j0,7753$	17,8702	$17,8612 - j0,3553$	17,8647
10000	$0,0055 + j0,4224$	0,4224	$35,1372 - j2,1128$	35,2007	$35,1427 - j1,6904$	35,1833

Fonte: O autor (2023).

Tabela 38 – Impedâncias para a $f = 25 \text{ kHz}$ e $d = 1 \text{ m}$.

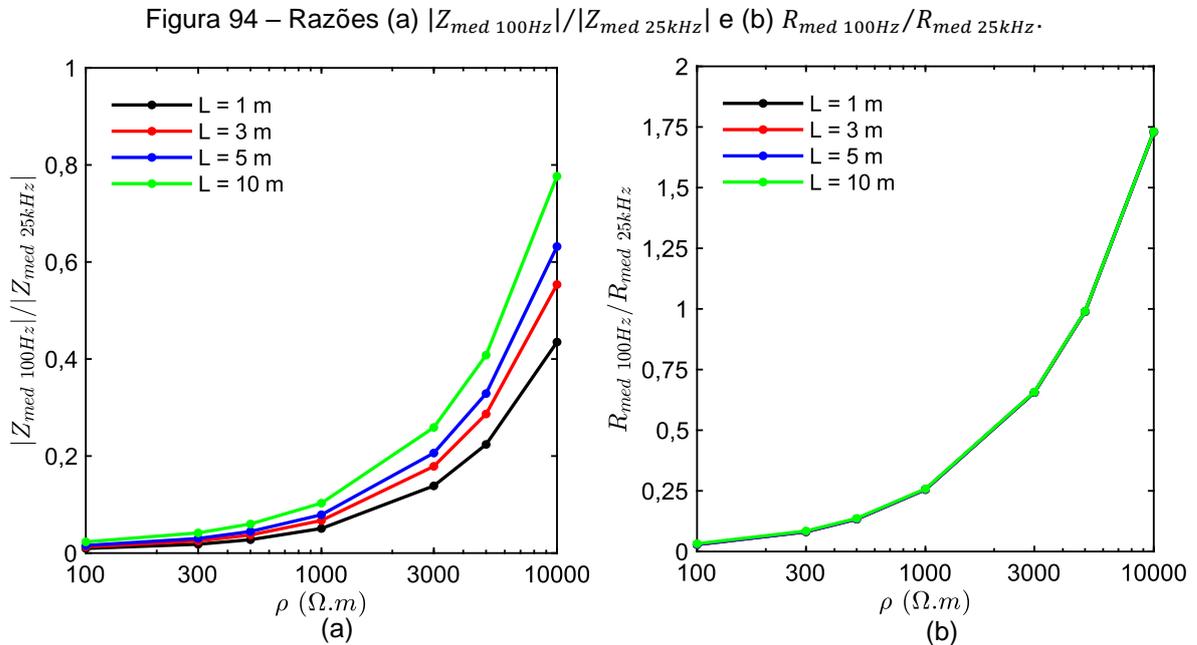
$f = 25 \text{ kHz}, d = 1 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$12,6728 + j51,0640$	52,6130	$0,5971 + j0,8457$	1,0352	$13,2699 + j51,9097$	53,5790
300	$12,5005 + j59,9304$	61,2202	$0,8529 + j1,0205$	1,3300	$13,3534 + j60,9509$	62,3965
500	$12,3767 + j64,0121$	65,1976	$1,1386 + j0,9304$	1,4704	$13,5153 + j64,9425$	66,3339
1000	$12,1467 + j69,4899$	70,5436	$1,9658 + j0,4523$	2,0172	$14,1125 + j69,9422$	71,3518
3000	$11,5692 + j77,9585$	78,8123	$4,8793 - j1,8739$	5,2268	$16,4485 + j76,0846$	77,8423
5000	$11,1714 + j81,7637$	82,5233	$6,8946 - j4,0565$	7,9994	$18,0660 + j77,7072$	79,7796
10000	$10,4438 + j86,7224$	87,3490	$9,8776 - j8,4175$	12,9777	$20,3214 + j78,3050$	80,8989

Fonte: O autor (2023).

Para essa malha, também foram avaliadas as situações em que o distanciamento dos cabos dos circuitos de medição são de 3, 5 e 10 metros. Os resultados obtidos estão no Apêndice F. É importante observar que, como nos casos anteriores, a impedância associada ao acoplamento é desprezível em baixa frequência, de modo que $|Z_{med}| \cong R_g$.

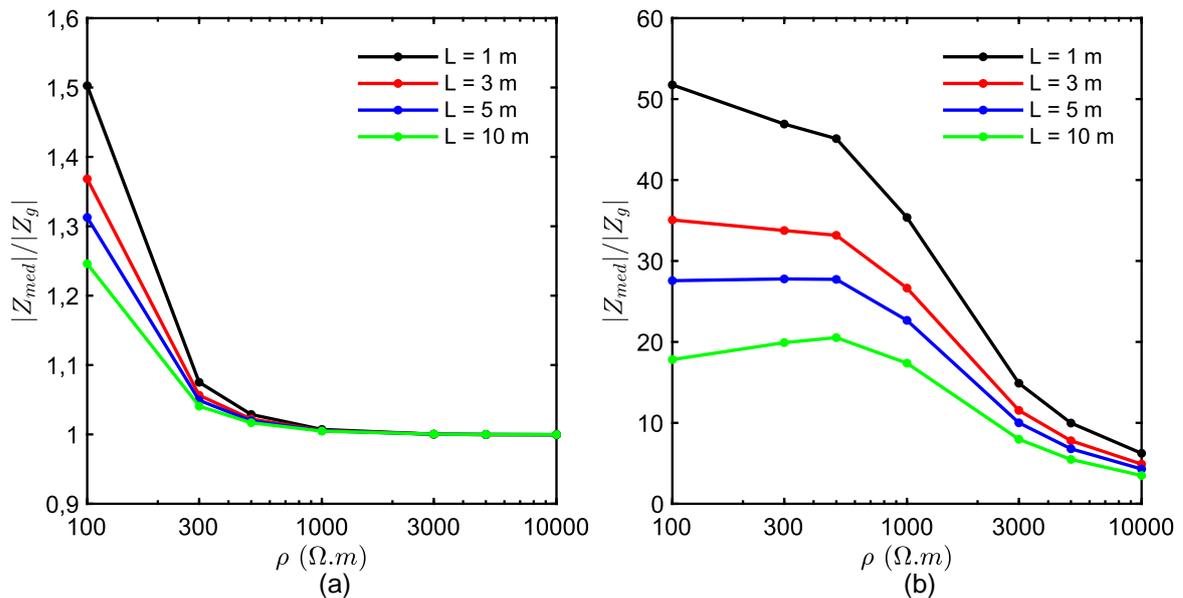
Na Figura 94 são apresentados os gráficos comparativos entre os valores obtidos em baixa e em alta frequência. O gráfico (a) mostra que, como nos casos anteriores, para solos de baixa e de média resistividade ($<1000 \Omega \cdot \text{m}$) os erros são extremamente elevados. Como exemplo, cita-se o caso em que a resistividade é de $100 \Omega \cdot \text{m}$. Nessa condição, tem-se que $|Z_{med25k}| \cong 53,6 \Omega$ e $|Z_{med100}| \cong 0,51 \Omega$, sendo o erro extremamente elevado. Tal como no caso anterior, o módulo da impedância Z_m apresenta certa sensibilidade em relação ao distanciamento dos cabos (Figura 94a, $\rho \geq 1000 \Omega \cdot \text{m}$), mas a parcela real dessa impedância, não (Figura 94b). De modo

geral, portanto, os gráficos evidenciam que os erros são sempre bastante significativos, independentemente da resistividade do solo.



Fonte: O autor (2023).

Na Figura 95 são apresentadas as curvas da relação $|Z_g|/|Z_{med}|$, indicando a influência exercida pelo acoplamento se comparado com a situação em que esse efeito não acontece. Na Figura 95a, verifica-se que essa relação é praticamente unitária para solo de resistividade maiores que $300\ \Omega.m$. Para solos de baixa resistividade, a variação já ocorre devido ao acoplamento. Já em alta frequência, a influência do acoplamento é bastante significativa. Nesse caso, o acoplamento aumenta o valor da impedância da malha em até ~ 100 vezes, apesar de existir uma tendência da redução desse efeito com o aumento da resistividade. Além disso, fica evidente, mais uma vez, que o acoplamento é mais pronunciado em solos de baixa e de média resistividade.

Figura 95 – Razão $|Z_g|/|Z_{med}|$ em (a) 100 Hz e (b) 25 kHz.

Fonte: O autor (2023).

6.3.4 Avaliação prática: SE Araripina II

As informações relativas à malha da SE Araripina II, assim como os dados obtidos nas medições, foram apresentadas na seção 5.4.4. Trata-se, portanto, de uma malha de aterramento com dimensão aproximada de 100m x 90m. O eletrodo de corrente foi posicionado a 436 m da malha. Portanto, esse é o comprimento do cabo CC. Além disso, foi estabelecido que se alcançou o patamar a uma distância de 270 m (comprimento do circuito de potencial, CP). A distância de separação dos circuitos de medição foi de ~4 m. Os gráficos obtidos com as curvas das resistências aparentes foram apresentados na seção 5.4.4, também. Os valores das resistências aparentes de patamar para a alta frequência são apresentados na Tabela 39 para ambos os casos, com e sem a compensação reativa. É importante destacar que devido as condições do solo nos dias em que foram realizadas as medições (solo molhado devido à precipitação de chuvas nos dias que antecederam as medições, assim como nos dias em as medições foram realizadas), está sendo considerado uma resistividade bem pequena, de 100 $\Omega \cdot m$ nas simulações.

Tabela 39 – Valores de impedância em 25 kHz obtidos nas medições.

Impedância de aterramento (Ω)			
Valor	1º dia	2º dia	3º dia
Sem compensação	17,4	15,3	14,4
Com compensação	8,2	8,8	10,3

Fonte: O autor (2023).

A impedância da malha em 25 kHz foi determinada a partir do modelo computacional apresentado no Capítulo 3, sendo denotada como Z_g . O efeito associado ao acoplamento dos circuitos de medição foi determinado a partir da equação (64), sendo denotado como Z_m . Com isso, a impedância Z_{med} pode ser determinada, correspondendo à soma $Z_g + Z_m$.

Considerando as condições apresentadas, foram obtidos os resultados apresentados na Tabela 40. Nela, verifica-se que a impedância da malha Z_g é relativamente pequena. Já a impedância de acoplamento Z_m é bastante significativa, o que é esperado, considerando que os cabos dos circuitos de medição são longos e que a resistividade do solo é baixa. Em uma condição de campo, caso o acoplamento não possa ser evitado, o uso do equipamento de alta frequência levaria a um resultado de $16,97 \Omega$ ($|Z_{med}|$), sem a compensação reativa. Esse valor é bem próximo daqueles apresentados na Tabela 39, de modo que a razão entre os valores da Tabela 39 (sem compensação) e $|Z_{med}|$ são, respectivamente, iguais a: 1,025; 0,901 e 0,848. Procedendo com a compensação de reativos, a relação de comparação tem como base a parcela real de Z_{med} . Assim, a relação entre os valores da Tabela 39 (com compensação) e R_{med} são, respectivamente, iguais a: 1,176; 1,262 e 1,477. A boa concordância dos resultados sugere, portanto, que os erros apresentados durante a medição usando a alta frequência, podem estar associados, também e sobretudo, aos efeitos de acoplamento dos circuitos de medição.

Tabela 40 – Valores de impedância em 25 kHz obtidos nas simulações.

Z_m	$ Z_m $	Z_g	$ Z_g $	Z_{med}	$ Z_{med} $
$6,2819 + j14,4647$	15,7700	$0,6900 + j1,0107$	1,2238	$6,9719 + j15,4754$	16,9734

Fonte: O autor (2023).

6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Uma análise dos efeitos do acoplamento nas medições em SEs foi realizada neste capítulo. Por meio de simulações, avaliou-se a impedância mútua entre os circuitos de medição nas frequências de 100 Hz e 25 kHz para malhas de 20m x 20m, 60m x 60m e 120m x 120m. Os resultados mostraram que em 100 Hz o acoplamento, em geral, irá exercer pouca influência nos resultados obtidos qualquer que seja a malha. Em 25 kHz, no entanto, o acoplamento mostra grande influência na maior parte dos resultados. A impedância induzida nessa frequência apresenta valores mais elevados em relação à frequência mais baixa, o que é esperado, uma vez que o aumento da frequência acaba por elevar a reatância indutiva. Verifica-se, também, que mesmo aumentando a distância de separação dos circuitos, ainda assim as discrepâncias são significativas se comparadas a condição em que não há o acoplamento entre os circuitos.

Comparando-se os resultados para os módulos das impedâncias obtidas nas duas frequências, verificou-se que, com o aumento da dimensão das malhas, mais distantes os resultados se tornam. Esse resultado é esperado, pois quanto maior a malha, maiores serão os comprimentos dos circuitos de medição e, como consequência, tem-se uma elevada impedância mútua. O acoplamento tornou alguns valores em 25 kHz mais próximos aos obtidos em 100 Hz para as malhas de 20m x 20m e 60m x 60 m. Contudo, esta é apenas uma coincidência e, nos casos de medições em campo, não há possibilidade de controle para saber quando o acoplamento pode ser “benéfico”.

Na comparação entre as parcelas reais das impedâncias obtidas, verificou-se que a medição de resistência em 25 kHz, com compensação de reativo, pode apresentar resultados próximos aos obtidos em baixa frequência em alguns casos pontuais. Para a malha de 20m x 20m isso ocorre nas resistividades abaixo de 1 k Ω .m, enquanto para a malha de 120m x 120 m somente para $\rho = 5$ k Ω .m devido principalmente à influência do acoplamento. Na malha de 60m x 60m não se encontrou casos pontuais.

Resultados de uma medição em uma SE são apresentados e comparados aos obtidos por meio de simulação, onde confirma-se a elevada interferência do acoplamento nas medições em alta frequência.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Como verificado no Capítulo 4, a conexão de cabos para-raios às malhas de aterramento de subestações interfere nos resultados de medição da resistência de aterramento em baixa frequência. As medições podem ser aceitáveis com a conexão dos CPRs, considerando critérios restritivos, como baixo valor de resistência da malha (menor que 1Ω) e altos valores de resistência do CPR e dos aterramentos de LT. Do ponto de vista da proteção, os altos valores de resistência dos cabos e dos aterramentos de pé-de-torre não são desejados. Além disso, esses critérios são válidos somente quando há conexão de apenas um CPR à malha. No caso de múltiplas conexões, é recomendável a desconexão dos cabos ou a medição da corrente desviada.

Na impossibilidade da medição da corrente ou da desconexão, verificou-se que a injeção de correntes de alta frequência na malha se mostra viável para o desacoplamento dos cabos conectados ao aterramento. A frequência de 25 kHz vem sendo utilizada para esse propósito e, como demonstrado nos resultados do Capítulo 4, leva ao aumento da impedância dos CPRs de modo que a corrente desviada se torna desprezível. No entanto, os resultados obtidos por meio de simulações e medições apresentados no Capítulo 5, evidenciaram que nessa frequência, as malhas de terra têm comportamento mais próximo a uma impedância e não a uma resistência, como averiguado em frequências mais próximas à da rede elétrica.

Em 25 kHz, a partir dos resultados de simulação, verificou-se diferenças significativas nos resultados quando comparados aos obtidos em baixa frequência. Em geral, a componente reativa da impedância não é desprezível em relação à real, de modo que os módulos das impedâncias em alta frequência diferem dos obtidos em 100 Hz. Em alguns casos, verificou-se que a impedância pode apresentar valores distintos a depender da posição na qual a corrente é injetada na malha. Em outras situações, a impedância apresenta o mesmo valor nas posições consideradas, contudo, o módulo da impedância é bastante distinto quando comparado ao valor obtido em 100 Hz. Em relação à técnica de compensação reativa, verificou-se nas simulações que essa foi efetiva somente para malhas de pequenas dimensões inseridas em solos com resistividade abaixo de $1 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$. Nos demais casos, tem-se, em geral, valores da parcela real da impedância em 25 kHz discrepantes em relação a 100 Hz. Assim, a

compensação fica restrita a malhas de pequenas dimensões em solos de baixa e média resistividade.

A partir dos resultados de medições, verificou-se elevadas diferenças entre os valores obtidos pelos terrômetros de baixa e alta frequência. Essas diferenças podem indicar que o equipamento de alta frequência não apresenta valores de resistência, mas sim do módulo de impedância das malhas sob teste. Mesmo com a utilização da técnica de compensação reativa, não foram obtidos resultados próximos aos obtidos pelos equipamentos de baixa frequência.

Avaliou-se também o acoplamento entre os circuitos de medição em 100 Hz e 25 kHz. Os resultados das simulações realizadas no Capítulo 6 mostraram a pouca influência do acoplamento em 100 Hz, onde as impedâncias pouco foram afetadas pela impedância mútua entre os cabos de medição. Em 25 kHz, contudo, verificou-se a grande influência do acoplamento em grande parte dos resultados, principalmente nos referentes às malhas de maiores dimensões. Mesmo com a variação da separação entre os circuitos, os resultados em alta frequência ainda se mostraram bastante diferentes dos obtidos em 100 Hz. Os elevados comprimentos dos cabos de medição corroboram com o aumento da impedância mútua e como consequência, tem-se elevação da impedância medida em 25 kHz.

Em alguns casos pontuais, a impedância mútua entre os condutores de medição deixou os módulos de impedância em alta frequência próximos aos de baixa frequência. Porém, na maior parte dos casos os resultados para as duas frequências não são semelhantes. Realizando a compensação de reativo nas malhas simuladas, verificou-se que essa é mais adequada também nas malhas de pequenas dimensões inseridas em solos de baixa resistividade, levando em conta o acoplamento. Observou-se que as maiores discrepâncias nos resultados são encontradas, em todos os casos simulados, nas resistividades mais baixas, em geral, menores que 1 k Ω .m. Em solos de baixa resistividade tem-se valores pequenos de impedância, logo, a impedância mútua entre os circuitos pode ser da mesma ordem de grandeza ou maior que a impedância de aterramento, interferindo bastante nos resultados de medição.

Considerando os desenvolvimentos deste trabalho, tem-se como sugestão para trabalhos futuros:

- Realizar o levantamento da região de influência das correntes em frequências próxima à industrial e em 25 kHz em malhas de diferentes dimensões;
- Realizar o levantamento das linhas de tensão em frequências próximas à industrial e em 25 kHz em malhas de diferentes dimensões;
- Realizar um estudo que contemple o conceito de área efetiva para entender melhor os efeitos de correntes nas frequências de 25 kHz em malhas de subestações;
- Aprofundar os estudos sobre o acoplamento entre os circuitos de medição, onde sejam contemplados mais resultados de medições para comparação com resultados provenientes da modelagem abordada;
- Propor uma nova metodologia para a medição de resistência em malhas conectadas a cabos para-raios.

REFERÊNCIAS

- ABNT. **NBR 15749: Medição de resistência de aterramento e de potenciais na superfície do solo em sistemas de aterramento.** Rio de Janeiro, p. 49. 2009.
- ABNT. **NBR 15751: Sistemas de aterramentos de subestações - Requisitos.** Rio de Janeiro, p. 47. 2013.
- ABNT. **NBR 16730: Cordoalha de fios de aço zincados para eletrificação - Requisitos.** Rio de Janeiro, p. 14. 2018.
- ABNT. **NBR 7117: Parâmetros do solo para projetos de aterramentos. Parte 1: Medição da resistividade e modelagem geométrica.** São Paulo, p. 28. 2020.
- ALÍPIO, Rafael S. **Modelagem eletromagnética de aterramentos elétricos nos domínios do tempo e da frequência.** Dissertação (Mestrado em Modelagem Matemática e Computacional) - Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET/MG, Belo Horizonte, 2008.
- ALÍPIO, Rafael S. **Dependência da frequência dos parâmetros do solo: efeito no comportamento impulsivo de aterramentos elétricos.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.
- ALÍPIO, Rafael S. et al. Modelagem de aterramentos elétricos para fenômenos de alta frequência e comparação com resultados experimentais. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 22, n. 1, p. 89-102, fev. 2011.
- ALÍPIO, Rafael S.; VISACRO, Silvério. Modeling the frequency dependence of electrical parameters of soil. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 56, n. 5, p. 1163-1171, out. 2014.
- BARBOSA, Ericles M. et al. **Medição da Resistência de Aterramento em Malhas de Subestações Conectadas a Cabos Para-Raios.** XXVI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica. Rio de Janeiro: [s.n.]. 2022.
- BELGO BEKAERT ARAMES - ARCELORMITTAL. **Fios e cordoalhas de aço zincado para eletrificação e telefonia**, 2019. Disponível em: <<https://www.belgo.com.br/wp-content/uploads/2019/02/Folder-eletrificacao.pdf>>. Acesso em: 03 abr. 2023.
- BIGELOW, R. C.; EBERLE, William R. **Empirical predictive curves for resistivity and dielectric constant of earth materials: 100 Hz to 100 MHz.** US Geological Survey. [S.l.]. 1983.
- CAMPBELL, George A. Mutual impedances of grounded circuits. **The Bell System Technical Journal**, v. 2, n. 4, p. 1-30, out. 1923.
- CARSON, John R. Wave propagation in overhead wires with ground return. **The Bell System Technical Journal**, v. 5, n. 4, p. 539-554, out. 1926.

CAVKA, Damir; MORA, Nicolas; RACHIDI, Farhad. A comparison of frequency-dependent soil models: application to the analysis of grounding systems. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 56, n. 1, p. 177-187, fev. 2014.

CHOI, Jong-kee et al. **A new method of grounding performance evaluation of multigrounded power systems by ground current measurement**. 2004 International Conference on Power System Technology, Powercon. [S.l.]: [s.n.]. 2004. p. 1144-1146.

CHOI, Jong-kee et al. Evaluation of grounding performance of energized substation by ground current measurement. **Electric Power Systems Research**, v. 77, n. 11, p. 1490-1494, 2007.

CURDTS, E. B. Some of the fundamental aspects of ground resistance measurements. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics**, v. 77, n. 5, p. 760-767, nov. 1958.

DAVALBHAKTA, Aneesh A.; MAHAJAN, Satish M. **Measurement of resistance of a grounding grid model using magnetic field sensors**. 2008 40th Southeastern Symposium on System Theory (SSST). [S.l.]: [s.n.]. 2008. p. 174-177.

DERI, A. et al. The complex ground return plane a simplified model for homogeneous and multi-layer earth return. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-100, n. 8, p. 3686-3693, ago. 1981.

DEVARAKONDA, Lalitha S.; MOSKOS, Jennifer; WOOD, Andrew. **Evaluation of ground grid resistance for inservice substations**. IEEE PES T&D 2010. [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 1-4.

DIMCEV, Vladimir; HANDJISKI, Blagoja; SEKERINSKA, Radmila. **Alternative fall-of-potential method for grounding grids impedance measurements and inductive coupling between leads**. 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Istambul: [s.n.]. 2003. p. 74-77.

DIS-ETE-005 - Cordoalhas para Rede de Distribuição e Linhas de Subtransmissão - REV 02. **Normas e Padrões**, 2021. Disponível em: <<https://servicos.neoenergiapernambuco.com.br/residencial-rural/Pages/Informa%C3%A7%C3%B5es/normas-e-padres.aspx>>. Acesso em: 7 mar. 2023.

DIS-ETE-013 - Postes de Concreto Armado para Linhas de Subtransmissão - REV 0. **Normas e Padrões**, 2019. Disponível em: <<https://servicos.neoenergiapernambuco.com.br/residencial-rural/Pages/Informa%C3%A7%C3%B5es/normas-e-padres.aspx>>. Acesso em: 6 mar. 2023.

DIS-NOR-008 - Projetos de linhas de subtransmissão de 72,5kV - REV 02. **Normas e Padrões**, 2021. Disponível em: <<https://servicos.neoenergiapernambuco.com.br/residencial-rural/Pages/Informa%C3%A7%C3%B5es/normas-e-padres.aspx>>. Acesso em: 6 mar. 2023.

FARBER, Alex; KATZ, Boris. Coupling effect in substation ground measurements. **Serbian Journal of Electrical Engineering**, v. 9, n. 3, p. 315-324, out. 2012.

FOSTER, Ronald M. Mutual impedance of grounded wires lying on or above the surface of the earth. **The Bell System Technical Journal**, v. 12, n. 3, p. 264-287, jul. 1933.

GLOVER, J. D.; SARMA, Mulukutla S.; OVERBYE, Thomas J. **Power system analysis and design**. 5. ed. Stamford: Cengage Learning, 2012.

GRCEV, L. D.; GRCEVA, S. On HF Circuit Models of Horizontal Grounding Electrodes. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 51, n. 3, p. 873-875, ago. 2009.

GRCEV, L.; ARNAUTOVSKI-TOSEVA, V. **Grounding systems modeling for high frequencies and transients**: some fundamental considerations. Proc. of the IEEE Bologna PowerTech Conference. Bologna, Italia: [s.n.]. jun. 2003.

GRCEV, Leonid D. Modeling of grounding electrodes under lightning currents. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 51, n. 3, p. 559-571, ago. 2009.

GRCEV, Leonid D.; DAWALIBI, Farid P. An electromagnetic model for transients in grounding systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 4, p. 1773-1781, out. 1990.

GRCEV, Leonid D.; HEIMBACH, Markus. Frequency dependent and transient characteristics of substation grounding systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 12, n. 1, p. 172-178, jan. 1997.

GUIMARÃES NETO, Miguel D. B. **Investigação da resposta de malhas de aterramentos frente a correntes de descargas atmosféricas**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.

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. 1980.

HARRINGTON, Roger F. **Field computation by moment methods**. New York: IEEE Press, 1993.

HE, Jinliang; ZENG, Rong; ZHANG, Bo. **Methodology and technology for power system grounding**. Singapore: Wiley-IEEE Press, 2012.

HU, Zhijian et al. New method of measuring ground impedance and mutual impedance between measuring lead wires. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 33, n. 5, p. 2070-2077, out. 2018.

IEEE. **IEEE guide for measuring earth resistivity, ground impedance, and earth surface potentials of a ground system**. IEEE Std 81-1983. New York, p. 54. 1983.

IEEE. **IEEE guide for safety in AC substation grounding**. IEEE Std 80-2000. New York, p. 192. 2000.

IEEE. **IEEE guide for measuring earth resistivity, ground impedance, and earth surface potentials of a grounding system**. IEEE Std 81-2012 (Revision of IEEE Std 81-1983). New York, p. 86. 2012.

LEAL, Alexandre G.; LAZZARETTI, André E.; LÓPEZ-SALAMANCA, Henry L. A systematic review on grounding impedance measurement in electrical installations. **Electric Power Systems Research**, v. 214, p. 108953, 2023.

LIMA, Alexander B. **Método para cálculo da impedância de malhas de aterramento de torres de linhas de transmissão**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Escola de Engenharia, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2010.

LIMA, Alexander B. **Medição da impedância e da resistência de aterramento usando ondas impulsivas e condutores de pequeno comprimento nos circuitos de tensão e de corrente**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Escola de Engenharia, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2015.

MA, Jinxi; DAWALIBI, Farid P. **Effects of inductive coupling between leads in ground impedance measurements using the fall-of-potential method**. 1999 IEEE Transmission and Distribution Conference (Cat. No. 99CH36333). New Orleans: [s.n.]. 1999. p. 266-271.

MA, Jinxi; DAWALIBI, Farid P. Influence of inductive coupling between leads on ground impedance measurements using the fall-of-potential method. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 16, n. 4, p. 739-743, out. 2001.

MESSIER, M. A. The propagation of an electromagnetic impulse through soil: Influence of frequency dependent parameters. **Mission Res. Corp., Santa Barbara, CA, USA, Tech. Rep. MRC-N-415**, Santa Barbara, 1980.

MESSIER, M. A. Another soil conductivity model. **Internal rep., JAYCOR, Santa Barbara, CA**, 1985.

NORMA de Transmissão Unificada - NTU 004: Critérios Básicos para Elaboração de Projetos de Linhas Aéreas de Alta Tensão. **Energisa**, 2017. Disponível em: <<https://www.energisa.com.br/Normas%20Tcnicas/NTU%20004%20-%20Crit%C3%A9rios%20B%C3%A1sicos%20para%20Elabora%C3%A7%C3%A3o%20de%20Projetos%20de%20Linhas%20A%C3%A9reas%20de%20Alta%20Tens%C3%A3o.pdf>>. Acesso em: 06 Mar. 2023.

PANICALI, Antonio R.; BARBOSA, Celio F. **Criteria for using 25 kHz grounding meters to measure grounding grids**. Proceedings of Ground 2020/21 & 9th LPE. Belo Horizonte: [s.n.]. 2021a.

PANICALI, Antonio R.; BARBOSA, Celio F. Effect of the integration path on grounding measurements. **Electric Power Systems Research**, v. 194, p. 107062, 2021b.

POLLACZEK, F. Über das feld einer unendlich langen wechsel stromdurchflossenen einfachleitung. **Elektrische Nachrichten Tech**, v. 3, n. 9, p. 339-360, 1926.

PORTELA, C. **Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior**. 1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatability. Seattle: Symposium Record. 1999. p. 1004-1009.

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.

PULZ, Lucas T. C. et al. **Evaluation of a methodology for estimating the symmetrical ground current in substations**: a study considering the influence of transmission lines guard wire. 2022 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2022 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe). [S.l.]: [s.n.]. 2022. p. 1-5.

ROGERS, Eldon J.; WHITE, John F. Mutual coupling between finite lengths of parallel or angled horizontal earth return conductors. **IEEE Transactions on Power Deliver**, v. 4, n. 1, p. 103-113, jan. 1989.

ROGERS, Eldon J.; WHITE, John F. Mutual coupling between horizontal earth return conductors using actual routing parameters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 3, p. 1266-1274, jul. 1990.

SARMIENTO, H. G.; MUKHEDKAR, D.; RAMACHANDRAN, V. An extension to the study of earth-return mutual coupling effects in ground impedance field measurements. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 3, n. 1, p. 96-101, jan. 1988.

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 (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Univeridade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.

SCOTT, J. H.; CARROLL, R. D.; CUNNINGHAM, D. R. Dielectric constant and electrical conductivity of moist rock from laboratory measurements. **US Dept. of interior geological survey technical letter, Special projects-12, August**, v. 17, 1964.

SEGANTINI, Renan C. **Comportamento de malhas de aterramento de subestação de energia frente a descargas atmosféricas**: ênfase na avaliação de técnicas de melhoria do desempenho impulsivo por meio de múltiplos pontos de injeção de corrente. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de São João Del Rei e Centro Federal de Educação Tecnológica - CEFET/MG, Belo Horizonte, 2018.

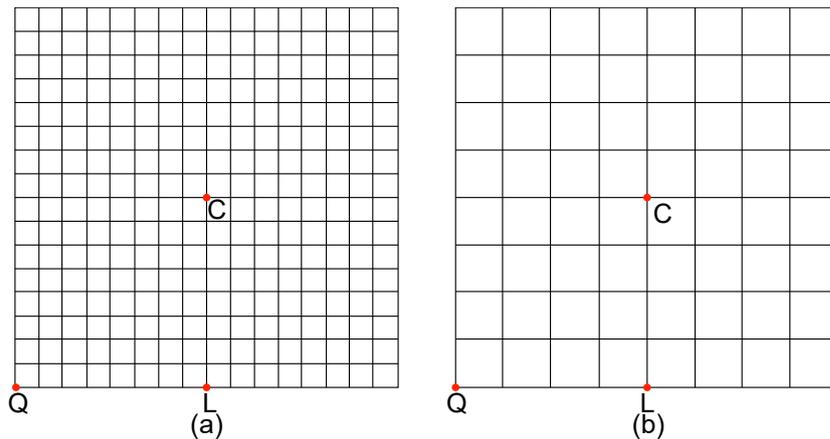
SILVA, Bárbara P. **Modelagem e solução de aterramentos sujeitos a surtos de corrente**: respostas nos domínios da frequência e do tempo. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2016.

- SILVEIRA, Fernando H.; VISACRO, Silvério. Lightning performance of transmission lines: impact of current waveform and front-time on backflashover occurrence. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 34, n. 6, p. 2145-2151, dez. 2019.
- SMITH, K. S.; LONGMIRE, C. L. **A universal impedance for soils**. Defense Nuclear Agency. Alexandria. 1975.
- SOMMERFELD, Arnold. Über die ausbreitung der wellen in der drahtlosen telegraphie. **Annalen der Physik**, v. 333, p. 665-736, jan. 1909.
- TELLÓ, Marcos et al. **Aterramento elétrico impulsivo em baixa e alta frequências com apresentação de casos**. Porto Alegre: EDIPUCRS, 2017.
- TELLÓ, Marcos et al. **Substation grounding grid diagnosis applying optimization techniques based on measurements and field tests**. 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe). [S.l.]: [s.n.]. 2019. p. 1-6.
- TELLÓ, Marcos et al. Substation grounding grid diagnosis applying optimization techniques based on measurements and field tests. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 2, p. 1190-1196, 2020.
- VELAZQUEZ, R.; REYNOLDS, P. H.; MUKHEDKAR, D. Earth-return mutual coupling effects in ground resistance measurements of extended grids. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-102, n. 6, p. 1850-1857, jul. 1983.
- VISACRO, S.; PORTELA, C. M. **Soil permittivity and conductivity behavior on frequency range of transient phenomena in electric power systems**. Proc. of Sym. High Voltage Engineering. Braunschweig: [s.n.]. 1987.
- VISACRO, Silvério; SOARES JR., A. HEM: a model for simulation of lightning related engineering problems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, n. 2, p. 1206-1208, abr. 2005.
- WANG, Cheng-gang et al. Grounding resistance measurement using fall-of-potential method with potential probe located in opposite direction to the current probe. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 13, n. 4, p. 1128-1135, out. 1998.
- ZENG, Rong et al. Influence of overhead transmission line on grounding impedance measurement of substation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, n. 2, p. 1219-1225, abril 2005.
- ZHANG, Bo et al. Experimental and numerical study of division factors of fault current and measuring current due to ground wires of transmission lines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 6, p. 4978-4986, 2015.

APÊNDICE A – IMPEDÂNCIAS PARA AS MALHAS DE 80m x 80m

Na Figura 96 são apresentadas as malhas de 80m x 80m cujos *grids* têm lados com comprimento de 5 m e 10 m. Nas Tabelas 41 a 44 são apresentados os valores de impedância em 100 Hz e 25 kHz calculados com o HEM.

Figura 96 – Malhas 80m x 80m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.



Fonte: O autor (2023).

Tabela 41 – Impedâncias em 100 Hz, malha 80m x 80m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,5354 - j0,0004$	0,5354	$0,5349 - j0,0160$	0,5351	$0,5345 - j0,0250$	0,5351
300	$1,6300 - j0,0329$	1,6303	$1,6297 - j0,0449$	1,6303	$1,6295 - j0,054$	1,6304
500	$2,7321 - j0,0584$	2,7327	$2,7319 - j0,0704$	2,7328	$2,7317 - j0,0795$	2,7329
1000	$5,4854 - j0,1254$	5,4868	$5,4853 - j0,1375$	5,4870	$5,4851 - j0,1467$	5,4871
3000	$16,3997 - j0,5027$	16,4074	$16,3996 - j0,5148$	16,4077	$16,3995 - j0,5240$	16,4079
5000	$27,1477 - j1,0498$	27,1680	$27,1476 - j1,0619$	27,1684	$27,1475 - j1,0712$	27,1686
10000	$53,3655 - j3,0317$	53,4515	$53,3655 - j3,0439$	53,4522	$53,3654 - j3,0531$	53,4527

Fonte: O autor (2023).

Tabela 42 – Impedâncias em 25 kHz, malha 80m x 80m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,8558 + j2,0444$	2,7611	$1,0335 + j1,2106$	1,5918	$0,5492 + j0,7858$	0,9587
300	$2,8570 + j3,1028$	4,2178	$1,8383 + j1,5218$	2,3865	$1,0484 + j0,6426$	1,2297
500	$3,4935 + j3,5332$	4,9687	$2,5182 + j1,5766$	2,9710	$1,6813 + j0,3702$	1,7216

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
1000	$4,8758 + j3,5482$	6,0302	$4,0528 + j1,1852$	4,2225	$3,2905 - j0,4208$	3,3173
3000	$9,5014 + j0,8478$	9,5391	$8,9377 - j1,8840$	9,1341	$8,3915 - j3,8717$	9,2416
5000	$12,7429 - j2,2180$	12,9345	$12,2674 - j5,0406$	13,2626	$11,8032 - j7,1234$	13,7862
10000	$17,5944 - j8,6144$	19,5901	$17,2049 - j11,5131$	20,7017	$16,8229 - j13,6758$	21,6803

Fonte: O autor (2023).

Tabela 43 – Impedâncias em 100 Hz, malha 80m x 80m, retículos 10m x 10m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,5692 - j0,0004$	0,5692	$0,5687 - j0,0137$	0,5689	$0,5682 - j0,0236$	0,5687
300	$1,7262 - j0,0298$	1,7265	$1,7259 - j0,0430$	1,7264	$1,7257 - j0,0529$	1,7265
500	$2,8921 - j0,0558$	2,8926	$2,8919 - j0,0691$	2,8927	$2,8917 - j0,0790$	2,8928
1000	$5,7913 - j0,1251$	5,7927	$5,7912 - j0,1384$	5,7929	$5,7910 - j0,1483$	5,7929
3000	$17,3074 - j0,5192$	17,3152	$17,3074 - j0,5325$	17,3156	$17,3073 - j0,5424$	17,3158
5000	$28,6469 - j1,0936$	28,6678	$28,6468 - j1,1069$	28,6682	$28,6467 - j1,1169$	28,6685
10000	$56,3058 - j3,1795$	56,3955	$56,3058 - j3,1928$	56,3963	$56,3057 - j3,2028$	56,3967

Fonte: O autor (2023).

Tabela 44 – Impedâncias em 25 kHz, malha 80m x 80m, retículos 10m x 10m.

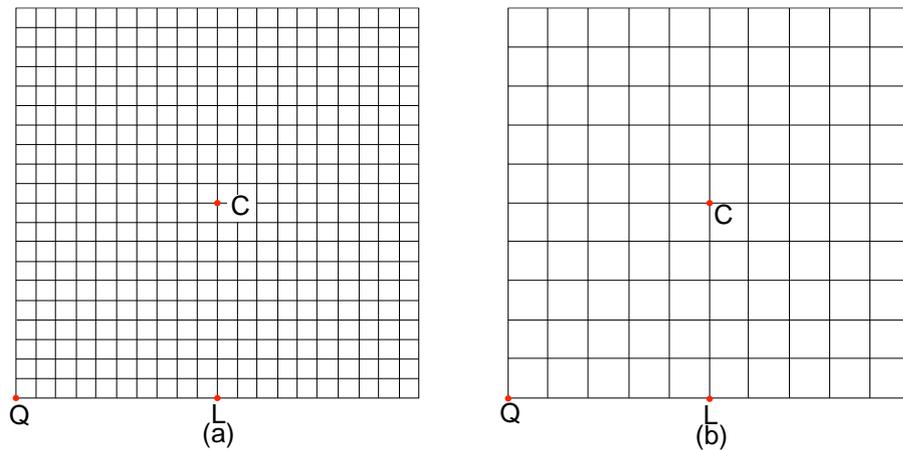
ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$2,2038 + j2,4234$	3,2756	$1,2594 + j1,5209$	1,9746	$0,7078 + j1,0939$	1,3029
300	$3,2571 + j3,7220$	4,9459	$2,0977 + j1,9502$	2,8642	$1,1956 + j0,9921$	1,5536
500	$3,9039 + j4,2555$	5,7749	$2,8081 + j2,0548$	3,4796	$1,8628 + j0,7184$	1,9965
1000	$5,3066 + j4,2967$	6,8280	$4,4052 + j1,6628$	4,7086	$3,5660 - j0,1112$	3,5677
3000	$10,1759 + j1,4796$	10,2829	$9,5777 - j1,5434$	9,7013	$8,9960 - j3,7242$	9,7364
5000	$13,6153 - j1,7496$	13,7273	$13,1162 - j4,8650$	13,9894	$12,6276 - j7,1432$	14,5080
10000	$18,7746 - j8,4946$	20,6069	$18,3705 - j11,6861$	21,7725	$17,9733 - j14,0446$	22,8099

Fonte: O autor (2023).

APÊNDICE B – IMPEDÂNCIAS PARA AS MALHAS DE 100m x 100m

Na Figura 97 são apresentadas as malhas de 100m x 100m cujos *grids* têm lados com comprimento de 5 m e 10 m. Nas Tabelas 45 a 48 são apresentados os valores de impedância em 100 Hz e 25 kHz calculados com o HEM.

Figura 97 – Malhas de 100m x 100m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.



Fonte: O autor (2023).

Tabela 45 – Impedâncias em 100 Hz, malha 100m x 100m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100 \text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,4199 + j0,0025$	0,4199	$0,4192 - j0,0122$	0,4194	$0,4184 - j0,0232$	0,4190
300	$1,2862 - j0,0250$	1,2864	$1,2858 - j0,0398$	1,2864	$1,2854 - j0,0510$	1,2864
500	$2,1597 - j0,0484$	2,1602	$2,1594 - j0,0632$	2,1603	$2,1591 - j0,0745$	2,1604
1000	$4,3443 - j0,1075$	4,3456	$4,3441 - j0,1225$	4,3458	$4,3439 - j0,1338$	4,3460
3000	$13,0134 - j0,4220$	13,0202	$13,0132 - j0,4370$	13,0205	$13,0131 - j0,4485$	13,0208
5000	$21,5548 - j0,8670$	21,5722	$21,5547 - j0,8820$	21,5727	$21,5546 - j0,8935$	21,5731
10000	$42,3964 - j2,4611$	42,4678	$42,3963 - j2,4761$	42,4685	$42,3963 - j2,4876$	42,4692

Fonte: O autor (2023).

Tabela 46 – Impedâncias em 25 KHz, malha 100m x 100m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25 \text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,8552 + j2,0367$	2,7550	$1,0399 + j1,2598$	1,6336	$0,5747 + j0,8349$	1,0136
300	$2,9526 + j3,1638$	4,3275	$1,7306 + j1,6443$	2,3872	$0,8942 + j0,8664$	1,2451

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
500	$3,5999 + j3,7989$	5,2336	$2,3181 + j1,8027$	2,9365	$1,3139 + j0,6850$	1,4817
1000	$4,7152 + j4,3155$	6,3919	$3,5175 + j1,7189$	3,9150	$2,4562 + j0,0617$	2,4570
3000	$8,0000 + j2,7923$	8,4733	$7,1067 - j0,4336$	7,1199	$6,2508 - j0,2731$	6,2568
5000	$10,3321 + j0,5156$	10,3450	$9,5679 - j2,8745$	9,9904	$8,8259 - j5,3443$	10,3179
10000	$13,8689 - j4,4381$	14,5617	$13,2397 - j7,9663$	15,4516	$12,6236 - j10,5823$	16,4724

Fonte: O autor (2023).

Tabela 47 – Impedâncias em 100 Hz, malha 100m x 100m, retículos 10m x 10m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,4432 + j0,0066$	0,4432	$0,4425 - j0,0096$	0,4426	$0,4417 - j0,0216$	0,4422
300	$1,3525 - j0,0213$	1,3527	$1,3521 - j0,0376$	1,3526	$1,3517 - j0,0496$	1,3526
500	$2,2701 - j0,0451$	2,2705	$2,2698 - j0,0614$	2,2706	$2,2695 - j0,0735$	2,2707
1000	$4,5555 - j0,1058$	4,5567	$4,5553 - j0,1221$	4,5569	$4,5551 - j0,1343$	4,5571
3000	$13,6400 - j0,4319$	13,6468	$13,6399 - j0,4483$	13,6473	$13,6398 - j0,4606$	13,6476
5000	$22,5898 - j0,8958$	22,6076	$22,5897 - j0,9122$	22,6081	$22,5896 - j0,9245$	22,6085
10000	$44,4263 - j2,5616$	44,5001	$44,4262 - j2,5780$	44,5009	$44,4262 - j2,5903$	44,5017

Fonte: O autor (2023).

Tabela 48 – Impedâncias em 25 kHz, malha 100m x 100m, retículos 10m x 10m.

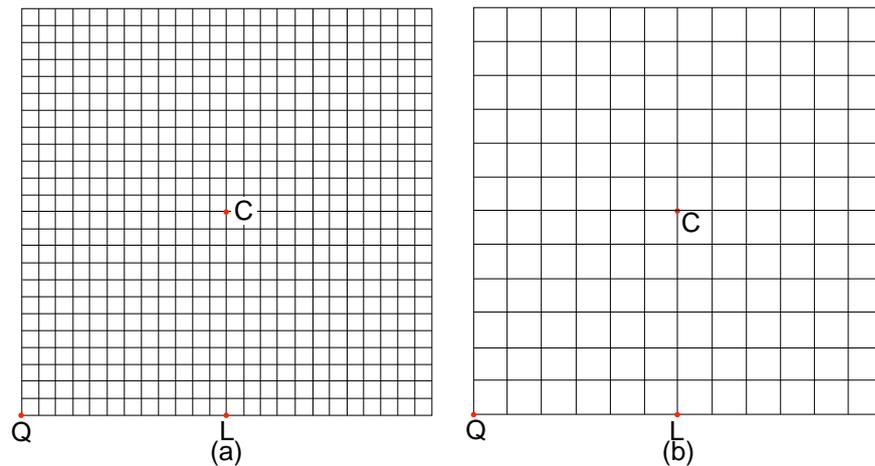
ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$2,2018 + j2,4158$	3,2686	$1,2696 + j1,5749$	2,0229	$0,7426 + j1,1431$	1,3631
300	$3,3663 + j3,7801$	5,0617	$1,9796 + j2,0832$	2,8738	$1,0352 + j1,2449$	1,6191
500	$4,0352 + j4,5428$	6,0762	$2,5935 + j2,3000$	3,4664	$1,4663 + j1,0720$	1,8164
1000	$5,1461 + j5,1445$	7,2766	$3,8286 + j2,2469$	4,4392	$2,6613 + j0,4219$	2,6945
3000	$8,5383 + j3,6060$	9,2685	$7,5861 + j0,0338$	7,5862	$6,6740 - j2,4817$	7,1205
5000	$10,9852 + j1,2249$	11,0533	$10,1803 - j2,5164$	10,4867	$9,3989 - j5,2105$	10,7466
10000	$14,7155 - j3,9665$	15,2407	$14,0609 - j7,8473$	16,1025	$13,4202 - j10,6898$	17,1573

Fonte: O autor (2023).

APÊNDICE C – IMPEDÂNCIAS PARA AS MALHAS DE 120m x 120m

Na Figura 98 são apresentadas as malhas de 120m x 120m cujos *grids* têm lados com comprimento de 5 m e 10 m. Nas Tabelas 49 a 52 são apresentados os valores de impedância em 100 Hz e 25 kHz calculados com o HEM.

Figura 98 – Malhas de 120x120 m, retículos de (a) 5m x 5m e (b) 10m x 10m.



Fonte: O autor (2023).

Tabela 49 – Impedâncias em 100 Hz, malha 120m x 120m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100 Hz} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,3440 + j0,0088$	0,3441	$0,3429 - j0,0086$	0,3430	$0,3418 - j0,0216$	0,3425
300	$1,0589 - j0,0177$	1,0590	$1,0583 - j0,0352$	1,0589	$1,0577 - j0,0485$	1,0588
500	$1,7811 - j0,0397$	1,7815	$1,7806 - j0,0573$	1,7815	$1,7802 - j0,0707$	1,7816
1000	$3,5893 - j0,0935$	3,5905	$3,5890 - j0,1113$	3,5907	$3,5887 - j0,1248$	3,5909
3000	$10,7724 - j0,3665$	10,7786	$10,7723 - j0,3843$	10,7792	$10,7721 - j0,3979$	10,7794
5000	$17,8536 - j0,7438$	17,8691	$17,8535 - j0,7617$	17,8697	$17,8534 - j0,7753$	17,8702
10000	$35,1374 - j2,0812$	35,1990	$35,1373 - j2,0991$	35,1999	$35,1372 - j2,1128$	35,2007

Fonte: O autor (2023).

Tabela 50 – Impedâncias em 25 kHz, malha 120m x 120m, retículos 5m x 5m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25 kHz} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$1,8532 + j2,0364$	2,7534	$1,0585 + j1,2772$	1,6588	$0,5971 + j0,8457$	1,0352
300	$2,9998 + j3,1564$	4,3545	$1,6731 + j1,7361$	2,4111	$0,8529 + j1,0205$	1,3300

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
500	$3,7115 + j3,8789$	5,3685	$2,2054 + j1,9374$	2,9355	$1,1386 + j0,9304$	1,4704
1000	$4,8089 + j4,7425$	6,7540	$3,2597 + j2,0481$	3,8497	$1,9658 + j0,4523$	2,0172
3000	$7,3621 + j4,2470$	8,4993	$6,0842 + j0,6278$	6,1165	$4,8793 - j1,8739$	5,2268
5000	$9,0882 + j2,6059$	9,4544	$7,9709 - j1,2776$	8,0726	$6,8946 - j4,0565$	7,9994
10000	$11,7196 - j1,2852$	11,7899	$10,7877 - j5,3965$	12,0622	$9,8776 - j8,4175$	12,9777

Fonte: O autor (2023).

Tabela 51 – Impedâncias em 100 Hz, malha 120m x 120m, retículos 10m x 10m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{100\text{ Hz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,3611 + j0,0133$	0,3613	$0,3600 - j0,0057$	0,3600	$0,3589 - j0,0198$	0,3594
300	$1,1077 - j0,0135$	1,1078	$1,1071 - j0,0327$	1,1076	$1,1065 - j0,0469$	1,1075
500	$1,8622 - j0,0358$	1,8625	$1,8618 - j0,0550$	1,8626	$1,8613 - j0,0694$	1,8626
1000	$3,7447 - j0,0909$	3,7458	$3,7444 - j0,1102$	3,7460	$3,7441 - j0,1246$	3,7462
3000	$11,2336 - j0,3723$	11,2398	$11,2334 - j0,3918$	11,2402	$11,2333 - j0,4063$	11,2406
5000	$18,6153 - j0,7636$	18,6310	$18,6152 - j0,7830$	18,6317	$18,6150 - j0,7976$	18,6321
10000	$36,6312 - j2,1538$	36,6945	$36,6311 - j2,1732$	36,6955	$36,6310 - j2,1879$	36,6963

Fonte: O autor (2023).

Tabela 52 – Impedâncias em 25 kHz, malha 120m x 120m, retículos 10m x 10m.

ρ_0 ($\Omega \cdot m$)	$Z_{25\text{ kHz}} (\Omega)$					
	Q		L		C	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$2,1999 + j2,4159$	3,2674	$1,2913 + j1,5919$	2,0498	$0,7681 + j1,1506$	1,3834
300	$3,4159 + j3,7671$	5,0852	$1,9173 + j2,1850$	2,9069	$0,9983 + j1,4158$	1,7324
500	$4,1622 + j4,6219$	6,2198	$2,4713 + j2,4452$	3,4765	$1,2817 + j1,3447$	1,8577
1000	$5,2625 + j5,6084$	7,6908	$3,5549 + j2,6024$	4,4057	$2,1345 + j0,8501$	2,2976
3000	$7,8502 + j5,1903$	9,4109	$6,4832 + j1,1815$	6,5900	$5,1977 - j1,5553$	5,4254
5000	$9,6360 + j3,4887$	10,2481	$8,4554 - j0,7960$	8,4928	$7,3209 - j0,3823$	7,3309
10000	$12,3853 - j0,5698$	12,3984	$11,4136 - j5,0869$	12,4959	$10,4664 - j8,3620$	13,3966

Fonte: O autor (2023).

APÊNDICE D – ACOPLAMENTO PARA A MALHA DE 20m x 20m

Nas Tabelas 53 a 58 são apresentados os valores de impedância no centro da malha (Z_g) de 20m x 20m, a impedância mútua (Z_m) e a impedância medida (Z_{med}) obtidas nas simulações considerando diferentes valores de distância (d) entre os circuitos de potencial e corrente.

Tabela 53 – Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 100$ Hz e $d = 3$ m.

$f = 100$ Hz, $d = 3$ m						
ρ ($\Omega \cdot m$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	0,0015 + j 0,0382	0,0382	2,3702 – j 0,0335	2,3704	2,3717 + j 0,0047	2,3717
300	0,0009 + j 0,0389	0,0389	7,0169 – j 0,0813	7,0174	7,0178 – j 0,0424	7,0179
500	0,0007 + j 0,0391	0,0391	11,6960 – j 0,1381	11,6968	11,6967 – j 0,0990	11,6971
1000	0,0005 + j 0,0393	0,0393	23,3513 – j 0,3282	23,3536	23,3518 – j 0,2889	23,3536
3000	0,0003 + j 0,0395	0,0395	69,4142 – j 1,6869	69,4347	69,4145 – j 1,6474	69,4340
5000	0,0002 + j 0,0395	0,0395	114,7054 – j 3,8327	114,7694	114,7056 – j 3,7932	114,7683
10000	0,0001 + j 0,0396	0,0396	225,0882 – j 11,8853	225,4018	225,0883 – j 11,8457	225,3998

Fonte: O autor (2023).

Tabela 54 – Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 25$ kHz e $d = 3$ m.

$f = 25$ kHz, $d = 3$ m						
ρ ($\Omega \cdot m$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	1,8844 + j 5,3278	5,6512	1,8716 + j 0,0168	1,8717	3,7560 + j 5,3446	6,5324
300	1,7177 + j 6,6496	6,8678	5,7377 – j 0,7514	5,7867	7,4554 + j 5,8982	9,5064
500	1,5980 + j 7,2176	7,3924	9,4783 – j 1,6262	9,6168	11,0763 + j 5,5914	12,4076
1000	1,3889 + j 7,9128	8,0337	17,9839 – j 4,2718	18,4843	19,3728 + j 3,6410	19,7120
3000	0,9870 + j 8,7617	8,8171	43,0232 – j 17,3502	46,3899	44,0102 – j 8,5885	44,8404
5000	0,8040 + j 9,0391	9,0748	59,3839 – j 30,4164	66,7203	60,1879 – j 21,3773	63,8715
10000	0,5900 + j 9,3141	9,3328	83,4156 – j 57,3841	101,2477	84,0056 – j 48,0700	96,7867

Fonte: O autor (2023).

Tabela 55 – Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 100$ Hz e $d = 5$ m.

$f = 100$ Hz, $d = 5$ m						
ρ ($\Omega \cdot m$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	0,0015 + j 0,0327	0,0328	2,3702 – j 0,0335	2,3704	2,3717 – j 0,0008	2,3717
300	0,0009 + j 0,0334	0,0334	7,0169 – j 0,0813	7,0174	7,0178 – j 0,0479	7,0180
500	0,0007 + j 0,0336	0,0336	11,6960 – j 0,1381	11,6968	11,6967 – j 0,1045	11,6972

$f = 100 \text{ Hz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z
1000	0,0005 + j0,0338	0,0338	23,3513 - j0,3282	23,3536	23,3518 - j0,2944	23,3537
3000	0,0003 + j0,0340	0,0340	69,4142 - j1,6869	69,4347	69,4145 - j1,6529	69,4342
5000	0,0002 + j0,0341	0,0341	114,7054 - j3,8327	114,7694	114,7056 - j3,7986	114,7685
10000	0,0001 + j0,0341	0,0341	225,0882 - j11,8853	225,4018	225,0883 - j11,8512	225,4001

Fonte: O autor (2023).

Tabela 56 – Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 25 \text{ kHz}$ e $d = 5 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z
100	1,8450 + j3,9541	4,3634	1,8716 + j0,0168	1,8717	3,7166 + j3,9709	5,4389
300	1,7056 + j5,2763	5,5451	5,7377 - j0,7514	5,7867	7,4433 + j4,5249	8,7108
500	1,5912 + j5,8448	6,0576	9,4783 - j1,6262	9,6168	11,0695 + j4,2186	11,8461
1000	1,3860 + j6,5406	6,6858	17,9839 - j4,2718	18,4843	19,3699 + j2,2688	19,5023
3000	0,9863 + j7,3902	7,4557	43,0232 - j17,3502	46,3899	44,0096 - j9,9600	45,1226
5000	0,8037 + j7,6677	7,7097	59,3839 - j30,4164	66,7203	60,1876 - j22,7487	64,3432
10000	0,5899 + j7,9429	7,9647	83,4156 - j57,3841	101,2477	84,0055 - j49,4412	97,4749

Fonte: O autor (2023).

Tabela 57 – Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 100 \text{ Hz}$ e $d = 10 \text{ m}$.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z
100	0,0015 + j0,0254	0,0255	2,3702 - j0,0335	2,3704	2,3717 - j0,0081	2,3717
300	0,0009 + j0,0261	0,0261	7,0169 - j0,0813	7,0174	7,0178 - j0,0552	7,0180
500	0,0007 + j0,0263	0,0263	11,6960 - j0,1381	11,6968	11,6967 - j0,1118	11,6972
1000	0,0005 + j0,0265	0,0265	23,3513 - j0,3282	23,3536	23,3518 - j0,3017	23,3537
3000	0,0003 + j0,0267	0,0267	69,4142 - j1,6869	69,4347	69,4145 - j1,6602	69,4344
5000	0,0002 + j0,0268	0,0268	114,7054 - j3,8327	114,7694	114,7056 - j3,8059	114,7687
10000	0,0001 + j0,0268	0,0268	225,0882 - j11,8853	225,4018	225,0883 - j11,8585	225,4005

Fonte: O autor (2023).

Tabela 58 – Impedâncias para malha de 20m x 20m, $f = 25 \text{ kHz}$ e $d = 10 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z	$R + jX$	Z
100	1,6625 + j2,1346	2,7056	1,8716 + j0,0168	1,8717	3,5341 + j2,1514	4,1374
300	1,6489 + j3,4437	3,8181	5,7377 - j0,7514	5,7867	7,3866 + j2,6923	7,8620

$f = 25 \text{ kHz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
500	$1,5594 + j4,0132$	4,3055	$9,4783 - j1,6262$	9,6168	$11,0377 + j2,3870$	11,2929
1000	$1,3722 + j4,7111$	4,9069	$17,9839 - j4,2718$	18,4843	$19,3561 + j0,4393$	19,3611
3000	$0,9833 + j5,5637$	5,6499	$43,0232 - j17,3502$	46,3899	$44,0065 - j11,7865$	45,5576
5000	$0,8022 + j5,8421$	5,8969	$59,3839 - j30,4164$	66,7203	$60,1861 - j24,5743$	65,0097
10000	$0,5894 + j6,1178$	6,1461	$83,4156 - j57,3841$	101,2477	$84,0050 - j51,2663$	98,4128

Fonte: O autor (2023).

APÊNDICE E – ACOPLAMENTO PARA A MALHA DE 60m x 60m

Nas Tabelas 59 a 64 são apresentados os valores de impedância no centro da malha (Z_g) de 60m x 60m, a impedância mútua (Z_m) e a impedância medida (Z_{med}) obtidas nas simulações considerando diferentes valores de distância (d) entre os circuitos de potencial e corrente.

Tabela 59 – Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 3$ m.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 3 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0122 + j0,1404$	0,1409	$0,7303 - j0,0270$	0,7308	$0,7425 + j0,1134$	0,7511
300	$0,0077 + j0,1468$	0,1470	$2,2090 - j0,0580$	2,2098	$2,2167 + j0,0888$	2,2185
500	$0,0061 + j0,1488$	0,1489	$3,6959 - j0,0869$	3,6969	$3,7020 + j0,0619$	3,7025
1000	$0,0043 + j0,1507$	0,1507	$7,4069 - j0,1673$	7,4088	$7,4112 - j0,0166$	7,4112
3000	$0,0025 + j0,1526$	0,1526	$22,1022 - j0,6502$	22,1118	$22,1047 - j0,4976$	22,1103
5000	$0,0020 + j0,1531$	0,1531	$36,5660 - j1,3694$	36,5916	$36,568 - j1,2163$	36,5882
10000	$0,0014 + j0,1537$	0,1537	$71,8373 - j4,0044$	71,9488	$71,8387 - j3,8507$	71,9418

Fonte: O autor (2023).

Tabela 60 – Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 3$ m.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 3 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$6,1485 + j16,3954$	17,5103	$0,5687 + j0,6591$	0,8705	$6,7172 + j17,0545$	18,3297
300	$6,0133 + j20,7373$	21,5915	$1,4423 + j0,3370$	1,4811	$7,4556 + j21,0743$	22,3542
500	$5,8968 + j22,7150$	23,4680	$2,4273 - j0,0338$	2,4275	$8,3241 + j22,6812$	24,1605
1000	$5,6724 + j25,3370$	25,9642	$4,8003 - j1,0544$	4,9147	$10,4727 + j24,2826$	26,4447
3000	$5,1024 + j29,2676$	29,7091	$12,0690 - j5,5677$	13,2914	$17,1714 + j23,6999$	29,2667
5000	$4,7179 + j30,9463$	31,3039	$16,8793 - j9,8826$	19,5596	$21,5971 + j21,0637$	30,1681
10000	$4,0624 + j32,9830$	33,2322	$23,9476 - j18,6379$	30,3457	$28,0100 + j14,3450$	31,4697

Fonte: O autor (2023).

Tabela 61 – Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 5$ m.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0122 + j0,1237$	0,1243	$0,7303 - j0,0270$	0,7308	$0,7425 + j0,0967$	0,7488
300	$0,0077 + j0,1301$	0,1304	$2,2090 - j0,0580$	2,2098	$2,2167 + j0,0721$	2,2179
500	$0,0061 + j0,1321$	0,1322	$3,6959 - j0,0869$	3,6969	$3,7020 + j0,0452$	3,7023

$f = 100 \text{ Hz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
1000	$0,0043 + j0,1340$	0,1340	$7,4069 - j0,1673$	7,4088	$7,4112 - j0,0333$	7,4113
3000	$0,0025 + j0,1359$	0,1359	$22,1022 - j0,6502$	22,1118	$22,1047 - j0,5143$	22,1107
5000	$0,0020 + j0,1364$	0,1364	$36,5660 - j1,3694$	36,5916	$36,5680 - j1,2330$	36,5888
10000	$0,0014 + j0,1370$	0,1370	$71,8373 - j4,0044$	71,9488	$71,8387 - j3,8674$	71,9427

Fonte: O autor (2023).

Tabela 62 – Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 5 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$6,0224 + j12,2194$	13,6229	$0,5687 + j0,6591$	0,8705	$6,5911 + j12,8785$	14,4671
300	$5,9722 + j16,5592$	17,6032	$1,4423 + j0,3370$	1,4811	$7,4145 + j16,8962$	18,4515
500	$5,8725 + j18,5371$	19,4451	$2,4273 - j0,0338$	2,4275	$8,2998 + j18,5033$	20,2795
1000	$5,6607 + j21,1595$	21,9036	$4,8003 - j1,0544$	4,9147	$10,4610 + j20,1051$	22,6638
3000	$5,0988 + j25,0906$	25,6035	$12,0690 - j5,5677$	13,2914	$17,1678 + j19,5229$	25,9976
5000	$4,7159 + j26,7695$	27,1817	$16,8793 - j9,8826$	19,5596	$21,5952 + j16,8869$	27,4139
10000	$4,0616 + j28,8063$	29,0913	$23,9476 - j18,6379$	30,3457	$28,0092 + j10,1684$	29,7978

Fonte: O autor (2023).

Tabela 63 – Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 10 \text{ m}$.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0122 + j0,1011$	0,1019	$0,7303 - j0,0270$	0,7308	$0,7425 + j0,0741$	0,7462
300	$0,0077 + j0,1076$	0,1079	$2,2090 - j0,0580$	2,2098	$2,2167 + j0,0496$	2,2173
500	$0,0061 + j0,1095$	0,1097	$3,6959 - j0,0869$	3,6969	$3,7020 + j0,0226$	3,7021
1000	$0,0043 + j0,1114$	0,1115	$7,4069 - j0,1673$	7,4088	$7,4112 - j0,0559$	7,4114
3000	$0,0025 + j0,1133$	0,1134	$22,1022 - j0,6502$	22,1118	$22,1047 - j0,5369$	22,1112
5000	$0,0020 + j0,1139$	0,1139	$36,5660 - j1,3694$	36,5916	$36,5680 - j1,2555$	36,5895
10000	$0,0014 + j0,1145$	0,1145	$71,8373 - j4,0044$	71,9488	$71,8387 - j3,8899$	71,9439

Fonte: O autor (2023).

Tabela 64 – Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 10 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$5,4401 + j6,6426$	8,5860	$0,5687 + j0,6591$	0,8705	$6,0088 + j7,3017$	9,4562
300	$5,7798 + j10,9256$	12,3602	$1,4423 + j0,3370$	1,4811	$7,2221 + j11,2626$	13,3793

$f = 25 \text{ kHz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
500	$5,7589 + j12,9008$	14,1278	$2,4273 - j0,0338$	2,4275	$8,1862 + j12,8670$	15,2504
1000	$5,6056 + j15,5233$	16,5044	$4,8003 - j1,0544$	4,9147	$10,4059 + j14,4689$	17,8222
3000	$5,0820 + j19,4564$	20,1091	$12,0690 - j5,5677$	13,2914	$17,1510 + j13,8887$	22,0693
5000	$4,7065 + j21,1360$	21,6537	$16,8793 - j9,8826$	19,5596	$21,5858 + j11,2534$	24,3431
10000	$4,0576 + j23,1738$	23,5263	$23,9476 - j18,6379$	30,3457	$28,0052 + j4,5359$	28,3702

Fonte: O autor (2023).

APÊNDICE F – ACOPLAMENTO PARA A MALHA DE 120m x 120m

Nas Tabelas 65 a 70 são apresentados os valores de impedância no centro da malha (Z_g) de 120m x 120m, a impedância mútua (Z_m) e a impedância medida (Z_{med}) obtidas nas simulações considerando diferentes valores de distância (d) entre os circuitos de potencial e corrente.

Tabela 65 – Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 3$ m.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 3 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0362 + j0,2986$	0,3008	$0,3418 - j0,0216$	0,3425	$0,3780 + j0,2770$	0,4686
300	$0,0270 + j0,3216$	0,3227	$1,0577 - j0,0485$	1,0588	$1,0847 + j0,2731$	1,1186
500	$0,0224 + j0,3295$	0,3303	$1,7802 - j0,0707$	1,7816	$1,8026 + j0,2588$	1,8211
1000	$0,0167 + 0,3375$	0,3379	$3,5887 - j0,1248$	3,5909	$3,6054 + j0,2127$	3,6117
3000	$0,0100 + j0,3454$	0,3456	$10,7721 - j0,3979$	10,7794	$10,7821 - j0,0525$	10,7822
5000	$0,0078 + j0,3478$	0,3479	$17,8534 - j0,7753$	17,8702	$17,8612 - j0,4275$	17,8663
10000	$0,0055 + j0,3501$	0,3502	$35,1372 - j2,1128$	35,2007	$35,1427 - j1,7627$	35,1869

Fonte: O autor (2023).

Tabela 66 – Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 3$ m.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 3 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$12,5447 + j32,9959$	35,3001	$0,5971 + j0,8457$	1,0352	$13,1418 + j33,8416$	36,3037
300	$12,4583 + j41,8621$	43,6766	$0,8529 + j1,0205$	1,3300	$13,3112 + j42,8826$	44,9011
500	$12,3515 + j45,9439$	47,5753	$1,1386 + j0,9304$	1,4704	$13,4901 + j46,8743$	48,7769
1000	$12,1343 + 51,4220$	52,8343	$1,9658 + j0,4523$	2,0172	$14,1001 + j51,8743$	53,7564
3000	$11,5652 + j59,8908$	60,9972	$4,8793 - j1,8739$	5,2268	$16,4445 + j58,0169$	60,3024
5000	$11,1691 + j63,6960$	64,6679	$6,8946 - j4,0565$	7,9994	$18,0637 + j59,6395$	62,3151
10000	$10,4427 + j68,6549$	69,4446	$9,8776 - j8,4175$	12,9777	$20,3203 + j60,2374$	63,5725

Fonte: O autor (2023).

Tabela 67 – Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 5$ m.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	Z_m (Ω)		Z_g (Ω)		Z_{med} (Ω)	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0362 + j0,2650$	0,2675	$0,3418 - j0,0216$	0,3425	$0,3780 + j0,2434$	0,4496
300	$0,0270 + j0,2880$	0,2893	$1,0577 - j0,0485$	1,0588	$1,0847 + j0,2395$	1,1108
500	$0,0224 + j0,2960$	0,2968	$1,7802 - j0,0707$	1,7816	$1,8026 + j0,2253$	1,8166

$f = 100 \text{ Hz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
1000	$0,0167 + j0,3040$	0,3044	$3,5887 - j0,1248$	3,5909	$3,6054 + j0,1792$	3,6099
3000	$0,0100 + j0,3119$	0,3120	$10,7721 - j0,3979$	10,7794	$10,7821 - j0,0860$	10,7824
5000	$0,0078 + j0,3142$	0,3143	$17,8534 - j0,7753$	17,8702	$17,8612 - j0,4611$	17,8672
10000	$0,0055 + j0,3166$	0,3166	$35,1372 - j2,1128$	35,2007	$35,1427 - j1,7962$	35,1886

Fonte: O autor (2023).

Tabela 68 – Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 5 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 5 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$12,2888 + j24,6166$	27,5134	$0,5971 + j0,8457$	1,0352	$12,8859 + j25,4623$	28,5373
300	$12,3739 + j33,4767$	35,6904	$0,8529 + j1,0205$	1,3300	$13,2268 + j34,4972$	36,9460
500	$12,3013 + j37,5585$	39,5216	$1,1386 + j0,9304$	1,4704	$13,4399 + j38,4889$	40,7680
1000	$12,1096 + j43,0368$	44,7080	$1,9658 + j0,4523$	2,0172	$14,0754 + j43,4891$	45,7102
3000	$11,5573 + j51,5061$	52,7868	$4,8793 - j1,8739$	5,2268	$16,4366 + j49,6322$	52,2830
5000	$11,1645 + j55,3115$	56,4270	$6,8946 - j4,0565$	7,9994	$18,0591 + j51,2550$	54,3434
10000	$10,4405 + j60,2705$	61,1681	$9,8776 - j8,4175$	12,9777	$20,3181 + j51,8530$	55,6916

Fonte: O autor (2023).

Tabela 69 – Impedâncias para a medição em 100 Hz com $d = 10 \text{ m}$.

$f = 100 \text{ Hz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$0,0362 + j0,2197$	0,2226	$0,3418 - j0,0216$	0,3425	$0,3780 + j0,1981$	0,4268
300	$0,0270 + j0,2427$	0,2442	$1,0577 - j0,0485$	1,0588	$1,0847 + j0,1942$	1,1019
500	$0,0224 + j0,2506$	0,2516	$1,7802 - j0,0707$	1,7816	$1,8026 + j0,1799$	1,8116
1000	$0,0167 + j0,2586$	0,2591	$3,5887 - j0,1248$	3,5909	$3,6054 + j0,1338$	3,6079
3000	$0,0100 + j0,2665$	0,2667	$10,7721 - j0,3979$	10,7794	$10,7821 - j0,1314$	10,7829
5000	$0,0078 + j0,2689$	0,2690	$17,8534 - j0,7753$	17,8702	$17,8612 - j0,5064$	17,8684
10000	$0,0055 + j0,2712$	0,2713	$35,1372 - j2,1128$	35,2007	$35,1427 - j1,8416$	35,1909

Fonte: O autor (2023).

Tabela 70 – Impedâncias para a medição em 25 kHz com $d = 10 \text{ m}$.

$f = 25 \text{ kHz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
100	$11,1069 + j13,4040$	17,4077	$0,5971 + j0,8457$	1,0352	$11,7040 + j14,2497$	18,4401
300	$11,9786 + j22,1420$	25,1745	$0,8529 + j1,0205$	1,3300	$12,8315 + j23,1625$	26,4792

$f = 25 \text{ kHz}, d = 10 \text{ m}$						
ρ ($\Omega \cdot \text{m}$)	$Z_m (\Omega)$		$Z_g (\Omega)$		$Z_{med} (\Omega)$	
	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $	$R + jX$	$ Z $
500	12,0657 + 26,2156	28,8590	1,1386 + j0,9304	1,4704	13,2043 + j27,1460	30,1871
1000	11,9935 + j31,6919	33,8854	1,9658 + j0,4523	2,0172	13,9593 + j32,1442	35,0444
3000	11,5200 + j40,1624	41,7819	4,8793 - j1,8739	5,2268	16,3993 + j38,2885	41,6527
5000	11,1428 + j43,9684	45,3584	6,8946 - j4,0565	7,9994	18,0374 + j39,9119	43,7985
10000	10,4302 + j48,9282	50,0276	9,8776 - j8,4175	12,9777	20,3078 + j40,5107	45,3158

Fonte: O autor (2023).