

TAINÁ FERNANDA GARBELIM PASCOALATO

**INFLUÊNCIA DAS CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DO
SOLO NA RESPOSTA TRANSITÓRIA EM LINHAS DE
TRANSMISSÃO**

Ilha Solteira

2024

TAINÁ FERNANDA GARBELIM PASCOALATO

INFLUÊNCIA DAS CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DO SOLO NA RESPOSTA TRANSITÓRIA EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Tese apresentada no Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista - UNESP - Câmpus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica.

Área do Conhecimento: Automação

PROF. Dr. SÉRGIO KUROKAWA
Orientador

Ilha Solteira

2024

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

P281i Pascoalato, Tainá Fernanda Garbelim.
Influência das características físicas do solo na resposta transitória em linhas de transmissão / Tainá Fernanda Garbelim Pascoalato. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2024
178 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2024

Orientador: Sergio Kurokawa

Inclui bibliografia

1. Transitórios eletromagnéticos. 2. Linhas de transmissão. 3. Parâmetros do solo. 4. Dependência da frequência. 5. Teor de umidade. 6. Porosidade. 7. Estratificação do solo.


Amanda Sertori dos Santos

Bibliotecária - CRB/8-9061
Seção Técnica de Referência, Atendimento ao
Usuário e Documentação
Diretoria Técnica de Biblioteca e Documentação

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA TESE: Influência das características físicas do solo na resposta transitória em linhas de transmissão

AUTORA: TAINÁ FERNANDA GARBELIM PASCOALATO

ORIENTADOR: SERGIO KUOKAWA

Aprovada como parte das exigências para obtenção do Título de Doutora em Engenharia Elétrica, área: Automação pela Comissão Examinadora:

Documento assinado digitalmente
 **SERGIO KUOKAWA**
Data: 16/12/2024 15:18:46-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. SERGIO KUOKAWA (Participação Presencial)
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP

Documento assinado digitalmente
 **DAIANA ANTONIO DA SILVA**
Data: 17/12/2024 19:22:40-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Profa. Dra. DAIANA ANTONIO DA SILVA (Participação Virtual)
Instituto Militar de Engenharia

Documento assinado digitalmente
 **EDUARDO COELHO MARQUES DA COSTA**
Data: 16/12/2024 16:01:29-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. EDUARDO COELHO MARQUES DA COSTA (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos / Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - Poli-USP

Documento assinado digitalmente
 **JUAN PAULO ROBLES BALESTERO**
Data: 17/12/2024 08:19:29-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. JUAN PAULO ROBLES BALESTERO (Participação Virtual)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP

Prof. Dr. MARCO AURÉLIO DE OLIVEIRA SCHROEDER (Participação Virtual)
Universidade Federal de São João Del-Rei - UFSJ

Ilha Solteira, 13 de dezembro de 2024

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por me conceder forças ao longo desta jornada.

Expresso minha profunda gratidão ao meu esposo, Wellington, por todo o amor, paciência, suporte, conforto, atenção, carinho, preocupação e incentivo em todos os momentos.

À minha família, em especial à minha mãe, Maria Sueli Garbelim, que infelizmente nos deixou este ano, agradeço por sempre acreditar em meu potencial e por todo o amor e cuidado. À minha sogra, Neusa, por ser como uma mãe para mim, ao meu sogro e à minha avó, Ermínia, por sempre desejarem o meu bem.

Agradeço às minhas amigas de residência, Andréia (no Brasil) e Cindy (em Portugal), pelas conversas, pelo apoio e pelos momentos de descontração.

Aos meus amigos Douglas, Thainara, Carol, Juliana e Bruna, agradeço pelas conversas, pelo incentivo contínuo e, acima de tudo, pelo carinho e amizade.

Aos membros do Grupo de Análise em Transitórios Eletromagnéticos (GATE), sou grata pelo apoio e pela disposição em ajudar.

Meus sinceros agradecimentos aos queridos amigos Anderson Ricardo, Gabriel Puerta e Amauri Gutierrez, que constantemente fizeram o possível para me apoiar, ajudar e incentivar.

Aos meus orientadores, Sérgio Kurokawa (no Brasil) e Maria Teresa (em Portugal), agradeço pelo acolhimento, pelo aprendizado e pelo exemplo de dedicação ao longo da orientação.

Agradeço também aos funcionários da UNESP, por todos os serviços prestados, com menção especial a Sandra e Paula, pelo carinho e preocupação.

Agradeço à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), pelo apoio financeiro, concedido por meio dos processos nº 2020/10141-4 e 2022/09182-3.

Finalmente, agradeço aos membros da banca, Prof^ª Dr^ª Daiana Antonio da Silva, Prof. Dr. Eduardo Coelho Marques da Costa, Prof. Dr. Juan Paulo Robles Balestero e Prof. Dr. Marco Aurélio de Oliveira Schroeder pela disponibilidade e pela cuidadosa avaliação deste trabalho.

“Shine bright and prove them wrong

Cause we can feel our progress”

Stray Kids

RESUMO

Propõe-se aprimorar a modelagem de linhas de transmissão (LTs) para simulações de transitórios eletromagnéticos, com foco na consideração das características físicas do solo, tornando-o mais realista. A pesquisa destaca a influência dos fatores físicos do solo, como o efeito da frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação, nas respostas transitórias. O modelo de linha utilizado é o *Universal Line Model* (ULM), implementado nos softwares MATLAB e ATP-EMTP. Com esse intuito, a pesquisa revisa as principais formulações para o cálculo da impedância e admitância do solo, além de comparar os principais modelos disponíveis para incorporar a dependência do solo em função dos fatores físicos. Simulações são realizadas considerando uma configuração com duas LTs trifásicas, geometricamente em paralelo, de 10 km, submetidas à incidência de descarga atmosférica. As tensões transitórias são calculadas considerando duas abordagens: (i) ULM-ATP, considerada como referência, em que o modelo de linha utilizado é o ULM (disponível na versão 7.5 do software ATP-EMTP). Nessa abordagem, a impedância do solo é calculada utilizando a formulação de Carson e a admitância do solo é desprezada. As correntes de deslocamento são negligenciadas e a condutividade do solo é considerada constante. (ii) ULM-implementado, em que o modelo de linha empregado é o ULM, implementado utilizando os softwares MATLAB e ATP-EMTP. Nessa abordagem, a impedância e a admitância do solo são calculadas pela formulação de Wise/Nakagawa, e os parâmetros do solo são dependentes dos fatores físicos. Os resultados mostram que o ULM-implementado, com características realistas do solo incorporadas, produz tensões transitórias com valores de pico mais atenuados em comparação com o ULM-ATP, que gera picos de tensão sobrestimados. Esses resultados demonstram a importância da modelagem realista do solo nas respostas transitórias. Assim, a pesquisa enfatiza que uma modelagem mais precisa do solo é essencial para melhorar a previsibilidade e a eficiência operacional dos sistemas de potência, além de destacar a necessidade de atualização dos softwares de simulação de transitórios eletromagnéticos, visando garantir operações mais seguras.

Palavras-chave: transitórios eletromagnéticos; linhas de transmissão; parâmetros do solo; dependência da frequência; teor de umidade; porosidade.; estratificação do solo.

ABSTRACT

It is proposed to improve the modeling of transmission lines (TLs) for electromagnetic transient simulations, focusing on considering the physical characteristics of the soil, making it more realistic. This research highlights the influence of soil physical factors, such as frequency effects, water content, porosity, and stratification, on the responses generated by transient events. The line model used is the Universal Line Model (ULM), implemented in MATLAB and ATP-EMTP software. To achieve this, the research reviews the main formulations for calculating ground-return impedance and admittance and compares the main models in the literature that incorporate these physical factors. Simulations are performed considering a power system consisting of two parallel overhead transmission lines, each 10 km in length, subjected to lightning strikes. The transient voltages are calculated using two approaches: (i) ULM-ATP, considered the reference, where the line model used is the ULM (available in the recent version of the ATP-EMTP software). In this approach, the ground-return impedance is calculated using Carson's formulation, which neglects ground-return admittance and displacement currents, and soil conductivity is considered constant. (ii) ULM-implemented, in which the line model used is the ULM, implemented using MATLAB and ATP-EMTP software. In this approach, the ground-return impedance and admittance are calculated using the Wise/Nakagawa formulation, and the soil electrical parameters depend on distinct physical factors. The results show that the ULM-implemented model, with incorporated realistic soil characteristics, produces transient voltages with more attenuated peak values compared to the ULM-ATP, which generates overestimated voltage peaks. These results demonstrate the importance of realistic soil modeling in transient responses. Thus, the research emphasizes that more accurate soil modeling is essential to improve the predictability and operational efficiency of power systems and highlights the need for updating EMTP-type software to ensure correct transient responses.

Keywords: electromagnetic transients; transmission lines; soil parameters; frequency dependence; water content; porosity; soil stratification.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Tipos de solo no Brasil.	19
Figura 2	Mapa das resistividades do solo no estado de Santa Catarina.	20
Figura 3	Estrutura da tese com os artigos publicados vinculados a cada capítulo.	32
Figura 4	Efeito pelicular em um condutor cilíndrico.	34
Figura 5	Linha de transmissão com condutor cilíndrico sólido (em destaque).	35
Figura 6	Condutores i e j sobre um solo com suas imagens i' e j'	36
Figura 7	Campo magnético em uma LT sobre um solo real.	36
Figura 8	Admitâncias externas em um sistema de n condutores.	42
Figura 9	Campo elétrico em uma LT sobre um solo dielétrico (condutor com perdas).	43
Figura 10	LT monofásica usada nas simulações.	45
Figura 11	Impedância interna.	45
Figura 12	Impedância externa.	46
Figura 13	Impedância do solo.	46
Figura 14	Impedância longitudinal.	47
Figura 15	Admitância externa.	48
Figura 16	Admitância do solo.	49
Figura 17	Admitância transversal.	49
Figura 18	Solo estratificado.	51
Figura 19	Amostra de solo representada por matéria orgânica e água.	61
Figura 20	Amostra de solo representada por matéria orgânica, vazios de ar e água.	63
Figura 21	Dois condutores aéreos acima de N camadas de solo.	65
Figura 22	LT monofásica usada nas simulações.	68
Figura 23	$\sigma_{\text{solo}}(f)$ em função da frequência.	69
Figura 24	$\epsilon_r(f)$ em função da frequência.	69
Figura 25	Impedância do solo com $\sigma_{\text{solo}}(f)$ e $\epsilon_r(f)$	70
Figura 26	Admitância do solo com $\sigma_{\text{solo}}(f)$ e $\epsilon_r(f)$	71
Figura 27	σ_{solo} (esquerda) e ϵ_r (direita) em função da frequência e teor de umidade para: (a) e (b) Scott (S); (c) e (d) Longmire e Smith (LS); (e) e (f) Messier (M).	72

Figura 28	Impedância do solo (esquerda) e admitância do solo (direita) com $\sigma_{\text{solo}}(f, W)$ e $\epsilon_r(f, W)$ para: (a) e (b) Scott (S); (c) e (d) Longmire e Smith (LS); (e) e (f) Messier (M).	74
Figura 29	σ_{solo} em função do teor de umidade e porosidade.	75
Figura 30	Impedância do solo (esquerda) e admitância do solo (direita) com $\sigma_{\text{solo}}(W, \phi)$ e $\epsilon_r = 10$ para as frequências de: (a) e (b) 60 Hz; (c) e (d) 10 MHz.	76
Figura 31	γ_{eq} obtida por (93), considerando os três casos.	78
Figura 32	Impedância do solo com σ_{eq} e γ_{eq} , considerando os três casos.	78
Figura 33	Admitância do solo com σ_{eq} e γ_{eq} , considerando os três casos.	79
Figura 34	Circuito equivalente de uma linha de transmissão no domínio da frequência.	86
Figura 35	Código implementado em MATLAB para salvar o arquivo em formato .dat.	100
Figura 36	Estrutura do arquivo de dados .dat.	101
Figura 37	Estrutura do arquivo e dados .dat (continuação).	102
Figura 38	Estrutura do arquivo de dados .dat (final).	103
Figura 39	Circuito montado no ATPDraw, considerando o caso que será utilizado no Capítulo 5.	103
Figura 40	Configuração de LT paralela.	104
Figura 41	Energização da LT paralela.	105
Figura 42	Tensão no terminal receptor da linha de 230 kV (fase 1), considerando um solo de 10.000 Ω .m.	105
Figura 43	Tensão no terminal receptor da linha de 230 kV (fase 2), considerando um solo de 10.000 Ω .m.	105
Figura 44	Tensão no terminal receptor da linha de 230 kV (fase 3), considerando um solo de 10.000 Ω .m.	106
Figura 45	Tensão no terminal receptor da linha de 115 kV (fase 4), considerando um solo de 10.000 Ω .m.	106
Figura 46	Tensão no terminal receptor da linha de 115 kV (fase 5), considerando um solo de 10.000 Ω .m.	107
Figura 47	Tensão no terminal receptor da linha de 115 kV (fase 6), considerando um solo de 10.000 Ω .m.	107
Figura 48	Configuração de LT paralela.	110
Figura 49	Descarga atmosférica incidente na fase 1 da LT.	110

Figura 50	Descarga atmosférica do tipo <i>first return stroke</i> : (a) forma de onda no domínio do tempo e (b) forma de onda no domínio da frequência. . . .	111
Figura 51	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.	113
Figura 52	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.	114
Figura 53	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.	115
Figura 54	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.	116
Figura 55	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.	117
Figura 56	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.	118
Figura 57	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.	120
Figura 58	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.	121
Figura 59	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.	122
Figura 60	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.	123
Figura 61	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.	124
Figura 62	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.	125
Figura 63	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.	126
Figura 64	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.	127
Figura 65	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.	128
Figura 66	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.	129

Figura 67	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.	130
Figura 68	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.	131
Figura 69	Valores da condutividade do solo, permissividade relativa e profundidade de cada camada para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	132
Figura 70	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	133
Figura 71	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	134
Figura 72	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	135
Figura 73	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	136
Figura 74	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	137
Figura 75	Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	138
Figura 76	Configuração de LT paralela usada nas simulações dos Capítulos 4 e 5.	157
Figura 77	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 1,1; (b) 1,2; (c) 1,3.	160
Figura 78	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 1,4; (b) 1,5; (c) 1,6.	161
Figura 79	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 2,1; (b) 2,2; (c) 2,3.	162
Figura 80	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 2,4; (b) 2,5; (c) 2,6.	163
Figura 81	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 3,1; (b) 3,2; (c) 3,3.	164
Figura 82	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 3,4; (b) 3,5; (c) 3,6.	165
Figura 83	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 4,1; (b) 4,2; (c) 4,3.	166
Figura 84	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 4,4; (b) 4,5; (c) 4,6.	167
Figura 85	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 5,1; (b) 5,2; (c) 5,3.	168
Figura 86	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 5,4; (b) 5,5; (c) 5,6.	169
Figura 87	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 6,1; (b) 6,2; (c) 6,3.	170
Figura 88	Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 6,4; (b) 6,5; (c) 6,6.	171
Figura 89	Função P_m utilizando a equação (139) para os modos: (a) 1; (b) 2; (c) 3.	172
Figura 90	Função P_m utilizando a equação (139) para os modos: (a) 4; (b) 5; (c) 6.	173
Figura 91	Forma de onda da descarga atmosférica do tipo <i>first return stroke</i> no domínio da frequência.	175

Figura 92	Valores da condutividade do solo de cada camada para: (a) caso 1 e (b) caso 2.	176
Figura 93	Profundidade de penetração calculada para cada condutividade do caso 1.	176
Figura 94	Profundidade de penetração calculada para cada condutividade do caso 2.	176

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Trabalhos que consideram o solo dependente da frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação.	25
Tabela 2	Coeficientes α_i para (54) e (55).	56
Tabela 3	Parâmetros do modelo causal de Alípio e Visacro.	59
Tabela 4	Recomendações sobre se a dependência da frequência nos parâmetros do solo.	71
Tabela 5	Condutividades e distâncias de cada camada, considerando os três casos.	77
Tabela 6	Condutividades equivalentes obtidas por (83), considerando os três casos.	77
Tabela 7	$\Delta(\%)$ das tensões transitórias em relação a abordagem de ULM-ATP.	107
Tabela 8	Parâmetros da descarga atmosférica.	111
Tabela 9	Diferença Percentual de Pico ($\Delta_P(\%)$) - Parâmetros do solo dependentes da frequência.	117
Tabela 10	Diferença Percentual de Pico ($\Delta_P(\%)$) - Parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade.	121
Tabela 11	Diferença Percentual de Pico ($\Delta_P(\%)$) - Condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade.	129
Tabela 12	Diferença Percentual de Pico ($\Delta_P(\%)$) - Solo estratificado de 4 camadas.	135
Tabela 13	Modelos e expressões para calcular a impedância do solo.	152
Tabela 14	Modelos e expressões para calcular a admitância do solo.	153
Tabela 15	Modelos e expressões para calcular os parâmetros do solo dependentes da frequência.	153
Tabela 16	Modelos e expressões para calcular os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade.	154
Tabela 17	Modelo e expressão para calcular a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade.	154
Tabela 18	Modelos e expressões para calcular os parâmetros do solo considerando o solo estratificado.	154
Tabela 19	Parâmetros da descarga atmosférica de Heidler.	175
Tabela 20	Profundidade de penetração (δ) de cada camada para o caso 1.	177
Tabela 21	Profundidade de penetração (δ) de cada camada para o caso 2.	177

LISTA DE ABREVIACÕES E SIGLAS

LT	Linha de Transmissão
EMTP	<i>ElectroMagnetic Transient Program</i>
ATP-EMTP	<i>Alternative Transients Program</i>
GPR	<i>Ground Potential Rise</i>
CDEGS	<i>Current Distribution, Electromagnetic Fields, Grounding, and Soil Structure Analysis</i>
FEKO	<i>Feldberechnung bei Krpern mit beliebiger Oberflche</i>
HEM-TD	<i>Hybrid Electromagnetic Model in the Time Domain</i>
ULM	<i>Universal Line Model</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
DQMN	Desvio Quadrático Médio Normalizado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Contextualização do tema	19
1.2	Objetivos	26
1.3	Contribuições	26
1.4	Estrutura do documento	27
1.5	Produção bibliográfica	28
2	LINHAS DE TRANSMISSÃO E SEUS PARÂMETROS	33
2.1	Introdução	33
2.2	Impedância longitudinal	33
2.2.1	Impedância interna	34
2.2.2	Impedância externa	35
2.2.3	Impedância devido ao efeito do solo	35
2.2.3.1	<i>Modelo de Carson</i>	37
2.2.3.2	<i>Modelo de Carson (aproximado)</i>	37
2.2.3.3	<i>Modelo de Wise/Nakagawa</i>	38
2.2.3.4	<i>Modelo de Sunde</i>	39
2.2.3.5	<i>Modelo de Sunde (forma fechada)</i>	39
2.2.3.6	<i>Modelo de Deri (forma fechada)</i>	40
2.2.3.7	<i>Modelo de Alvarado e Betancourt (forma fechada)</i>	40
2.2.3.8	<i>Modelo de Pettersson (forma fechada)</i>	41
2.2.3.9	<i>Modelo de Lima e Portela (forma fechada)</i>	41
2.2.3.10	<i>Modelo de Ametani (forma fechada)</i>	41
2.3	Admitância transversal	42
2.3.1	Admitância externa	42
2.3.2	Admitância devido ao efeito do solo	43
2.3.2.1	<i>Modelo de Wise/Nakagawa</i>	43
2.3.2.2	<i>Modelo de Tesche</i>	44
2.3.2.3	<i>Modelo de Pettersson (forma fechada)</i>	44

2.4	Resultados numéricos dos parâmetros da LT	44
2.5	Síntese do capítulo	50
3	PARÂMETROS DO SOLO DEPENDENTES DE FATORES AMBIENTAIS E DA FREQUÊNCIA	51
3.1	Introdução	51
3.2	Parâmetros do solo dependentes da frequência	52
3.2.1	Smith-Rose (SR)	53
3.2.2	Scott (S)	54
3.2.3	Longmire e Smith (LS)	54
3.2.4	Messier (M)	56
3.2.5	Visacro e Portela (VP)	56
3.2.6	Portela (P)	57
3.2.7	Visacro e Alípio (VA)	58
3.2.8	Alípio e Visacro (AV)	58
3.2.9	Datsios e Mikropoulos (DM)	59
3.3	Parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade	60
3.3.1	Scott (S)	61
3.3.2	Longmire e Smith (LS)	61
3.3.3	Messier (M)	62
3.4	Parâmetros do solo dependentes do teor de umidade e da porosidade	63
3.4.1	Archie/Fu	63
3.5	Parâmetros do solo considerando um solo estratificado	64
3.5.1	Martins-Britto	65
3.5.2	Xue	66
3.6	Resultados numéricos	67
3.6.1	Resultados numéricos dos modelos do solo dependentes da frequência	68
3.6.2	Resultados numéricos dos modelos do solo dependentes da frequência e do teor de umidade	72
3.6.3	Resultados numéricos dos modelos do solo dependentes do teor de umidade e da porosidade	74
3.6.4	Resultados numéricos dos modelos que consideram um solo estratificado	76
3.7	Síntese do capítulo	80

4	UNIVERSAL LINE MODEL - ULM	82
4.1	Introdução	82
4.2	Desenvolvimento do ULM	84
4.2.1	Equações de tensão e corrente em LTs	84
4.2.2	Funções racionais	87
4.2.2.1	<i>Aproximação racional da admitância característica Y_c</i>	87
4.2.2.2	<i>Aproximação racional da função de propagação H</i>	88
4.2.3	<i>Vector Fitting</i>	89
4.3	Implementação do ULM no software ATP-EMTP	90
4.3.1	Desenvolvimento de código no MATLAB	91
4.3.1.1	<i>Cálculo dos parâmetros da linha</i>	91
4.3.1.2	<i>Determinação da admitância característica (Y_c)</i>	91
4.3.1.3	<i>Aproximação de Y_c pela técnica de ajuste vetorial (Vector Fitting)</i>	92
4.3.1.4	<i>Determinação da função de propagação (H)</i>	92
4.3.1.5	<i>Aproximação de H pela técnica de ajuste vetorial (Vector Fitting)</i>	93
4.3.1.6	<i>Estrutura do arquivo de dados .dat</i>	93
4.3.2	Utilização do software ATP-EMTP	99
4.4	Validação da implementação	103
4.5	Síntese do capítulo	108
5	RESULTADOS NUMÉRICOS	109
5.1	Introdução	109
5.2	Tensões transitórias	109
5.2.1	Tensões transitórias considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência	112
5.2.2	Tensões transitórias considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade	118
5.2.3	Tensões transitórias considerando a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade	122
5.2.4	Tensões transitórias considerando o solo como estratificado	130
5.3	Síntese do capítulo	139
6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS	140
6.1	Conclusões	140

6.2	Propostas futuras	142
	REFERÊNCIAS	143
	APÊNDICE A - TABELAS	152
	APÊNDICE B - REDUÇÃO DOS CABOS PARA-RAIOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO	155
	APÊNDICE C - AJUSTE VETORIAL DA ADMITÂNCIA CARACTERÍSTICA E FUNÇÃO DE PROPAGAÇÃO	159
	APÊNDICE D - PROFUNDIDADE DE PENETRAÇÃO	174

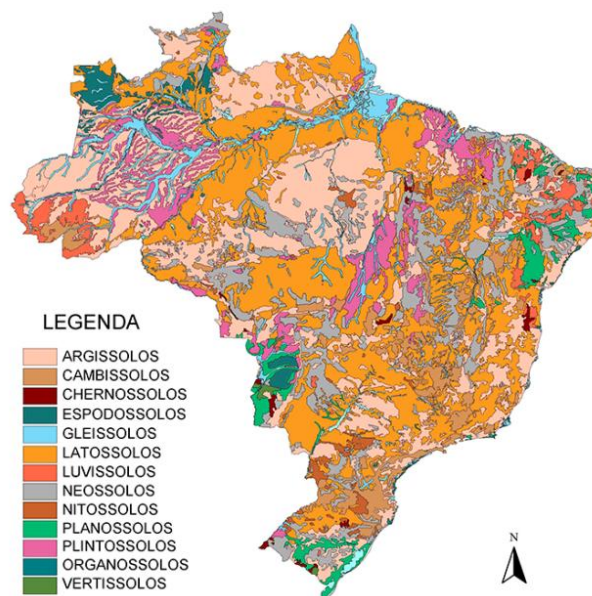
1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização do tema

Para uma avaliação precisa dos transitórios eletromagnéticos que ocorrem nos sistemas de energia elétrica, é fundamental realizar uma modelagem adequada de seus componentes elétricos, como as linhas de transmissão (torres, sistemas de aterramento, condutores elétricos, isoladores). Nesse contexto, as linhas de transmissão (LTs) devem levar em consideração o efeito do solo sobre o qual estão localizadas, a fim de calcular com precisão os transitórios eletromagnéticos gerados por diversos tipos de distúrbios.

O solo é composto por matéria orgânica organizada em diversas camadas, contendo água, sais minerais dissolvidos e ar (na forma de poros). Adicionalmente, fatores como o clima e a topografia influenciam de maneira significativa o solo de uma dada região. Para estudos relacionados à engenharia elétrica, o solo pode ser representado por seus parâmetros eletromagnéticos, que são: resistividade elétrica (ou condutividade elétrica), permissividade relativa e permeabilidade magnética. Com base nas características físicas de uma região, diferentes tipos de solo podem ser classificados. No Brasil, a distribuição dos tipos de solo é bastante diversificada, como ilustrado na Figura 1.

Figura 1 - Tipos de solo no Brasil.

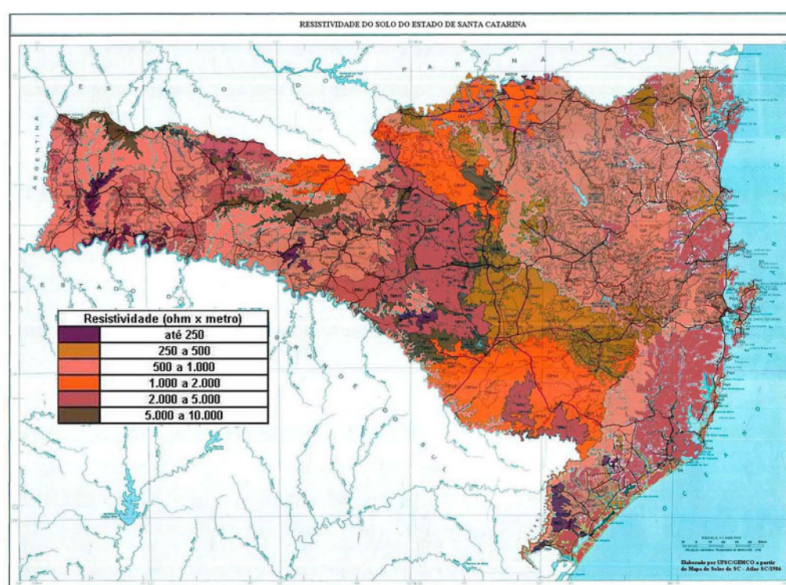


Fonte: GEO (2014).

Os diversos tipos de solo estão associados a variados valores de resistividade. Em 2008, Molina *et al.* (2008) realizaram um estudo em que foram feitas medições nos diferentes tipos de solos encontrados no estado de Santa Catarina, com o objetivo de determinar suas resistividades. A Figura 2 mostra o mapa de Santa Catarina com os valores das resistividades do solo. Como

pode ser visto, as resistividades do solo variam entre valores inferiores a 250 até 10.000 $\Omega.m$, indicando que, em uma mesma região, há uma variação significativa da resistividade do solo. Adicionalmente, diferentes valores de resistividade são observados para o mesmo tipo de solo em localidades distintas (Visacro, 2002).

Figura 2 - Mapa das resistividades do solo no estado de Santa Catarina.



Fonte: Molina *et al.* (2008).

No que diz respeito às propriedades do solo, sabe-se que, devido ao fato do solo ser considerado um meio dielétrico não ideal (com perdas), os campos eletromagnéticos que se propagam nele apresentam uma corrente caracterizada por um comportamento divergente, sendo composta por correntes de condução e de deslocamento, cujas densidades dependem do campo elétrico incidente no domínio da frequência (Alípio; Visacro, 2014). Além do mais, os parâmetros elétricos do solo (condutividade/resistividade e permissividade relativa) são expressivamente influenciados pelos fatores físicos, como porosidade, umidade, estratificação e frequência.

Nos últimos anos, vários autores estudaram o efeito desses fatores físicos nos parâmetros do solo para o cálculo de transitórios eletromagnéticos (Papadopoulos *et al.*, 2020a; Salarieh; De Silva; Kordi, 2020; Liu *et al.*, 2022; Colqui *et al.*, 2022). No entanto, a maioria dos simuladores do tipo *ElectroMagnetic Transient Program* (EMTP) ainda calcula a impedância devido ao efeito do solo usando a formulação de Carson, com parâmetros do solo constantes, e negligencia a admitância devido ao efeito do solo. Essas suposições podem gerar erros na representação dos solos.

Esta introdução fornece uma breve revisão de alguns trabalhos que consideram os solos dependentes dos fatores físicos: frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação.

O trabalho de Moura *et al.* (2014) analisa a influência da dependência da frequência nos parâmetros do solo em LTs trifásicas. Esse artigo aborda a propagação de ondas e transitórios

eletromagnéticos ao considerar o solo como um meio dispersivo, implicando na variação da condutividade do solo e permissividade relativa. São apresentadas simulações da impedância longitudinal e admitância transversal para uma LT trifásica com cabos para-raios. Os resultados mostram que o parâmetro mais afetado pelo solo é a resistência longitudinal, especialmente em solos de maior resistividade e no espectro de frequência superior. Além disso, observa-se que a desconsideração do solo é uma aproximação válida para os parâmetros transversais.

Conti e Emídio (2016) investigam o efeito dos parâmetros do solo dependentes da frequência na simulação de transitórios eletromagnéticos em linhas aéreas de distribuição. Os parâmetros da linha são calculados com base em um modelo de solo fundamentado em medições de campo da condutividade do solo e da permissividade relativa em uma ampla faixa de frequência. Simulações no domínio do tempo são realizadas, considerando diferentes tipos de transitórios em linhas aéreas de distribuição típicas. Os resultados indicam que a consideração dos parâmetros do solo dependentes da frequência é relevante na simulação de transitórios de alta frequência em linhas quando o solo é um mau condutor.

Schroeder *et al.* (2018) avaliam o impacto de considerar uma representação para o sistema de aterramento juntamente com a dependência da frequência nos parâmetros do solo em sobretensões desenvolvidas em isoladores devido a descargas atmosféricas. Para incluir uma modelagem precisa do sistema de aterramento no software *Alternative Transients Program* (ATP-EMTP), um modelo eletromagnético é utilizado em conjunto com o método numérico *Vector Fitting*. Os resultados demonstram que a dependência da frequência nos parâmetros do solo resulta em uma redução da impedância de aterramento. Além disso, a consideração da variação dos parâmetros do solo em função da frequência é mais significativa no *Ground Potential Rise* (GPR) do que nas sobretensões nas cadeias de isoladores.

Salarieh, De Silva e Kordi (2020) investigam o efeito da dependência da frequência e do teor de umidade nos parâmetros do solo em eletrodos de aterramento verticais e horizontais submetidos a descargas atmosféricas. Para levar em consideração a dependência da frequência e do teor de umidade, os autores comparam quatro formulações distintas propostas na literatura (Scott, Longmire e Smith, Messier e Datsios e Mikropoulos). Para obter as respostas transitórias no domínio do tempo, utilizam um circuito equivalente dos eletrodos de aterramento, ajustado por funções racionais que expressam os polos e resíduos com elementos RLC (resistor, indutor e capacitor). Os resultados mostram a importância de considerar a variação da frequência e do teor de umidade na resposta transitória em eletrodos de aterramento, de acordo com o tipo de solo. Ademais, a dependência da frequência nos parâmetros do solo resulta em uma diminuição da impedância de aterramento em comparação ao caso em que os parâmetros são assumidos constantes.

Batista *et al.* (2020) apresentam um estudo sobre o arranjo de aterramento para torres de transmissão, considerando o solo como estratificado. A impedância harmônica de aterramento

é obtida com base na teoria de LTs para um solo com duas camadas, sendo que a primeira camada possui resistividade maior em comparação à segunda. Os arranjos de aterramento com eletrodos horizontais e verticais são avaliados, e os resultados obtidos são comparados com aqueles resultantes de um método rigoroso de eletromagnetismo. A partir dos resultados, os autores demonstram que o uso de eletrodos verticais é uma alternativa altamente eficaz para o aterramento de torres de transmissão, especialmente em cenários nos quais a resistividade da camada superior do solo é maior do que a da camada inferior. Essa solução se mostra vantajosa em casos críticos, nos quais é muito complexo obter baixas resistências ou impedâncias de impulso utilizando fios de contrapeso.

No artigo de Araújo, Azevedo e Pissolato Filho (2021), os autores estudam as implicações de se considerar os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade na impedância harmônica de aterramento e no GPR. A condutividade do solo e a permissividade relativa são obtidas por meio da formulação de Messier. Para calcular o GPR, uma descarga atmosférica modelada pela função dupla exponencial de 1,20/50 μ s (sendo 1,20 de frente e 50 de calda) é injetada no eletrodo. Os resultados indicam que a impedância harmônica de aterramento tem uma variação mais significativa quando o teor de umidade é mais elevado, e os picos do GPR são consideravelmente reduzidos em solos úmidos.

Uma metodologia para o cálculo dos parâmetros de LTs, considerando interferências de dutos metálicos (*pipelines*) e os efeitos da estratificação do solo, é desenvolvida no trabalho de Moraes *et al.* (2021), com base na solução analítica da forma fechada da integral de Carson. Neste trabalho, essa metodologia é aplicada por meio de simulações em seis cenários de curto-circuito em uma LT de 230 kV, 60 Hz e 200 km de comprimento, utilizando o software ATP-EMTP. O objetivo é avaliar o impacto dessas interferências nos algoritmos de localização de faltas, especialmente em métodos que dependem dos parâmetros de sequência zero, como os de um terminal. Os resultados indicam que a negligência dos efeitos de interferências de dutos metálicos e da estratificação do solo pode afetar significativamente a precisão desses algoritmos.

Kou *et al.* (2021) estudam a influência de diferentes configurações de solo — uniformes, estratificados horizontalmente e estratificados verticalmente — na tensão induzida em dutos enterrados (*pipelines*) de petróleo e gás, quando estes são paralelos a LTs sujeitas a descargas atmosféricas. Os autores utilizam o software *Current Distribution, Electromagnetic Fields, Grounding and Soil Structure Analysis* (CDEGS) para investigar essa influência sobre a tensão no revestimento dos dutos. Os resultados mostram que, de modo geral, a tensão no revestimento do duto aumenta com a resistividade do solo. Assim, a máxima tensão no revestimento ao longo do duto está diretamente relacionada à resistividade do solo ao redor do dispositivo de aterramento da torre de transmissão atingida pela descarga atmosférica. Dessa forma, os autores concluem que, no projeto de dutos e LTs, é recomendado que as linhas sejam instaladas em regiões com baixa resistividade do solo, sempre que possível.

O trabalho de Diniz, Alípio e Moura (2022) investiga a influência da admitância devido ao efeito do solo usando a formulação de Pettersson, considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência a partir da formulação de Alípio e Visacro na simulação de transitórios em LTs. As respostas temporais são obtidas por meio da transformada numérica de Laplace. Os resultados mostram que a dependência da frequência nos parâmetros do solo pode ser relevante na simulação de transitórios decorrentes da incidência de descargas atmosféricas, especialmente se a LT estiver situada acima de um solo que possui alto valor de resistividade. Ademais, mostra-se que o uso da aproximação de Carson resulta em desvios significativos nas respostas transitórias, ocasionando sobretensões.

Liu *et al.* (2022) analisam os efeitos do teor de umidade e da porosidade nas tensões induzidas e na propagação de campos eletromagnéticos gerados por descargas atmosféricas em LTs. Os autores utilizam o modelo melhorado de Archie junto com um modelo bidimensional de diferenças finitas no domínio do tempo para obter as respostas. A partir dos resultados, nota-se que a consideração do teor de umidade e da porosidade tem um impacto significativo nos valores de pico nos campos eletromagnéticos. Adicionalmente, nas tensões induzidas, a diferença se torna mais pronunciada à medida que se considera um baixo valor de porosidade, alterando os valores do teor de umidade.

O impacto da porosidade e do teor de umidade na impedância harmônica de aterramento e no GPR é investigado em Azevedo, Araújo e Pissolato Filho (2022). A variação da porosidade e do teor de umidade é inserida no cálculo da condutividade do solo por meio do modelo melhorado de Archie. São considerados dois tipos de solo: argiloso e arenoso, e um solo seco é utilizado como parâmetro de comparação. O GPR é calculado para descargas atmosféricas modeladas pela função de Heidler (*first e subsequent stroke*). Os resultados apresentam uma influência significativa nos valores de pico do GPR em solos saturados quando se considera a porosidade e o teor de umidade, em comparação com o solo seco. Além disso, o solo se torna mais condutivo à medida que se aumenta o teor de umidade e se diminui a porosidade, gerando variações mais pronunciadas nas respostas transitórias.

O trabalho de Colqui *et al.* (2022) analisa o impacto nos parâmetros da LT ao considerar um solo homogêneo em comparação com solos estratificados, de duas, três e quatro camadas. Além disso, compara as diferenças ao considerar a formulação de referência (derivada das equações de campo eletromagnético) e a formulação aproximada (derivadas do conceito de constante de propagação equivalente) para o cálculo da impedância e da admitância devido ao efeito do solo. Os resultados mostram que o uso de solos homogêneos pode gerar variações significativas nos parâmetros da linha em comparação com solos estratificados. As maiores diferenças observadas são de 67% para os valores de resistência, 28% para os de indutância e 9,6% para os de capacitância, sendo todos esses máximos registrados para o modelo de solo com quatro camadas. Além disso, a comparação entre as fórmulas aproximada e exata revela diferenças de até

2,3%, indicando que o uso de fórmulas aproximadas pode ser uma solução prática para reduzir a complexidade computacional, sem comprometer significativamente a precisão dos resultados.

O impacto dos modelos do solo dependentes da frequência e do teor de umidade, propostos por Scott, Smith-Longmire e Messier, no GPR induzido por descargas atmosféricas (do tipo *first e subsequent stroke*) em hastes de aterramento e nas tensões ao longo da cadeia de isoladores de uma torre de transmissão é investigado no trabalho de Azevedo *et al.* (2023). Nesse trabalho, usando o software eletromagnético de onda completa *Feldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche* (FEKO), calcula-se a impedância harmônica de aterramento para hastes de 3, 15 e 30 metros, enterradas em solos dependentes da frequência e do teor de umidade. As respostas são comparadas com as obtidas assumindo um solo com propriedades constantes. Os resultados demonstram que a impedância harmônica de aterramento é significativamente afetada pelo modelo de solo. No que diz respeito às formas de onda do GPR, observa-se uma redução significativa nos picos de tensão ao utilizar o modelo de solo dependente da frequência e do teor de umidade, em comparação com os modelos que assumem um solo constante. Além disso, é realizada uma análise de *backflashover*, mostrando que interrupções em sistemas de energia podem ocorrer em função da modelagem do solo, destacando a importância de considerar tanto a frequência quanto o teor de umidade nos estudos de fenômenos transitórios.

Silva, Visacro e Silveira (2023) apresentam duas novas abordagens para levar em consideração a dependência da frequência nos parâmetros do solo no *Hybrid Electromagnetic Model in the Time Domain* (HEM-TD). Essas abordagens consistem em uma evolução da metodologia anterior do HEM-TD, modelando a dependência da resistividade do solo e permissividade relativa por meio de uma soma de funções racionais. Realizam-se simulações do GPR e da impedância de impulso em um arranjo típico de eletrodos de aterramento de torres de transmissão, enterrados em solos com diferentes resistividades (baixa, média e alta), e submetidos a formas de onda de descargas atmosféricas do tipo *first e subsequent stroke*. Os resultados obtidos com as novas abordagens são comparados com os resultados precisos do modelo HEM, apresentando excelente concordância, o que comprova a eficácia das propostas. Adicionalmente, os autores destacam que essas abordagens proporcionam uma melhoria significativa em relação aos resultados da abordagem inicial do HEM-TD.

O trabalho de Araújo *et al.* (2023) analisa a influência da porosidade e do teor de umidade no comportamento transitório de sobretensões em torres de transmissão, utilizando a formulação aprimorada de Archie. A impedância harmônica de aterramento da base da torre, enterrada em solo saturado, é calculada por meio do software eletromagnético de onda completa FEKO. Estuda-se o impacto desses dois fatores na impedância harmônica e no GPR geradas por descargas atmosféricas do tipo *first e subsequent stroke*. Adicionalmente, computam-se as sobretensões ao longo da cadeia de isoladores de uma torre de transmissão atingida no topo por essas descargas atmosféricas. Os resultados demonstram que, à medida que o nível de porosidade

aumenta, há uma influência significativa sobre a impedância harmônica de aterramento. Isso provoca um aumento nos valores de pico das formas de onda do GPR, além de uma variação acentuada nas sobretensões transitórias ao longo da cadeia de isoladores da torre. Essas variações podem induzir a ocorrência de *backflashover*, levando a possíveis interrupções no sistema de energia. Por fim, os autores concluem que a consideração do nível de porosidade do solo é crucial para a correta avaliação das respostas transitórias eletromagnéticas, garantindo um melhor desempenho e confiabilidade no comportamento de sistemas de aterramento em torres de transmissão submetidas a descargas atmosféricas.

A Tabela 1 apresenta os trabalhos anteriormente mencionados que consideram o solo dependente da frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação, organizados em ordem cronológica. Na tabela, são fornecidos o nome dos autores, o fator físico considerado nos parâmetros do solo e a aplicação em que estão sendo utilizados.

Tabela 1 - Trabalhos que consideram o solo dependente da frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação.

Autor (Ano)	Parâmetros do solo	Aplicação
Moura <i>et al.</i> (2014)	Frequência	Linha de transmissão
Conti e Emídio (2016)	Frequência	Linha de distribuição
Schroeder <i>et al.</i> (2018)	Frequência	Aterramento
Salarieh, De Silva e Kordi (2020)	Frequência e teor de umidade	Aterramento
Batista <i>et al.</i> (2020)	Estratificação	Aterramento
Araújo, Azevedo e Filho (2021)	Frequência e teor de umidade	Aterramento
Moraes <i>et al.</i> (2021)	Estratificação	Linha de transmissão
Kou <i>et al.</i> (2021)	Estratificação	Linha de transmissão
Diniz, Alípio e Moura (2022)	Frequência	Linha de transmissão
Liu <i>et al.</i> (2022)	Teor de umidade e porosidade	Linha de transmissão
Azevedo, Araújo e Filho (2022)	Teor de umidade e porosidade	Aterramento
Colqui <i>et al.</i> (2022)	Estratificação	Linha de transmissão
Azevedo <i>et al.</i> (2023)	Frequência e teor de umidade	Aterramento
Silva, Visacro e Silveira (2023)	Frequência	Aterramento
Araújo <i>et al.</i> (2023)	Teor de umidade e porosidade	Aterramento

Fonte: Autoria própria.

A partir desses trabalhos, verifica-se que a consideração dos parâmetros do solo dependentes da frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação tem sido amplamente estudada na literatura científica. Esse contexto motivou a realização deste trabalho, que se dedica a obter uma metodologia aprimorada, considerando um solo mais realista para as simulações de transitórios eletromagnéticos. Buscando assim, avaliar a influência das características físicas do solo nas respostas transitórias de sistemas de energia elétrica quando ocorre a incidência de descargas atmosféricas, usando como modelo de linha o *Universal line model* (ULM).

1.2 Objetivos

O objetivo desta tese é investigar como os fatores físicos do solo, incluindo frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação, afetam as respostas transitórias nos sistemas de potência quando submetidos a descargas atmosféricas. O estudo busca propor uma metodologia aprimorada, onde um modelo de LT mais realista e com menos limitações é desenvolvido utilizando o ULM implementado nos softwares MATLAB e ATP-EMTP. A pesquisa almeja aprimorar a precisão das simulações de transientes eletromagnéticos, considerando as variações do solo e um modelo de linha consolidado, resultando em respostas mais confiáveis e uma compreensão mais adequada dos fenômenos transitórios. Isso visa melhorar a previsibilidade das tensões transitórias, aumentando a confiabilidade, a eficiência operacional e a qualidade da energia nos sistemas de potência.

1.3 Contribuições

As principais contribuições desta tese são:

1. Revisão das principais formulações propostas na literatura científica ao longo dos anos para o cálculo da impedância e da admitância devido ao efeito do solo;
2. Comparação entre as principais formulações mencionadas no item 1, com o objetivo de identificar o modelo mais coerente e com menos limitações para aplicação prática;
3. Apresentação dos principais modelos propostos na literatura para levar em consideração os fatores físicos do solo (frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação);
4. Realização de simulações para os modelos do item 3, visando determinar a modelagem mais coerente a ser empregada em cada caso;
5. Desenvolvimento detalhado do procedimento realizado para incorporar o modelo ULM no software ATP-EMTP;
6. Obtenção de uma metodologia aprimorada que considera o modelo de linha ULM levando em conta o solo com características físicas mais realistas para simulações de transientes eletromagnéticos;
7. Avaliação da influência das características do solo nas respostas transitórias;
8. Colaboração com o Professor Amauri Gutierrez Martins-Britto na implementação do modelo ULM para disponibilização por meio do toolbox, conforme disponível no link <https://lnkd.in/dnvcXgw3>.

1.4 Estrutura do documento

Este documento está estruturado em seis capítulos, incluindo esta introdução e quatro apêndices, listados a seguir:

- *Capítulo 2: Linhas de Transmissão e seus parâmetros* - Aborda os parâmetros da LT, incluindo impedância longitudinal, interna, externa e devido ao efeito do solo e admitância transversal, externa e devido ao efeito do solo, apresentando os modelos e métodos existentes na literatura para seu cálculo. Além disso, são mostrados resultados numéricos para cada um desses parâmetros para uma LT monofásica. O objetivo deste capítulo é entender e identificar qual modelagem apresenta menos limitações e seria recomendada para o cálculo dos parâmetros associados ao solo;
- *Capítulo 3: Parâmetros do solo dependentes de fatores ambientais e da frequência* - São discutidas as variações da condutividade do solo e permissividade relativa em função da frequência, teor de umidade e porosidade. Adicionalmente, são analisadas a constante de atenuação e a condutividade do solo em um cenário de solo estratificado. Diversos modelos propostos na literatura para esses parâmetros ao longo dos anos são listados, juntamente com suas expressões. Resultados numéricos da condutividade do solo, permissividade relativa, constante de atenuação, impedância devido ao efeito do solo e admitância devido ao efeito do solo, considerando a dependência de fatores ambientais e da frequência, são apresentados. O objetivo deste capítulo é compreender e identificar o modelo mais adequado para o cálculo de cada parâmetro;
- *Capítulo 4: Universal Line Model (ULM)* - Trata do desenvolvimento do ULM. É descrito o procedimento para incorporá-lo ao software ATP-EMTP, considerando a influência dos fatores ambientais do solo e da frequência. A validação dessa implementação é realizada pela comparação dos resultados obtidos com o ULM-implementado (pela autora) e o ULM-ATP, que é o modelo atualmente disponível no software ATP-EMTP;
- *Capítulo 5: Resultados Numéricos* - Apresenta os resultados numéricos, incluindo simulações para uma configuração em que duas LTs trifásicas, dispostas paralelamente, são submetidas à incidência de descarga atmosférica. Os resultados são comparados utilizando a abordagem ULM-implementado com: (i) parâmetros do solo dependentes da frequência, calculados pela formulação de Alípio e Visacro; (ii) parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade, calculados pela equação de Messier; (iii) condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade, obtida pelo modelo de Archie/Fu; (iv) constante de propagação equivalente, considerando o solo estratificado pelo método de Xue. Para referência e comparação, utiliza-se a abordagem ULM-ATP, que considera a condutividade do solo constante e despreza as correntes de

deslocamento e a admitância devido ao efeito do solo. Esta é a abordagem disponível na versão atualizada do software ATP-EMTP. A partir dos resultados, são extraídas conclusões sobre o impacto de considerar um modelo de solo mais realista nas respostas transitórias;

- *Capítulo 6: Conclusões e Propostas futuras* - Contém as conclusões finais, juntamente com as propostas de continuidade do trabalho, seguido das referências bibliográficas;
- *Apêndice A: Tabelas* - Apresenta tabelas contendo todas as formulações dos modelos que calculam a impedância devido ao efeito do solo, a admitância devido ao efeito do solo, os parâmetros do solo dependentes da frequência, os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade, a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade, a condutividade do solo equivalente e a constante de propagação equivalente, considerando um solo estratificado. Essa organização visa facilitar a compreensão dos modelos;
- *Apêndice B: Redução dos cabos para-raios em linhas de transmissão* - Mostra como realizar a representação implícita dos cabos para-raios, utilizando a redução de Kron nas matrizes de impedância longitudinal e admitância transversal da linha;
- *Apêndice C: Ajuste vetorial da admitância característica e da função de propagação* - Exibe as curvas com os elementos das matrizes da admitância característica e da função de propagação e também as respectivas curvas ajustadas utilizando o método do *Vector Fitting*.
- *Apêndice D: Profundidade de penetração* - Descreve o cálculo da profundidade de penetração do solo. Além disso, são realizadas simulações que demonstram que a onda eletromagnética resultante da descarga atmosférica utilizada nos resultados atinge a última camada, considerando o solo como estratificado.

1.5 Produção bibliográfica

Durante o período de desenvolvimento desta tese, foram publicados e submetidos artigos em periódicos científicos (Jx) e em simpósios/congressos nacionais e internacionais (Cx) especializados na área de Engenharia Elétrica. Abaixo segue a lista desses artigos:

Artigos publicados e submetidos em periódicos científicos:

- **J1 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Caballero, P. T.; Colqui, J. S. L.; Kurokawa S. "*Transient Analysis of Multiphase Transmission Lines Located above Frequency-Dependent Soils*", in *Energies*, vol. 14, p. 5252, 2021. PUBLICADO.

- **J2 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Analysis of transient voltages and currents in short transmission lines on frequency-dependent soils*", in Electric Power Systems Research, vol. 194, p. 107103, 2021. PUBLICADO.
- **J3 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Colqui, J. S. L.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*A Comparison of Frequency-Dependent Soil Models: Electromagnetic Transient Analysis of Overhead Transmission Lines Using Modal Decomposition*", in Energies, vol. 15, p. 1687, 2022. PUBLICADO.
- **J4 - Colqui, J. S. L.;** Araújo, A. R. J.; **Pascoalato, T. F. G.;** Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Transient Analysis on Multiphase Transmission Line above Lossy Ground Combining Vector Fitting Technique in ATP Software*", in IEEE Access, vol. 10, p. 1-1, 2022. PUBLICADO.
- **J5 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Analysis of soil physical factors on transient responses of overhead transmission lines subjected to lightning strikes*", in e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy, v. 6, p. 100291, 2023. PUBLICADO.
- **J6 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Effects of Frequency-Dependent Soil Electrical Parameters on Sequence Parameters of Double-Circuit Transmission Lines*", in Electric Power Systems Research, 2024. SUBMETIDO.

Artigos publicados e submetidos em simpósios/congressos nacionais e internacionais:

- **C1 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Transient Responses on Transmission Lines Located Above Frequency-Dependent Soil with Variable Water Content*", in Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS), Brasília, Brasil, 2021. PUBLICADO.
- **C2 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Colqui, J. S. L.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*An Analysis of Frequency-Dependent Soil Models: Influence on the Transient Responses*", in 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, Brasil, 2021. PUBLICADO.
- **C3 - Colqui, J. S. L.;** Araújo, A. R. J.; **Pascoalato, T. F. G.;** Kurokawa S. "*Transient Analysis of Overhead Transmission Lines Based on Fitting Methods*", in 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, Brasil, 2021. PUBLICADO.

- **C4 - Pascoalato, T. F. G.;** Kurokawa S.; Araújo, A. R. J.; Pissolato Filho, J. "*Análise Transitória em Linhas de Transmissão Trifásicas com Condutores de Fase Inclínicos*", in XXIV Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Fortaleza, Brasil, 2022. PUBLICADO.
- **C5 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Influência dos Cabos Para-raios nas Tensões Transitórias de Linhas de Transmissão*", in XXIV Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Fortaleza, Brasil, 2022. PUBLICADO.
- **C6 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Transient Analysis of Distinct Approaches for Modeling Transmission Lines Including Ground-Return Parameters*", in XIV Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE), Rio de Janeiro, Brasil, 2022. PUBLICADO.
- **C7 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Impact of Volumetric Water Content and Porosity on Transmission Lines Submitted to Energization and Lightning Strikes*", in Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS), Fortaleza, Brasil, 2022. PUBLICADO.
- **C8 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Influence of Frequency-Dependent Soil Models with Variable Water Content on Transient Responses of Overhead Transmission Lines*", in IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, USA, 2022. PUBLICADO.
- **C9 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S. "*Estudo Inicial a Respeito de Sobretensões em Linhas de Transmissão Considerando o Efeito da Frequência Sobre os Parâmetros do Solo*", in IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), Santa Maria, Brasil, 2022. PUBLICADO.
- **C10 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Including Frequency-Dependent Soil Electrical Parameters on Lumped Transmission Line Model*", in X Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), Manaus, Brasil, 2023. PUBLICADO.
- **C11 - Pascoalato, T. F. G.;** Azevedo, W. L. M.; Araújo, A. R. J.; Martins-Britto, A. G.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Analysis of Overvoltages in Power Systems Due to Lightning Strikes: On the Effects of the Line Modeling Approach and Frequency-Dependent Soil Properties*", in 59th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Cardiff, País de Gales, 2024. PUBLICADO.
- **C12 - Pascoalato, T. F. G.;** Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Investigation of Sequence Parameters of Overhead Transmission Lines Located on Soils*

with Frequency-Dependent Electrical Parameters", in XV Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE), Mar Del Prata, Argentina, 2024. ACEITO E APRESENTADO.

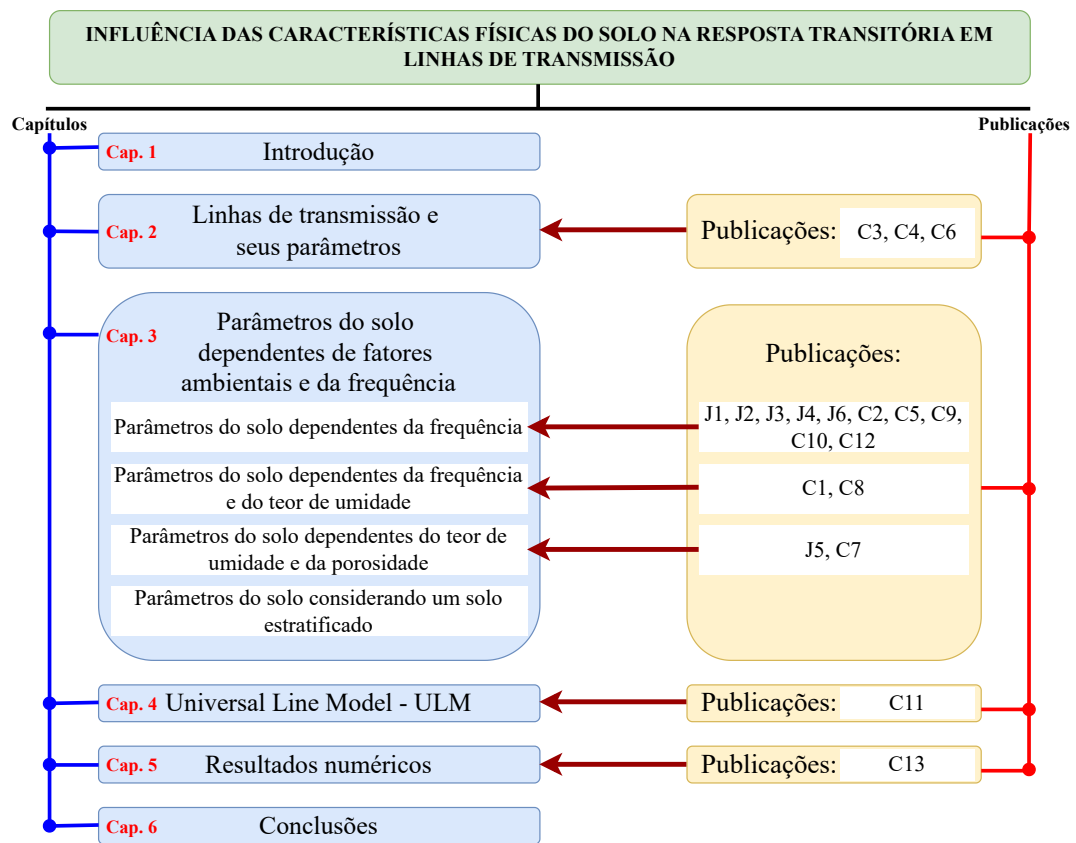
- **C13 - Pascoalato, T. F. G.**; Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Barros, M. T. C. "*Realistic Soil Modeling in Transient Analysis: Effects of Frequency Dependence, Water Content, Porosity and Stratification on Lightning Overvoltages*", in 16th International Conference on Power Systems Transients (IPST), Guadalajara, México, 2025. SUBMETIDO.

Artigos realizados em colaboração (não relacionados ao tema da tese):

- **P1 - Pascoalato, T. F. G.**; Caballero, P. T.; Kurokawa S. "*Application of the lumped parameter line model to simulate electromagnetic transients in three-phase transmission lines with vertical symmetry*", in IEEE Latin America Transactions, vol. 20, p. 379-385, 2022. PUBLICADO.
- **P2 - Silva, H. F.**; **Pascoalato, T. F. G.**; Kurokawa S. "*Inclusão do Efeito da Frequência em um Método Alternativo de Integração das Equações de Estado de Linhas de Transmissão*", in IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), Santa Maria, Brasil, 2022. PUBLICADO.
- **P3 - Pascoalato, T. F. G.**; Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Alternative method to include the frequency-effect on transmission line parameters via state-space representation*", in International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 155, p. 109375, 2024. PUBLICADO.
- **P4 - Azevedo, W. L. M.**; **Pascoalato, T. F. G.**; Araújo, A. R. J.; Kurokawa S.; Pissolato Filho, J. "*Effect of Concrete-Encased Grounding System in the Backflashover Performance of Transmission Line*", in 16th International Conference on Power Systems Transients (IPST), Guadalajara, México, 2025. SUBMETIDO.

A estrutura deste documento é apresentada na Figura 3, juntamente com os artigos publicados vinculados a cada capítulo.

Figura 3 - Estrutura da tese com os artigos publicados vinculados a cada capítulo.



Fonte: Autoria própria.

2 LINHAS DE TRANSMISSÃO E SEUS PARÂMETROS

2.1 Introdução

Um modelo adequado de linha de transmissão (LT) é indispensável para a análise precisa dos transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência. Nesse contexto, os parâmetros longitudinais (impedâncias interna, externa e devido ao efeito do solo) e transversais (admitâncias externa e devido ao efeito do solo) que modelam uma LT devem ser devidamente calculados. Para isso, deve-se considerar sua distribuição ao longo de todo o comprimento da linha, a dependência da frequência, as configurações geométricas dos condutores, as propriedades elétricas do meio (ar, condutor e solo) e a presença do solo sobre o qual os condutores elétricos são suspensos.

O acoplamento eletromagnético entre os condutores de fase e o solo resulta na indução de correntes parasitas no solo, gerando perdas na linha (Piątek; Szczegielniak; Kusiak, 2010). Esse fenômeno pode ser quantificado pela impedância devido ao efeito do solo (ou impedância do solo) (Sunde, 1968).

Ademais, considerando que o solo não é um meio condutor perfeito, o potencial elétrico na superfície do solo não é igual a zero para um campo elétrico incidente de alta frequência (Lorrain; Corson; Lorrain, 1988). Devido à penetração do campo elétrico no solo, um termo de correção, chamado de admitância devido ao efeito do solo (ou admitância do solo), deve ser incluído na admitância transversal (Diniz; Alípio; Moura, 2022).

Sabe-se, pela literatura, que a impedância e admitância devido ao efeito do solo podem ser modeladas por diversas formulações, tais como as de Carson, Nakagawa, Sunde e Pettersson. Dessa forma, neste capítulo, os conceitos e as expressões para o cálculo da impedância longitudinal, interna, externa e do solo, bem como da admitância transversal, externa e do solo, são apresentados. Adicionalmente, simulações para cada parâmetro e modelo, utilizando uma LT monofásica, são devidamente avaliadas. Isso possibilita uma compreensão adequada de cada parâmetro a ser investigado e quais as principais influências decorrentes desses modelos. Ao final do capítulo, o modelo mais adequado para a representação de LTs e o estudo de transitórios eletromagnéticos é justificado.

2.2 Impedância longitudinal

As impedâncias incorporadas nas equações de linha no domínio da frequência podem ser obtidas a partir da solução das equações de Maxwell, considerando as condições de contorno nas superfícies dos meios envolvidos: o condutor, o ar e o solo. Levando em conta as diferentes resistências específicas, permeabilidades magnéticas e permissividades dielétricas, pode-se

expressar as impedâncias da linha em função da frequência e das propriedades físicas dos materiais (condutor, ar e solo) (Hofmann, 2003).

A impedância longitudinal da linha corresponde a uma soma de elementos. Em um sistema multifásico de n fases, essa impedância é expressa na forma matricial $\mathbf{Z}_{\text{long}}(\omega)$ ($n \times n$) e é dada por:

$$\mathbf{Z}_{\text{long}_{ii}}(\omega) = \mathbf{Z}_{\text{int}_{ii}}(\omega) + \mathbf{Z}_{\text{ext}_{ii}}(\omega) + \mathbf{Z}_{\text{solo}_{ii}}(\omega), \quad (1)$$

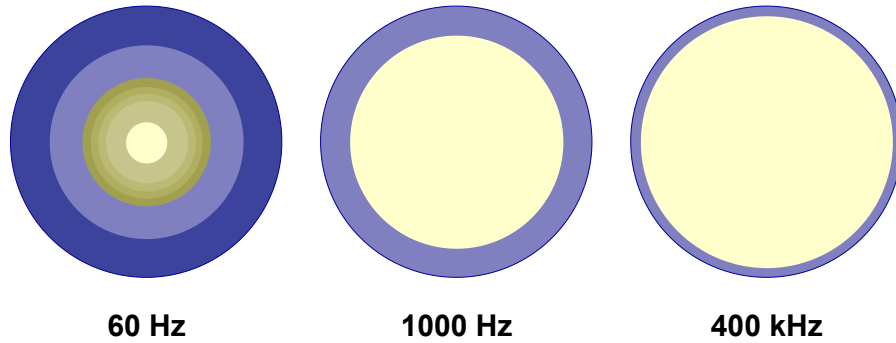
$$\mathbf{Z}_{\text{long}_{ij}}(\omega) = \mathbf{Z}_{\text{ext}_{ij}}(\omega) + \mathbf{Z}_{\text{solo}_{ij}}(\omega), \quad (2)$$

sendo, $\mathbf{Z}_{\text{int}}(\omega)$ a impedância interna, $\mathbf{Z}_{\text{ext}}(\omega)$ a impedância externa e $\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$ a impedância do solo. Cada parcela das equações (1) e (2) é descrita a seguir.

2.2.1 Impedância interna

A impedância interna está associada à densidade de corrente alternada que percorre longitudinalmente um condutor. Com o aumento da frequência, há uma não uniformidade, em que a densidade de corrente no centro do condutor cilíndrico é inferior àquela em sua periferia, como ilustrado na Figura 4. Isso resulta em um aumento da resistência efetiva e uma redução da indutância interna do condutor (Mingli; Yu, 2004). Esse fenômeno é denominado de efeito pelicular (*skin effect*).

Figura 4 - Efeito pelicular em um condutor cilíndrico.



Fonte: Autoria própria.

Em um sistema de n fases, a impedância interna é escrita na forma matricial $\mathbf{Z}_{\text{int}}(\omega)$ ($n \times n$), formada apenas por coeficientes próprios na diagonal principal. Essa impedância, para um condutor cilíndrico sólido é dada por (Mingli; Yu, 2004):

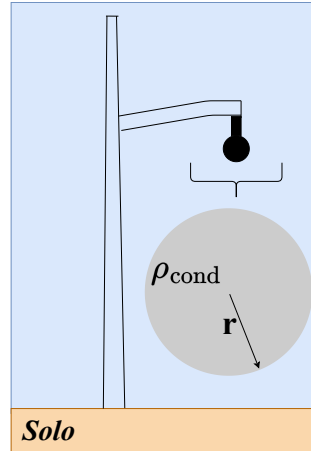
$$Z_{\text{int}_{ii}}(\omega) = \frac{j m \rho_{\text{cond}}}{2 \pi r} \frac{\mathcal{I}_0(mr)}{\mathcal{I}_1(mr)}, \quad (3)$$

sendo:

$$m = \sqrt{\frac{\omega \mu_c}{\rho_{\text{cond}}}}, \quad (4)$$

onde, $\omega = 2\pi f$ [rad/s] é a frequência angular, f [Hz] é a frequência da corrente alternada, $\mu_c = \mu_r \mu_0$ [H/m] é a permeabilidade absoluta do condutor, onde $\mu_r = 1$ para condutores metálicos e μ_0 é permeabilidade magnética do vácuo $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m], ρ_{cond} [$\Omega \cdot \text{m}$] é a resistividade do condutor, r [m] é o raio do condutor, conforme mostrado na Figura 5 e $\mathcal{I}_0$ e $\mathcal{I}_1$ representam as funções modificadas de Bessel de primeiro tipo de ordens zero e um.

Figura 5 - Linha de transmissão com condutor cilíndrico sólido (em destaque).



Fonte: Autoria própria.

2.2.2 Impedância externa

A impedância externa é resultante de um campo magnético variante no tempo, cuja magnitude é dependente da frequência angular da fonte de excitação, produzido pelas correntes que percorrem longitudinalmente os condutores. O cálculo da impedância externa é determinado com base na geometria e na disposição dos condutores, além das propriedades do meio no qual a LT está inserida. Em um sistema multifásico de n fases, a impedância externa é dada na forma matricial $\mathbf{Z}_{\text{ext}}(\omega)$ ($n \times n$) cujos coeficientes próprios e mútuos são calculados por (Martinez-Velasco, 2009):

$$Z_{\text{ext}i}(\omega) = j\omega \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_i}{r} \right), \quad (5)$$

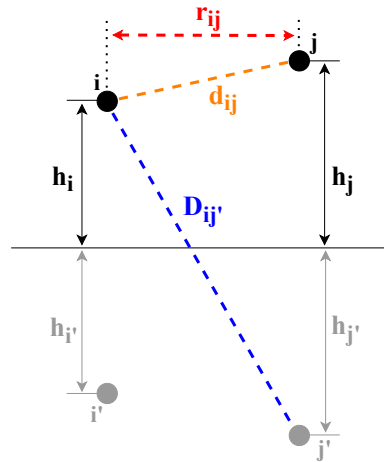
$$Z_{\text{ext}ij}(\omega) = j\omega \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{D_{ij}'}{d_{ij}} \right), \quad (6)$$

sendo, h_i [m] a altura do condutor i em relação ao solo, D_{ij}' [m] a distância do condutor i a imagem do condutor adjacente j e d_{ij} [m] a distância do condutor i ao condutor j , conforme a Figura 6.

2.2.3 Impedância devido ao efeito do solo

A passagem de corrente elétrica alternada pelos condutores de uma LT gera um campo magnético variável no tempo, que concatena o fluxo entre os condutores de fase e entre os con-

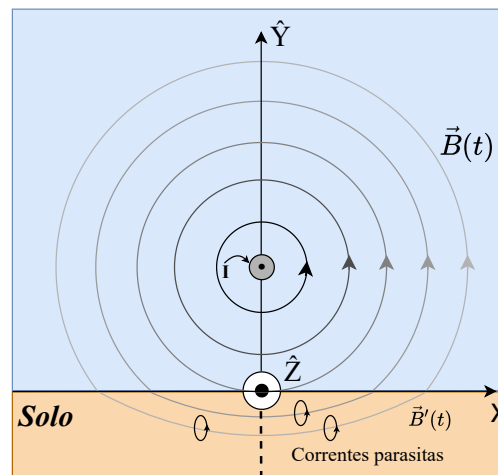
Figura 6 - Condutores i e j sobre um solo com suas imagens i' e j' .



Fonte: Autoria própria.

dutores de fase e o solo. Ao adentrar no solo, esse campo magnético variável no tempo induz correntes parasitas que circulam pelo seu interior, conforme mostra a Figura 7. Essas correntes são dependentes da frequência e dos parâmetros elétricos do solo (Piątek; Szczegieliński; Kusiak, 2010). Uma forma de quantificar o fenômeno dessa corrente pelo solo é sua representação pela impedância devido ao efeito do solo, também denominada impedância do solo (Sunde, 1968).

Figura 7 - Campo magnético em uma LT sobre um solo real.



Fonte: Autoria própria.

O solo é considerado um meio imperfeito, sendo caracterizado como um dielétrico com perdas. Dessa forma, a corrente que percorre o solo resulta em perdas ôhmicas na LT, sendo essas representadas por uma resistência equivalente à parte real da impedância do solo. O fluxo magnético concatenado entre os condutores de fase e o solo pode ser representado por uma reatância indutiva, sendo essa a parte imaginária da impedância do solo. Dessa forma, matematicamente, essa impedância do solo é adicionada aos parâmetros longitudinais por unidade de

comprimento da linha (Sunde, 1968).

A impedância do solo em um sistema multifásico de n fases é descrita na forma matricial $\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$ ($n \times n$) e, como visto na literatura científica, pode ser calculada por meio de diferentes modelos e formulações.

A seguir, algumas das principais formulações para computar a impedância do solo são apresentadas, sendo elas: Carson, Carson (aproximado), Wise/Nakagawa, Sunde, Sunde (forma fechada), Deri (forma fechada), Alvarado e Betancourt (forma fechada), Pettersson (forma fechada), Lima e Portela (forma fechada) e Ametani (forma fechada).

2.2.3.1 Modelo de Carson

No modelo de Carson (1926), a impedância do solo é calculada por meio de integrais infinitas, assumindo que os condutores de fase, de comprimento infinito, estão dispostos paralelamente ao solo, cuja resistividade é constante e as correntes de deslocamento são desprezadas. As expressões são escritas como (Carson, 1926):

$$Z_{\text{solo}ii}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + j\omega \mu_0 \sigma_{\text{solo}} + \lambda}} d\lambda, \quad (7)$$

$$Z_{\text{solo}ij}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + j\omega \mu_0 \sigma_{\text{solo}} + \lambda}} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda, \quad (8)$$

onde, σ_{solo} [S/m] é a condutividade do solo, h_j [m] é a altura do condutor j em relação ao solo, r_{ij} [m] é a distância horizontal entre os condutores i e j e λ é uma simples variável de integração.

2.2.3.2 Modelo de Carson (aproximado)

No mesmo estudo, Carson (1926) também apresenta um modelo que calcula a impedância do solo por meio de fórmulas aproximadas, baseadas em séries infinitas e expansões assintóticas para avaliações numéricas. Essas aproximações são implementadas na maioria dos programas do tipo *ElectroMagnetic Transient Program* (EMTP). Como resultado, as impedâncias próprias e mútuas são representadas como sendo (Carson, 1926):

$$\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega) = \Delta \mathbf{R}_{\text{solo}}(\omega) + j \Delta \mathbf{X}_{\text{solo}}(\omega), \quad (9)$$

onde, $\Delta \mathbf{R}_{\text{solo}}(\omega)$ e $\Delta \mathbf{X}_{\text{solo}}(\omega)$ são os fatores de correção dos termos da resistência e indutância considerando o efeito do solo, respectivamente. Esses termos são funções de um ângulo θ , ($\theta = 0$ para impedâncias próprias, e $\theta = \theta_{ij}$ para impedâncias mútuas) e também de um parâmetro

α , determinado como (Fuchs, 1979):

$$\alpha(\omega) = 4\pi\sqrt{5} \times 10^{-4} D \sqrt{\frac{\omega}{2\pi\rho_{\text{solo}}}} \quad (10)$$

sendo, $D = D_{ij} = D_{ji}$ [m] para impedâncias mútuas Z_{ij} e Z_{ji} , $D = 2h_i$ [m] para a impedância própria Z_{ii} , $D = 2h_j$ [m] para a impedância própria Z_{jj} e ρ_{solo} [$\Omega \cdot \text{m}$] a resistividade do solo.

Para $\alpha \leq 5$, os termos de correção são escritos como (Fuchs, 1979):

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{R}_{\text{solo}}(\omega) = 4\omega \times 10^{-4} \left\{ \frac{\pi}{8} - b_1 \alpha \cos \theta + b_2 [(c_2 - \ln \alpha) \alpha^2 \cos 2\theta + \theta \alpha^2 \sin 2\theta] + \right. \\ \left. b_3 \alpha^3 \cos 3\theta - d_4 \alpha^4 \cos 4\theta - b_5 \alpha^5 \cos 5\theta + b_6 [(c_6 - \ln \alpha) \alpha^6 \cos 6\theta + \theta \alpha^6 \sin 6\theta] + \dots \right\}, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{X}_{\text{solo}}(\omega) = 4\omega \times 10^{-4} \left\{ \frac{1}{2} (0,6159315 - \ln \alpha) + b_1 \alpha \cos \theta - d_2 \alpha^2 \cos 2\theta + b_3 \alpha^3 \cos 3\theta - \right. \\ \left. b_4 [(c_4 - \ln \alpha) \alpha^4 \cos 4\theta + \theta \alpha^4 \sin 4\theta] + b_5 \alpha^5 \cos 5\theta - d_6 \alpha^6 \cos 6\theta + \dots \right\}, \end{aligned} \quad (12)$$

em que, os coeficientes b_i , c_i e d_i são calculados por:

$$b_i = |b_{i-2}| \frac{\text{sign}}{i(i+2)}, \quad c_i = c_{i-2} + \frac{1}{i} + \frac{1}{i+2}, \quad d_i = \frac{\pi}{4} b_i, \quad (13)$$

cujos valores de início são $b_1 = \frac{\sqrt{2}}{6}$, $b_2 = \frac{1}{16}$ e $c_2 = 1,3659315$. Em (13) a função $\text{sign} = +1$ para $i = 1, 2, 3, 4$; $\text{sign} = -1$ para $i = 5, 6, 7, 8$, etc.

Para $\alpha > 5$, os termos de correção são dados como (Fuchs, 1979):

$$\Delta \mathbf{R}_{\text{solo}}(\omega) = \frac{4\omega \times 10^{-4}}{\sqrt{2}} \left(\frac{\cos \theta}{\alpha} - \frac{\sqrt{2} \cos 2\theta}{\alpha^2} + \frac{\cos 3\theta}{\alpha^3} + \frac{3 \cos 5\theta}{\alpha^5} + \frac{5 \cos 7\theta}{\alpha^7} \right), \quad (14)$$

$$\Delta \mathbf{X}_{\text{solo}}(\omega) = \frac{4\omega \times 10^{-4}}{\sqrt{2}} \left(\frac{\cos \theta}{\alpha} - \frac{\cos 3\theta}{\alpha^3} + \frac{3 \cos 5\theta}{\alpha^5} + \frac{5 \cos 7\theta}{\alpha^7} \right). \quad (15)$$

2.2.3.3 Modelo de Wise/Nakagawa

No equacionamento proposto por Wise (1948), o solo é modelado como um condutor homogêneo plano semi-infinito, e as correntes de deslocamento do solo são levadas em consideração. Esse modelo é aplicável para diversos tipos de permissividade relativa, o que representa um avanço em relação ao modelo de Carson, o qual é limitado nesse aspecto. Dessa forma, as equações apresentadas por Wise podem ser consideradas uma forma mais generalizada em comparação com as equações de Carson. Baseado no trabalho de Wise (1948), Nakagawa (1981)

apresenta as expressões para o cálculo da impedância do solo, dadas por (Nakagawa, 1981):

$$Z_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\alpha_1 \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}} + \lambda} d\lambda, \quad (16)$$

$$Z_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\alpha_1 \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}} + \lambda} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda, \quad (17)$$

onde:

$$\alpha_1 = \sqrt{\lambda^2 + \gamma_1^2 - \gamma_0^2}, \quad \gamma_0^2 = -\omega^2 \mu_0 \epsilon_0, \quad \gamma_1^2 = j\omega \mu_{\text{solo}}(j\omega \epsilon_r \epsilon_0 + \sigma_{\text{solo}}), \quad (18)$$

sendo, μ_{solo} [H/m] a permeabilidade do solo, considerada igual a μ_0 , ϵ_0 a permissividade do vácuo $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ [F/m] e ϵ_r a permissividade relativa.

2.2.3.4 Modelo de Sunde

O modelo de Sunde (1968) segue a mesma lógica de Carson (1926), considerando os condutores da LT como infinitos sobre um solo caracterizado por parâmetros constantes. No entanto, o modelo de Sunde (1968) diferencia-se ao incluir a permissividade do solo com o termo $j\omega \epsilon_{\text{solo}}$ no denominador, onde ϵ_{solo} é definida como $\epsilon_r \epsilon_0$. As equações resultantes para o cálculo da impedância do solo são (Sunde, 1968):

$$Z_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + \gamma_{\text{solo}}^2} + \lambda} d\lambda, \quad (19)$$

$$Z_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + \gamma_{\text{solo}}^2} + \lambda} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda, \quad (20)$$

onde:

$$\gamma_{\text{solo}}(\omega) = \sqrt{j\omega \mu_0(\sigma_{\text{solo}} + j\omega \epsilon_{\text{solo}})}. \quad (21)$$

2.2.3.5 Modelo de Sunde (forma fechada)

Devido à complexidade na obtenção de uma solução analítica das equações (19) e (20), as quais envolvem integrais infinitas, o próprio Sunde (1968) propôs equações aproximadas na forma fechada (também conhecida como forma logarítmica) para os termos próprios da impedância do solo. Posteriormente, essas equações são estendidas por Rachidi, Nucci e Ianoz (1999) para incluir os termos mútuos, e são escritas como (Sunde, 1968; Rachidi; Nucci; Ianoz, 1999):

$$Z_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{1 + \gamma_{\text{solo}} h_i}{\gamma_{\text{solo}} h_i} \right], \quad (22)$$

$$Z_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \ln \left[\frac{[1 + 0,5\gamma_{\text{solo}}(h_i + h_j)]^2 + (0,5\gamma_{\text{solo}}r_{ij})^2}{[0,5\gamma_{\text{solo}}(h_i + h_j)]^2 + (0,5\gamma_{\text{solo}}r_{ij})^2} \right], \quad (23)$$

onde, γ_{solo} é dado na equação (21). Essas expressões são válidas para solos de condutividade de até 0,0001 S/m, considerando LTs com comprimentos curtos (Conti; Emídio, 2015).

2.2.3.6 Modelo de Deri (forma fechada)

Dubanton (1969) propôs expressões na forma fechada semelhantes a de Sunde na forma fechada. A precisão da fórmula de Dubanton foi avaliada no trabalho de Deri *et al.* (1981). Nesse trabalho, Deri *et al.* (1981) representam o solo por um plano condutor caracterizado por parâmetros constantes, deslocado de uma profundidade complexa p_c . As equações propostas por Deri *et al.* (1981) são uma aproximação das integrais infinitas propostas por Carson (1926) na forma fechada, e, portanto, estão relacionadas de maneira analítica, de forma que produzem resultados equivalentes. Essas equações são escritas como (Deri *et al.*, 1981; Conti; Emídio, 2015):

$$Z_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{(h_i + p_c)}{h_i} \right], \quad (24)$$

$$Z_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{\sqrt{(h_i + h_j + 2p_c)^2 + r_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i + h_j)^2 + r_{ij}^2}} \right], \quad (25)$$

onde, a profundidade complexa p_c é dada por:

$$p_c = \frac{1}{\sqrt{j\omega\mu_0\sigma_{\text{solo}}}}. \quad (26)$$

2.2.3.7 Modelo de Alvarado e Betancourt (forma fechada)

Alvarado e Betancourt (1983) propõem um modelo com equações na forma fechada das integrais de Carson (1926), com o objetivo de obter resultados numericamente mais precisos em comparação com o modelo de Deri *et al.* (1981). Para isso, é introduzido um termo adicional em (24) e (25). As equações correspondentes são dadas por (Alvarado; Betancourt, 1983):

$$Z_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[\ln \left[\frac{p_c}{h_i} + 1 \right] - \frac{1}{12} \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{h_i}{p_c}\right)^3} \right] \right], \quad (27)$$

$$Z_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[\frac{1}{2} \ln \left[\frac{\left(1 + \frac{p_c}{H}\right)^2 + \left(\frac{r_{ij}}{h_i + h_j}\right)^2}{1 + \left(\frac{r_{ij}}{h_i + h_j}\right)^2} \right] - \frac{1}{24} \left[\frac{1}{\left[\frac{H}{p_c} \left(1 + j \frac{r_{ij}}{h_i + h_j}\right) + 1\right]^3} \right] \right] +$$

$$\left[\frac{1}{\left[\frac{H}{p_c} \left(1 - j \frac{r_{ij}}{h_i + h_j} \right) + 1 \right]^3} \right] \right], \quad (28)$$

onde, $H = \frac{h_i + h_j}{2}$ e p_c é dado na equação (26).

2.2.3.8 Modelo de Pettersson (forma fechada)

O modelo proposto por Pettersson (1994) apresenta uma abordagem para o cálculo da impedância do solo, em que as expressões são obtidas por meio de termos logarítmicos, considerando as correntes de deslocamento. As expressões de Pettersson são dadas por (Pettersson, 1994, 1999):

$$Z_{\text{solo}ii}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{1}{\beta h_i} \right), \quad (29)$$

$$Z_{\text{solo}ij}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{\sqrt{\left(h_i + h_j + \frac{2}{\beta} \right)^2 + r_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i + h_j)^2 + r_{ij}^2}} \right), \quad (30)$$

onde:

$$\beta = \gamma_0 \sqrt{n^2 - 1}, \quad \gamma_0 = j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}, \quad n = \sqrt{\epsilon_r + (\sigma_{\text{solo}} / j\omega \epsilon_0)}. \quad (31)$$

2.2.3.9 Modelo de Lima e Portela (forma fechada)

Lima e Portela (2007) utilizam as mesmas equações de Deri *et al.* (1981) para calcular a impedância do solo. No entanto, adicionam o efeito da permissividade do solo no cálculo, o que permite a aplicação das equações em uma faixa de frequência mais ampla e em solos de maior resistividade. A profundidade complexa é dada como (Lima; Portela, 2007):

$$p_c = \frac{1}{\sqrt{j\omega \mu_0 (\sigma_{\text{solo}} + j\omega \epsilon_{\text{solo}})}}. \quad (32)$$

2.2.3.10 Modelo de Ametani (forma fechada)

Para Ametani *et al.* (2014) a utilização do termo $\epsilon_{\text{solo}} = \epsilon_r \epsilon_0$ nas equações (21) de (Sunde, 1968) e (32) de (Lima; Portela, 2007) está incorreta, devido ao fato de ambas não considerarem os efeitos de propagação. Para corrigir essas equações Ametani *et al.* (2014) propõem substituir o termo $\epsilon_{\text{solo}} = \epsilon_r \epsilon_0$ por $\epsilon_{\text{solo}} = \epsilon_0 (\epsilon_r - 1)$, e assim obter a expressão corrigida para p_c e automaticamente para γ_{solo} , visto que $p_c = 1/\gamma_{\text{solo}}$. Assim, a profundidade complexa corrigida

é dada por (Ametani *et al.*, 2014):

$$p_c = \frac{1}{\sqrt{j\omega\mu_0[\sigma_{\text{solo}} + j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)]}}. \quad (33)$$

2.3 Admitância transversal

Em um sistema multifásico de n fases, a admitância transversal é expressa na forma matricial $\mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega)$ ($n \times n$) e pode ser escrita como:

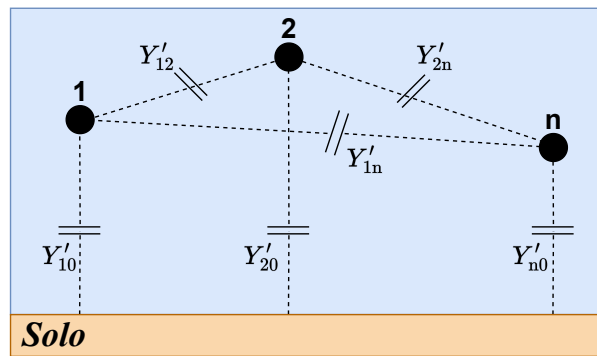
$$\mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega) = (\mathbf{Y}_{\text{ext}}^{-1}(\omega) + \mathbf{Y}_{\text{solo}}^{-1}(\omega))^{-1} = j\omega(\mathbf{P}_{\text{ext}} + \mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega))^{-1}, \quad (34)$$

sendo, $\mathbf{Y}_{\text{ext}}(\omega)$ e $\mathbf{P}_{\text{ext}}$ a admitância externa e a matriz de potencial obtidas a partir de um solo condutor perfeito e $\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega)$ e $\mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega)$ a admitância devido ao efeito do solo e a matriz de potencial associadas a um solo não perfeitamente condutor.

2.3.1 Admitância externa

A admitância externa é definida pelo acoplamento elétrico (capacitivo) entre os condutores de fase e entre os condutores de fase e o solo para uma dada frequência do sistema de potência. Nessa consideração, o solo é adotado como um meio condutor perfeito (Clarke, 1943). Em um sistema multifásico de n fases, a admitância externa é expressa na forma matricial $\mathbf{Y}_{\text{ext}}(\omega)$ ($n \times n$). A Figura 8 mostra as admitâncias externas em um sistema.

Figura 8 - Admitâncias externas em um sistema de n condutores.



Fonte: Autoria própria.

A admitância externa é calculada pelo inverso da matriz de potencial de Maxwell e é dada por (Martinez-Velasco, 2009):

$$\mathbf{Y}_{\text{ext}}(\omega) = j\omega(\mathbf{P}_{\text{ext}})^{-1}, \quad (35)$$

onde:

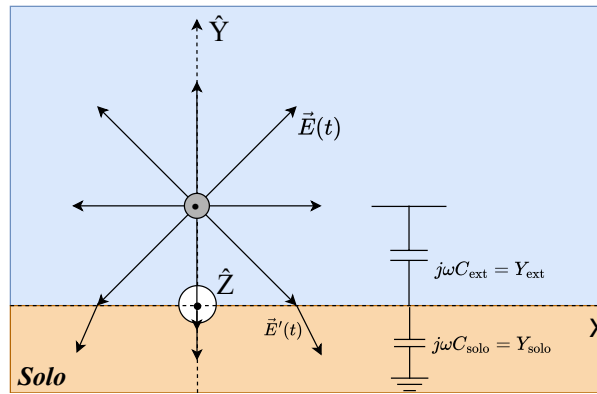
$$P_{\text{ext}_{ii}} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{2h_i}{r}\right), \quad (36)$$

$$P_{\text{ext}ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \left(\frac{D_{ij}'}{d_{ij}} \right). \quad (37)$$

2.3.2 Admitância devido ao efeito do solo

Dado que o solo é um material dielétrico (condutor não perfeito), quando um campo elétrico variável no tempo e na frequência incide sobre esse meio, um potencial elétrico é criado na sua superfície (Lorrain; Corson; Lorrain, 1988), como pode ser visto na Figura 9. Esse potencial é desprezível quando a frequência do campo elétrico incidente é baixa. Entretanto, à medida que a frequência aumenta, essa elevação de potencial torna-se relevante e deve ser considerada no cálculo de transitórios. Assim, um termo de correção denominado de admitância do solo, deve ser adicionado à admitância transversal da linha (Diniz; Alípio; Moura, 2022). Em um sistema multifásico de n fases, a admitância do solo é expressa na forma matricial $\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega)$ ($n \times n$).

Figura 9 - Campo elétrico em uma LT sobre um solo dielétrico (condutor com perdas).



Fonte: Autoria própria.

A seguir, as principais formulações para computar a admitância do solo são apresentadas, sendo elas: Wise/Nakagawa, Tesche e Pettersson.

2.3.2.1 Modelo de Wise/Nakagawa

Da mesma forma que Nakagawa (1981) propôs expressões para o cálculo da impedância do solo baseado no trabalho de Wise (1948), também propôs equações para se determinar a admitância do solo, dadas por (Nakagawa, 1981):

$$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) = j\omega(\mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega))^{-1}, \quad (38)$$

onde:

$$P_{\text{solo}ii}(\omega) = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\left(\lambda + \frac{\mu_{\text{solo}}}{\mu_0} \alpha_1 \right) e^{-2h_i\lambda}}{\left(\lambda + \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}} \alpha_1 \right) \left(\frac{\lambda\gamma_1^2}{\gamma_0^2} + \alpha_1 \right)} d\lambda, \quad (39)$$

$$P_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\left(\lambda + \frac{\mu_{\text{solo}}}{\mu_0} \alpha_1\right) e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\left(\lambda + \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}} \alpha_1\right) \left(\frac{\lambda \gamma_1^2}{\gamma_0^2} + \alpha_1\right)} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda. \quad (40)$$

As variáveis α_1 , γ_0^2 e γ_1^2 são dadas na equação (18).

2.3.2.2 Modelo de Tesche

Tesche (1992) propõe um modelo aproximado que estabelece uma relação entre o cálculo da admitância do solo e o cálculo da impedância do solo ($\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$), dado por (Tesche, 1992):

$$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) \approx \gamma_{\text{solo}}^2(\omega) (\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega))^{-1}, \quad (41)$$

sendo, $\gamma_{\text{solo}}^2(\omega) = \gamma_1^2 - \gamma_0^2$, em que, γ_1^2 e γ_0^2 são dadas na equação (18).

2.3.2.3 Modelo de Pettersson (forma fechada)

Para o cálculo da admitância do solo Pettersson (1994) propôs equações aproximadas na forma fechada logarítmica, que são dadas por (Pettersson, 1994, 1999):

$$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) = j\omega(\mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega))^{-1}, \quad (42)$$

onde:

$$P_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = \frac{1}{(n^2 + 1)\pi \epsilon_0} \ln \left[1 + \frac{n^2 + 1}{2h_i \beta} \right], \quad (43)$$

$$P_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = \frac{1}{(n^2 + 1)\pi \epsilon_0} \ln \frac{\sqrt{\left((h_i + h_j) + \frac{n^2 + 1}{\beta}\right)^2 + r_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i + h_j)^2 + r_{ij}^2}}, \quad (44)$$

sendo, β e n definidos na equação (31).

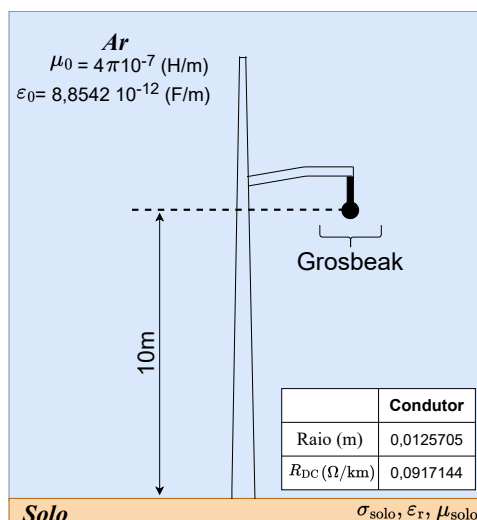
Todas as formulações apresentadas para o cálculo da impedância e da admitância do solo estão resumidas nas Tabelas 13 e 14 no Apêndice A.

2.4 Resultados numéricos dos parâmetros da LT

Para realizar as simulações de cada parâmetro da linha de transmissão apresentados anteriormente, é considerada uma LT monofásica, conforme ilustrado na Figura 10. As características desta linha são as seguintes: (i) uso de um condutor do tipo *Grosbeak* ACSR 636 MCM 26/7 com raio de 0,0125705 m; (ii) o condutor está posicionado a uma altura de 10 m em relação ao solo; (iii) a permeabilidade do solo é considerada igual a $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m; (iv) a condutividade do solo é mantida constante em 0,001 S/m. Os resultados obtidos abrangem uma faixa de

frequência que varia de 1 Hz a 10 MHz.

Figura 10 - LT monofásica usada nas simulações.

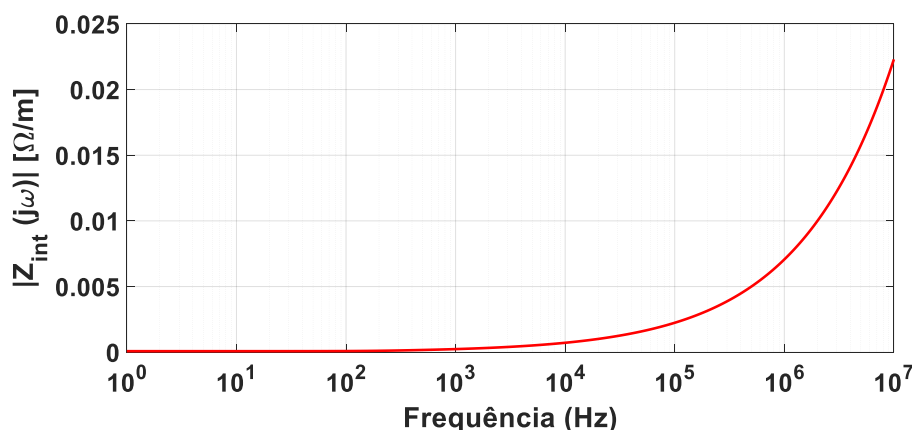


Fonte: Autoria própria.

São mostradas as impedâncias interna, externa, do solo e longitudinal, e as admitâncias externa, do solo e transversal, calculadas considerando as formulações previamente discutidas.

A primeira simulação realizada consiste na determinação da impedância interna utilizando a equação (3). A Figura 11 apresenta a magnitude da impedância interna. Nota-se dessa figura que, até aproximadamente 1 kHz, a magnitude da impedância interna permanece praticamente constante. No entanto, a partir dessa frequência, a magnitude aumenta com o incremento da frequência, atingindo valores máximos de cerca de 0,022 Ω/m.

Figura 11 - Impedância interna.

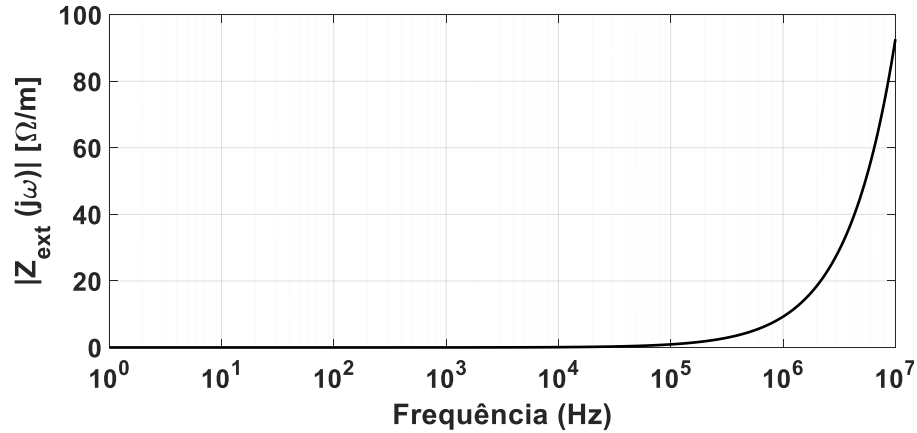


Fonte: Autoria própria.

A impedância externa é calculada utilizando a equação (5) e a curva de sua magnitude pode ser vista na Figura 12. A análise dessa figura revela que a curva da impedância externa aumenta consideravelmente em frequências elevadas, começando em torno de 100 kHz. Anteriormente a esse ponto, seu valor era praticamente nulo. Para a frequência máxima simulada de 10 MHz,

$Z_{\text{ext}}(\omega)$ atingiu $90 \Omega/\text{m}$. Em comparação com o valor máximo obtido pela impedância interna, isso representa quase 1000 vezes mais. Consequentemente, é esperado que a impedância externa tenha uma influência mais significativa no cálculo total da impedância longitudinal.

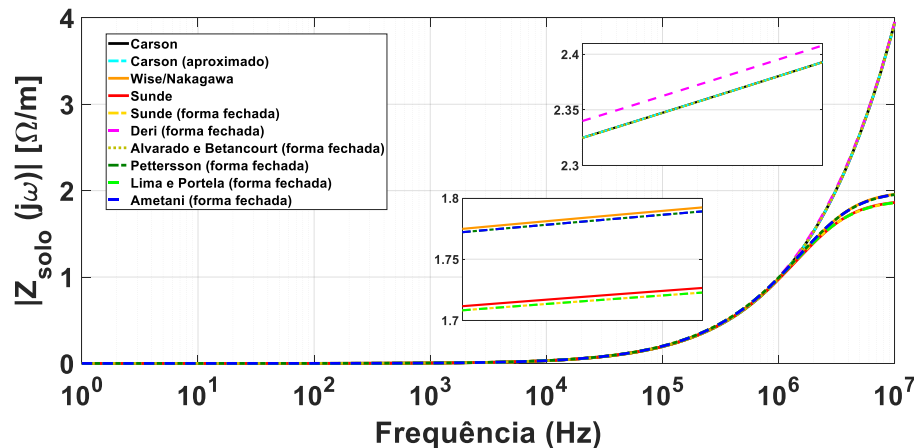
Figura 12 - Impedância externa.



Fonte: Autoria própria.

A impedância do solo é simulada para os seguintes modelos: Carson (7), Carson (aproximado) (9), Wise/Nakagawa (16), Sunde (19), Sunde (forma fechada) (22), Deri (forma fechada) (24), Alvarado e Betancourt (forma fechada) (27), Pettersson (forma fechada) (29), Lima e Portela (forma fechada) utilizando (24) e considerando p_c de (32), e por último Ametani (forma fechada) utilizando (24) e considerando p_c de (33). As equações de Wise/Nakagawa, Sunde, Sunde (forma fechada), Pettersson (forma fechada), Lima e Portela (forma fechada) e Ametani (forma fechada) são simuladas considerando $\epsilon_r = 10$, valor típico de solos de areia saturada (Rhebergen *et al.*, 2002). Por outro lado, as demais equações, por serem equações de Carson ou suas derivadas, negligenciam as correntes de deslocamento do solo. A Figura 13 ilustra a magnitude da impedância do solo.

Figura 13 - Impedância do solo.



Fonte: Autoria própria.

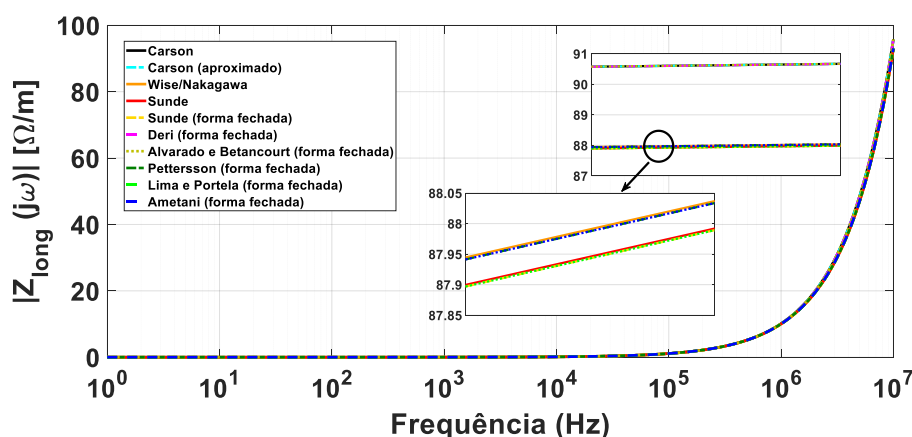
Conforme observado na Figura 13, em baixas frequências, a magnitude da impedância do

solo permanece próxima de zero e praticamente constante para todos os modelos até aproximadamente 50 kHz. Acima dessa frequência, a magnitude da impedância do solo aumenta significativamente. A partir de cerca de 2 MHz, assume valores mais elevados e concordantes (em torno de 4 Ω/m) para os modelos de Carson e para aqueles que aproximam as integrais de Carson na forma fechada (Deri e Alvarado e Betancourt). Esse comportamento ocorre devido ao fato desses modelos negligenciarem as correntes de deslocamento do solo, o que não reflete a realidade prática, já que o solo é afetado e pode ser interpretado como um meio dielétrico.

Já os modelos de Wise/Nakagawa, Sunde e aqueles que incorporam aproximações na forma fechada (Sunde, Pettersson, Lima e Portela e Ametani) exibem valores de magnitude da impedância do solo para altas frequências que são bastante semelhantes entre si. Esses valores atingem 1,95 Ω/m para os modelos de Wise/Nakagawa, Pettersson (forma fechada) e Ametani (forma fechada), e 1,86 Ω/m para os modelos de Sunde, Sunde (forma fechada) e Lima e Portela (forma fechada). Essa pequena diferença, que se torna mais evidente após 1 MHz, pode ser atribuída ao fato de que os modelos de Sunde, Sunde (forma fechada) e Lima e Portela (forma fechada), de acordo com Ametani *et al.* (2014), não levam em consideração os efeitos de propagação, adotando $\varepsilon_{\text{solo}} = \varepsilon_r \varepsilon_0$. Com base nessas considerações, pode-se concluir que os modelos que consideram as correntes de deslocamento do solo e os efeitos de propagação fornecem resultados mais coerentes, pois são modelos com menos restrições.

A impedância longitudinal é simulada considerando a soma da impedância interna, a impedância externa e a impedância do solo, conforme equação (1). Na Figura 14 é mostrada a magnitude da impedância longitudinal.

Figura 14 - Impedância longitudinal.



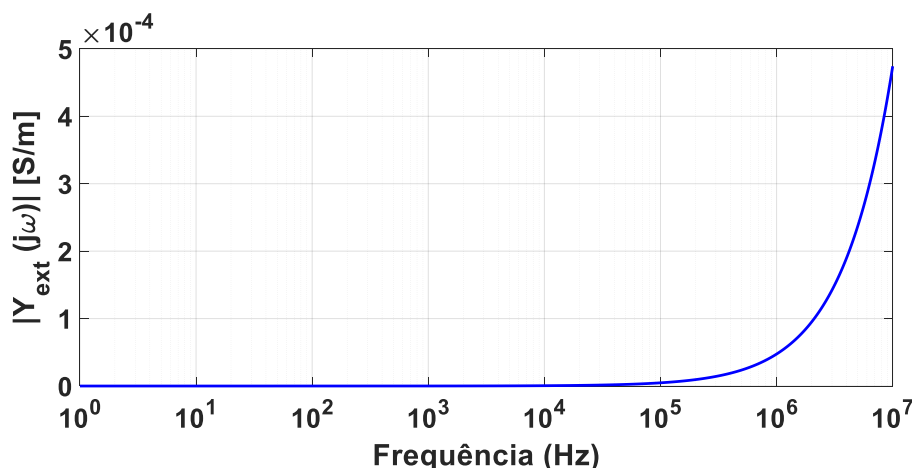
Fonte: Autoria própria.

A impedância longitudinal, conforme ilustrado na Figura 14, apresenta curvas de resposta bastante semelhantes às observadas na Figura 12. Tal semelhança é atribuída à soma das impedâncias interna, externa e do solo, como evidenciado pelas Figuras 11, 12 e 13. Nessas figuras, observa-se que para frequências em torno de 10 MHz, a magnitude das impedâncias interna e do solo atinge valores máximos de 0,022 Ω/m e 4 Ω/m , respectivamente, enquanto a

impedância externa alcança $90 \Omega/\text{m}$. Portanto, a impedância externa exerce maior impacto na impedância longitudinal. Adicionalmente, ao aplicar um zoom na figura, observa-se um padrão semelhante ao visto na Figura 13, em que os modelos de Carson, Carson (aproximado), Deri (forma fechada) e Alvarado e Betancourt (forma fechada) exibem valores superiores (em torno de $90,5 \Omega/\text{m}$) em comparação aos modelos de Wise/Nakagawa, Sunde, Sunde (forma fechada), Pettersson (forma fechada), Lima e Portela (forma fechada) e Ametani (forma fechada).

A admitância externa é simulada considerando as equações (35) e (36), e sua magnitude é apresentada na Figura 15. Pode-se notar dessa figura que a magnitude da admitância externa é diretamente proporcional à frequência, atingindo um valor máximo de aproximadamente $4,7 \times 10^{-4} \text{ S/m}$.

Figura 15 - Admitância externa.



Fonte: Autoria própria.

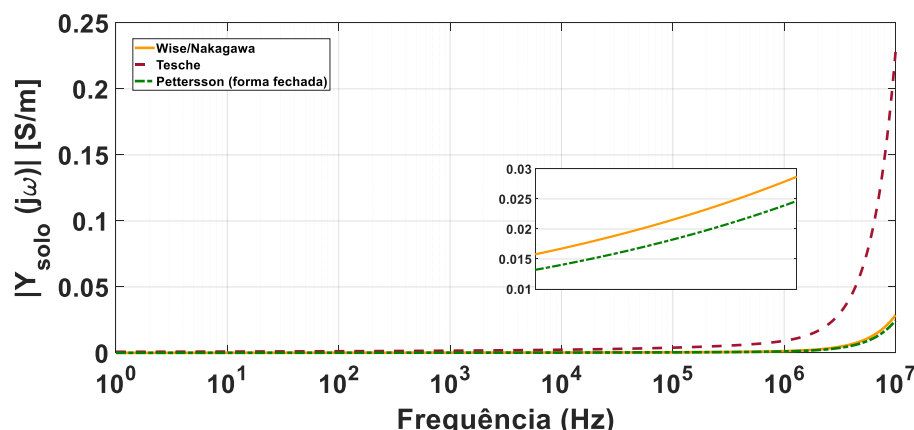
A admitância do solo é simulada para os modelos de Wise/Nakagawa (38) e (39), Tesche (41), e Pettersson (forma fechada) (42) e (43). A magnitude dessas admitâncias é apresentada na Figura 16. O modelo de Tesche utiliza a impedância do solo na equação e, para esta simulação, a impedância do solo considerada é a de Wise/Nakagawa (16). Assim, todos os modelos operam com $\epsilon_r = 10$.

Observando a Figura 16, verifica-se que as curvas de resposta dos modelos de Wise/Nakagawa e Pettersson (forma fechada) são semelhantes e atingem o valor máximo de aproximadamente $0,025 \text{ S/m}$. Já o modelo de Tesche, até aproximadamente 100 kHz , apresenta resultados semelhantes aos dos outros dois modelos. No entanto, acima dessa frequência, seu valor aumenta significativamente em comparação aos demais, alcançando o valor máximo de aproximadamente $0,22 \text{ S/m}$.

A admitância transversal é simulada utilizando a equação (34). A Figura 17 apresenta a magnitude da admitância transversal.

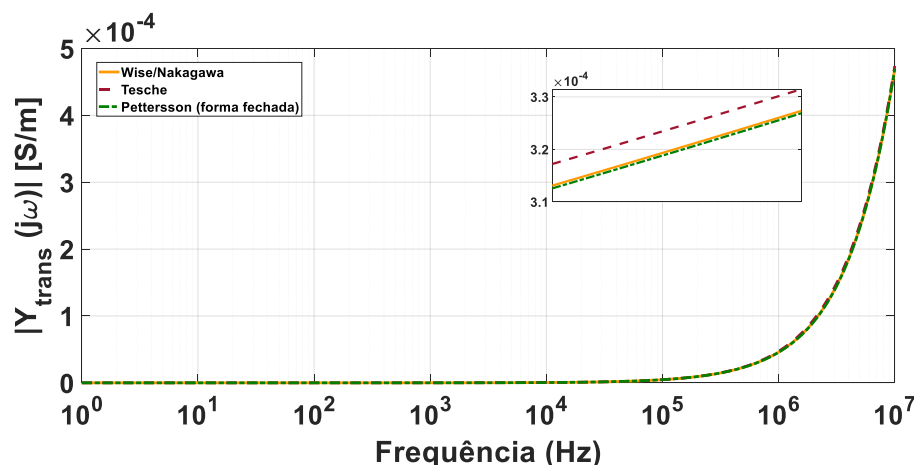
As curvas para a admitância transversal, conforme apresentado na Figura 17, são muito

Figura 16 - Admitância do solo.



Fonte: Autoria própria.

Figura 17 - Admitância transversal.



Fonte: Autoria própria.

semelhantes à resposta mostrada para a admitância externa, tanto em termos de comportamento quanto de valores numéricos. Ao ampliar a visualização dessa figura, observa-se que o mesmo comportamento em relação aos modelos é reproduzido, no qual o modelo de Tesche se destaca em comparação aos demais.

As conclusões obtidas a partir das simulações realizadas são: (i) para a impedância do solo, os modelos de Carson e os que aproximam as integrais de Carson na forma fechada (Deri e Alvarado e Betancourt) apresentam mais limitações, uma vez que negligenciam as correntes de deslocamento do solo; (ii) os modelos de Wise/Nakagawa, Sunde e suas variações na forma fechada (Sunde, Pettersson, Lima e Portela e Ametani) mostram-se mais coerentes, pois não negligenciam as correntes de deslocamento; (iii) entre os modelos com menos restrições, aqueles calculados com integrais infinitas (Wise/Nakagawa e Sunde), ou seja, que não utilizam aproximações logarítmicas, podem ser considerados mais precisos em seus resultados; (iv) entre os modelos de Wise/Nakagawa e Sunde, o de Wise/Nakagawa é a opção com menos limitações para ser utilizada, já que, conforme estudado em Ametani *et al.* (2014), a consideração de que

$\epsilon_{\text{solo}} = \epsilon_r \epsilon_0$ é incorreta por não considerar o efeito de propagação; (v) para a admitância do solo, todos os modelos consideram as correntes de deslocamento, entretanto, os modelos de Tesche e Pettersson são aproximações, sendo o modelo de Wise/Nakagawa o mais coerente para ser utilizado; (vi) as formulações utilizadas neste trabalho para o cálculo da impedância e da admitância do solo são as propostas por Wise/Nakagawa.

2.5 Síntese do capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os modelos e métodos numéricos que possibilitam o cálculo dos parâmetros de uma LT. Esses parâmetros incluem a impedância longitudinal, obtida pela soma das impedâncias interna, externa e do solo, e a admitância transversal, calculada a partir das admitâncias externa e do solo.

Para o cálculo da impedância e da admitância do solo, diversos modelos são propostos na literatura. Neste capítulo, foram demonstradas as formulações de Carson, Carson (aproximado), Wise/Nakagawa, Sunde, Sunde (forma fechada), Deri (forma fechada), Alvarado e Betancourt (forma fechada), Pettersson (forma fechada), Lima e Portela (forma fechada) e Ametani (forma fechada) para a impedância do solo. Além disso, foram abordados os modelos de Wise/Nakagawa, Tesche e Pettersson (forma fechada) para a admitância do solo.

Adicionalmente, as simulações de cada parâmetro e equacionamento foram apresentadas considerando uma LT monofásica. A análise dos resultados permitiu compreender as principais discrepâncias entre as formulações, e concluir que para o cálculo da impedância e da admitância do solo o modelo de Wise/Nakagawa é o mais coerente e que possui menos restrições para aplicação prática.

3 PARÂMETROS DO SOLO DEPENDENTES DE FATORES AMBIENTAIS E DA FREQUÊNCIA

3.1 Introdução

A operação dos sistemas de potência é consideravelmente influenciada pelo solo onde estão localizados. O solo consiste em matéria orgânica, umidade e minerais, organizados em uma camada homogênea ou estratificada, como ilustrado na Figura 18. Em termos de suas propriedades eletromagnéticas, o solo é caracterizado pela condutividade (σ_{solo}) ou resistividade ($\rho_{\text{solo}} = 1/\sigma_{\text{solo}}$), permissividade (ϵ_{solo}) e permeabilidade (μ_{solo}).

Figura 18 - Solo estratificado.



Fonte: Adaptado de Constructor (2021).

Nos estudos de transitórios eletromagnéticos e na maioria dos programas do tipo EMTP, os parâmetros do solo tem sido tipicamente modelados como constantes (independentes da frequência). O valor da condutividade do solo (σ_{solo}) é baseado em medições com instrumentos que utilizam sinais de baixa frequência (dada como σ_0). O valor da permissividade relativa (ϵ_r) é geralmente escolhido dentro do intervalo de 2 a 40, dependendo do teor de umidade do solo. Enquanto a permeabilidade do solo (μ_{solo}) é praticamente invariável, sendo adotada como aproximadamente a do vácuo ($\mu_{\text{solo}} \approx \mu_0$) (CIGRE, 2019). No entanto, a literatura científica indica que tanto a condutividade do solo quanto a permissividade relativa são significativamente afetadas por fatores ambientais como umidade e porosidade, bem como pela frequência das ondas eletromagnéticas incidentes no solo (Li *et al.*, 2016). Além disso, a maioria dos solos reais possui uma estrutura estratificada natural, característica resultante de seu processo de formação (Whelan; Hanratty; Morgan, 2010).

Dessa forma, neste capítulo, são apresentados os modelos propostos na literatura técnica para calcular σ_{solo} e ϵ_r de solos homogêneos, levando em conta a dependência em relação à frequência, teor de umidade e porosidade. Para solos estratificados, os modelos estudados calculam a condutividade do solo e a constante de propagação, considerando uma equivalência de solo estratificado. Adicionalmente, são apresentados os resultados numéricos, nos quais são simuladas a condutividade do solo, a permissividade relativa, a constante de propagação e a impedância e admitância do solo para cada modelo.

3.2 Parâmetros do solo dependentes da frequência

A condutividade do solo e a permissividade relativa (parâmetros do solo) são dependentes da frequência (Visacro; Portela, 1987). A origem física dessa dependência está relacionada aos diversos processos de polarização e perdas associadas que se manifestam no solo (Daniel, 1967). Quando um campo elétrico ($\vec{E}$) variável no tempo penetra o solo, induz corrente elétrica. A densidade total da corrente elétrica ($\vec{J}_{\text{total}}$) no solo devido ao campo elétrico externo é dada pela soma da densidade da corrente de condução ($\vec{J}_c$) e da densidade da corrente de deslocamento ($\vec{J}_d$), e está relacionada com o rotacional do campo magnético ($\vec{H}$) pela lei de Ampère-Maxwell, como (Alípio; Visacro, 2014):

$$\vec{J}_{\text{total}} = \vec{J}_c + \vec{J}_d = \vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma_0 \vec{E} + j\omega \epsilon_r \vec{E}, \quad (45)$$

onde, σ_0 [S/m] é a condutividade medida em baixa frequência, considerada como um número real associado com a capacidade do solo de transportar cargas elétricas e às perdas geradas no processo de condução. A permissividade relativa, diferente de σ_0 é dada por um número complexo, escrita como (Alípio; Visacro, 2014):

$$\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r, \quad (46)$$

sendo, ϵ'_r a parte real da permissividade relativa e ϵ''_r a parte imaginária. A permissividade envolve dipolos elétricos, que com um campo elétrico alternado aplicado tendem a se alinhar com a direção do campo. Esse alinhamento cria uma polarização, que aumenta a capacidade do solo de armazenar energia elétrica. A parte real da permissividade relativa (ϵ'_r) está relacionada com essa capacidade do solo de se polarizar e armazenar energia. Durante o processo de polarização, devido ao atrito sofrido pelos dipolos à medida que eles se alinham, ocorrem perdas que representam a parte da energia do campo elétrico aplicado que é dissipada como calor. A parte imaginária da permissividade relativa (ϵ''_r) está relacionada a essas perdas (Alípio; Visacro, 2014; CIGRE, 2019). Em meios heterogêneos como o solo, diversos tipos de polarização podem ocorrer, como a polarização interfacial, dipolar, atômica e eletrônica.

Para alguns materiais, como o solo, a frequência do campo elétrico aplicado causa uma variação significativa na permissividade. Em frequências mais altas, os dipolos elétricos no solo não conseguem acompanhar rapidamente a alternância do campo elétrico, resultando em uma redução da polarização e, conseqüentemente de ϵ'_r . Assim, a parte real da permissividade diminui à medida que a frequência aumenta. Por outro lado, o valor de ϵ''_r se eleva em altas frequências, ocorrendo um aumento nas perdas por ciclo (Alípio; Visacro, 2014; CIGRE, 2019). Ao incorporar a permissividade relativa complexa na equação (45), tem-se (CIGRE, 2019):

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma_0 \vec{E} + j\omega(\epsilon'_r - j\epsilon''_r) \vec{E}, \quad (47)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = (\sigma_0 + \omega \epsilon_r'') \vec{E} + j\omega \epsilon_r' \vec{E}, \quad (48)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma_{\text{solo}} \vec{E} + j\omega \epsilon_r' \vec{E}, \quad (49)$$

onde, σ_{solo} [S/m] é a condutividade efetiva do solo.

De acordo com as equações (45)-(49), o aumento de σ_{solo} é impulsionado pelo produto $\omega \epsilon_r''$. Além disso, com base nas relações de Kramers-Kronig, pode-se deduzir que a variação da frequência da condutividade do solo e da permissividade relativa está interligada (Alípio; Visacro, 2014).

No decorrer dos anos, pesquisadores têm proposto modelos e equações na literatura para tentar quantificar a influência da frequência nos parâmetros do solo. A seguir, apresenta-se uma revisão bibliográfica cronológica das principais contribuições científicas para a obtenção dos parâmetros do solo dependentes da frequência, junto com seus respectivos equacionamentos.

3.2.1 Smith-Rose (SR)

Os primeiros registros na literatura científica sobre medições laboratoriais aparecem por volta de 1930 (Ratcliffe; White, 1930; Strutt, 1930). Entretanto, o primeiro conjunto sistemático de medições de um número significativo de amostras de solo surge em 1933, quando Smith-Rose (1933) apresenta resultados de um método laboratorial para determinar a condutividade do solo e a permissividade relativa. Nesse método, uma amostra de solo é considerada como dielétrico e é colocada em um pequeno condensador fixo. A capacitância (C_s) é medida utilizando um circuito ressonante composto por uma bobina e um capacitor de valor variável. A permissividade relativa é obtida a partir do valor da capacitância (C_s) e da capacitância tendo o ar como dielétrico (C_a). A condutividade do solo é determinada pela relação entre a condutância e a capacitância do recipiente. As medições são realizadas em amostras de solo de doze regiões da Inglaterra e Escócia, em seis frequências diferentes, entre 100 kHz e 10 MHz. Os resultados mostram um aumento da condutividade do solo conforme a frequência cresce, enquanto a permissividade relativa diminui com o aumento da frequência, tendendo a valores assintóticos. O autor conclui que, dentro de certos limites, o modelo pode ser usado para estimar os parâmetros do solo em algumas frequências distintas. No entanto, a confiabilidade dos resultados é questionada devido aos valores incomuns obtidos para a permissividade relativa quando algumas medições são estendidas para a frequência de 50 Hz. O autor sugere que esses valores incomuns podem ser atribuídos à formação de uma película fina de polarização na superfície dos eletrodos de medição. Este modelo não possui expressões para o cálculo da condutividade do solo e permissividade relativa.

3.2.2 Scott (S)

O primeiro modelo encontrado na literatura científica que apresenta formulações para o cálculo dos parâmetros do solo dependentes da frequência é o modelo de Scott, desenvolvido entre 1964 e 1967. Scott publicou três trabalhos (Scott; Carroll; Cunningham, 1964; Scott, 1966; Scott; Carroll; Cunningham, 1967) com o objetivo de reduzir os erros proporcionados pela polarização interfacial na medição dos parâmetros do solo. Os autores propõem o uso de dois eletrodos compreendidos de placas de platina e mata-borrões saturados com uma suspensão aquosa de prata e cloreto de prata para melhorar a precisão das medições da permissividade relativa e condutividade do solo. As medições são realizadas em frequências de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz, usando amostras de rocha e solo. No procedimento de medição da impedância, emprega-se cubas cilíndricas e pontes de capacitores e de resistores. Com base nos resultados, são elaboradas equações empíricas para a condutividade do solo e para a permissividade relativa por meio de correlações estatísticas realizadas computacionalmente. Os autores concluem que a equação empírica para a permissividade relativa oferece benefícios práticos, uma vez que não há uma técnica de campo simples e econômica disponível para medir esse parâmetro. Além disso, as amostras de rocha ou solo utilizadas nas medições laboratoriais raramente correspondem às grandes massas heterogêneas encontradas na natureza. Os autores também reconhecem que há alguma dispersão estatística nos resultados dos parâmetros do solo, porém não apresentam nenhum procedimento para levá-la em consideração. As expressões para condutividade do solo e para permissividade relativa em função da frequência são dadas por (Scott, 1966):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = 10^{K_1}, \quad (50)$$

$$\epsilon_r(f) = 10^{D_1}, \quad (51)$$

onde:

$$K_1 = 0,028 + 1,098 \log_{10}(\sigma_0) - 0,068 \log_{10}(f) + 0,036 \log_{10}^2(\sigma_0) - 0,046 \log_{10}(f) \log_{10}(\sigma_0) + 0,018 \log_{10}^2(f), \quad (52)$$

$$D_1 = 5,491 + 0,946 \log_{10}(\sigma_0) - 1,097 \log_{10}(f) + 0,069 \log_{10}^2(\sigma_0) - 0,114 \log_{10}(f) \log_{10}(\sigma_0) + 0,067 \log_{10}^2(f), \quad (53)$$

sendo, σ_0 [mS/m] a condutividade do solo em baixas frequências (valor medida a 100 Hz).

3.2.3 Longmire e Smith (LS)

Em 1975, desenvolveu-se o primeiro modelo semi teórico visto na literatura científica para calcular os parâmetros do solo dependentes da frequência. Esse modelo é proposto por Long-

mire e Smith (1975) e recebe o nome de *Universal Soil Model*. Nesse modelo, os autores agrupam três recursos de outros estudos: (i) abordagem no domínio do tempo para solucionar as equações de Maxwell em solos dispersivos de Longmire e Longley (1971); (ii) dados experimentais de laboratório de Scott (1966), Scott, Carroll e Cunningham (1967), na faixa de 100 Hz a 1 MHz; (iii) dados de Wilkenfeld na faixa de 1 MHz a 200 MHz (esses dados são referenciados como uma comunicação particular). A abordagem de Longmire e Longley (1971) é escolhida porque é fundamentada no fato de que um volume unitário de solo pode ser modelado por uma rede RC. Os dados de Wilkenfeld são empregados devido à sua concordância com as curvas de Scott e à sua compatibilidade com o modelo de circuito RC. Com base na associação desses recursos, os autores derivam analiticamente a admitância complexa da rede RC (com 13 ramos) e, em seguida, relacionam suas partes reais com a condutividade do solo e suas partes imaginárias com a permissividade relativa. Os parâmetros do solo são definidos para corresponderem às curvas obtidas por Scott, Carroll e Cunningham (1967). Apesar da representação do solo por uma rede RC ser coerente, a obtenção da condutividade do solo e da permissividade relativa é fundamentada em uma série de hipóteses questionáveis. As expressões derivadas resultantes são dadas como (Longmire; Smith, 1975):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + 2\pi\epsilon_0 \sum_{i=1}^{13} \alpha_i F_i \frac{\left(\frac{f}{F_i}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{F_i}\right)^2}, \quad (54)$$

$$\epsilon_r(f) = \epsilon_\infty + \sum_{i=1}^{13} \frac{\alpha_i}{1 + \left(\frac{f}{F_i}\right)^2}, \quad (55)$$

sendo, σ_0 dado em [S/m], $\epsilon_\infty = 5$ o limite de alta frequência da permissividade relativa (Longmire; Smith, 1975) e o coeficiente F_i é dado por:

$$F_i = (125\sigma_0)^{0,8312} \times 10^{i-1}. \quad (56)$$

Os coeficientes α_i 's são dados na Tabela 2.

Tabela 2 - Coeficientes α_i para (54) e (55).

i	α_i	i	α_i
1	$3,4 \times 10^6$	8	$1,25 \times 10^1$
2	$2,74 \times 10^5$	9	$4,8 \times 10^0$
3	$2,58 \times 10^4$	10	$2,17 \times 10^0$
4	$3,38 \times 10^3$	11	$9,8 \times 10^{-1}$
5	$5,26 \times 10^2$	12	$3,92 \times 10^{-1}$
6	$1,33 \times 10^2$	13	$1,73 \times 10^{-1}$
7	$2,72 \times 10^1$		

Fonte: Adaptado de Longmire e Smith (1975).

3.2.4 Messier (M)

Entre os anos de 1980 e 1985, Messier produziu dois trabalhos (Messier, 1980, 1985). O objetivo principal desses trabalhos é desenvolver uma solução alternativa de ajuste de curva para os dados publicados por Scott. Contudo, durante esse procedimento, um modelo empírico para calcular os parâmetros do solo é elaborado. As equações resultantes precisam de apenas dois parâmetros, ϵ_∞ , que representa o limite em altas frequências da permissividade relativa, e σ_0 que é a condutividade medida em baixas frequências (obtida em 100 Hz). Messier conclui que seu modelo oferece resultados causais, satisfazendo as relações de Kramers-Kronig, e que seus resultados apresentam boa concordância com os de Scott. Essas expressões são escritas como (Papadopoulos *et al.*, 2020b):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + \sqrt{4\pi f \sigma_0 \epsilon_\infty \epsilon_0}, \quad (57)$$

$$\epsilon_r(f) = \epsilon_\infty + \sqrt{\frac{\sigma_0 \epsilon_\infty}{\pi f \epsilon_0}}, \quad (58)$$

onde, σ_0 é dado em [S/m], $\epsilon_\infty = 8$ (Papadopoulos *et al.*, 2020b).

3.2.5 Visacro e Portela (VP)

Baseado em medições realizadas para três tipos solo, Visacro e Portela (1987) apresentam equações para calcular a condutividade do solo e permissividade relativa. Para essas medições, amostras de solo são compactadas em cubas de dois tamanhos (0,19 m e 0,95 m), com variação controlada de umidade por meio da adição de água destilada (entre 15% e 2,5%), e tensões senoidais são aplicadas entre os terminais condutores (8 a 20 V de amplitude). A impedância é determinada a partir da amplitude e da defasagem entre a queda de tensão e a corrente decorrentes dessas medições em vinte e seis frequências distintas, variando de 40 Hz e 2 MHz.

Devido à detecção de um efeito de polarização interfacial em algumas medições, os autores adotam um procedimento que envolve a comparação das medições em amostras de diferentes comprimentos. A condutividade do solo e a permissividade relativa são determinadas analiticamente a partir da impedância obtida e da aplicação desse procedimento. Os resultados finais apontam que a condutividade do solo e permissividade relativa possuem uma dependência mais pronunciada em relação à frequência, em comparação com trabalhos anteriores. Apesar dos bons resultados, os autores concluem que não é apropriado generalizá-los, pois o número de amostras estudadas é limitado. Além disso, destacam a necessidade de caracterizar os parâmetros do solo em uma faixa de frequência em que ocorrem os fenômenos transitórios. As expressões propostas são dadas por (Cavka; Mora; Rachidi, 2014):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 (f/100)^{0,072}, \quad (59)$$

$$\epsilon_r(f) = 2,34 \times 10^6 \sigma_0^{0,535} f^{-0,597}, \quad (60)$$

onde, σ_0 é dado em [S/m].

3.2.6 Portela (P)

Entre os anos de 1997 e 2002, Portela publicou quatro trabalhos (Portela, 1997, 1999, 2000, 2002). Desses trabalhos, um modelo que calcula os parâmetros do solo foi desenvolvido. Nesse modelo, são empregados procedimentos especiais na coleta de amostras, visando preservar sua estrutura natural e umidade. Medições em 68 amostras são conduzidas entre as frequências de 100 Hz a 2 MHz, utilizando o método de quatro eletrodos. A condutividade do solo e a permissividade relativa resultam das medições de corrente e queda de tensão da amostra de solo. Com o objetivo de analisar os resultados experimentais das medições, Portela baseia-se na abordagem de Longmire e Smith (1975), considerando que o solo pode ser representado por uma rede de ramos RC, porém com infinitos ramos RC. Adicionalmente, desenvolve análises estatísticas para lidar com a dispersão estatística dos resultados. Embora o modelo de Portela seja rigoroso na formulação e pioneiro na consideração da dispersão estatística da dependência do solo em relação à frequência, a determinação das constantes α e Δ_i levanta dúvidas sobre sua confiabilidade (CIGRE, 2019). O cálculo da condutividade do solo e da permissividade relativa são dados por (Portela, 1999):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + \Delta_i \left[\cot \left(\frac{\pi}{2} \alpha \right) \right] \left(\frac{f}{10^6} \right)^\alpha, \quad (61)$$

$$\epsilon_r(f) = \Delta_i \left(\frac{f}{10^6} \right)^\alpha \frac{1}{2\pi f \epsilon_0}, \quad (62)$$

sendo, σ_0 dado em [S/m], Δ_i o valor de $\omega\epsilon$ em 1 MHz e α um parâmetro ajustável dependente do modelo do solo. Os valores medianos $\Delta_i = 11,71$ mS/m e $\alpha = 0,706$ são adotados (Portela,

2002).

3.2.7 Visacro e Alípio (VA)

Visacro e Alípio conduziram dois estudos nos anos de 2011 e 2012, visando determinar os parâmetros do solo variáveis com a frequência (Visacro *et al.*, 2011; Visacro; Alípio, 2012). No estudo de 2011, é proposta uma metodologia experimental, onde todas as medições são executadas diretamente no campo. Já no trabalho de 2012, os autores testam essa metodologia em 31 tipos diferentes de solos, dos quais são derivadas equações empíricas para calcular a condutividade do solo e a permissividade relativa. Além disso, são considerados 34 solos como testes adicionais. A metodologia consiste em aplicar correntes impulsivas de baixa intensidade, com tempos de frente muito curtos, em um eletrodo horizontal aterrado em solos com resistividades de 50 a 9.100 $\Omega \cdot m$. Por meio desse eletrodo, são medidas a corrente, a tensão e a impedância, de onde os valores da condutividade do solo e da permissividade relativa são derivados analiticamente. Os resultados obtidos nesses dois trabalhos destacam a coerência dos resultados, uma vez que são extensivamente avaliados e comparados. Adicionalmente, o fato das medições serem realizadas diretamente no campo é uma vantagem significativa. A causalidade das expressões é afetada devido a um procedimento conservador, aplicado para evitar a superestimação da dispersão estatística. São propostas as seguintes equações para o cálculo da condutividade do solo e da permissividade relativa para uma faixa de frequência de 100 Hz a 4 MHz (Visacro; Alípio, 2012):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 \{1 + [1,2 \times 10^{-6} (1/\sigma_0)^{0,73}] [(f - 100)^{0,65}]\}, \quad (63)$$

$$\epsilon_r(f) = \begin{cases} 7,6 \times 10^3 f^{-0,4} + 1,3 & f \geq 10 \text{ kHz} \\ 7,6 \times 10^3 (10.000)^{-0,4} + 1,3 & f < 10 \text{ kHz} \end{cases}, \quad (64)$$

onde, σ_0 é dado em [S/m].

3.2.8 Alípio e Visacro (AV)

Alípio e Visacro (2014) propuseram um modelo causal semi teórico para obtenção da condutividade do solo e permissividade relativa dependentes da frequência. Esse modelo é desenvolvido a partir dos resultados de diversas medições realizadas pelos autores, juntamente com princípios eletromagnéticos. Por meio de três parâmetros (ϵ_∞ , ξ e $h(\sigma_0)$) presentes nas expressões do modelo, é possível aplicar três níveis diferentes de conservadorismo. Isso permite levar em consideração potenciais incertezas em relação à estrutura elétrica do solo e também a dispersão estatística da dependência do solo em relação à frequência. Os autores comparam os resultados do modelo proposto aos do modelo Visacro e Alípio (2012), alcançando boa concordância. Com isso, concluem que o modelo é consistente e original. As expressões resultantes

desse modelo para uma faixa de frequência de 100 Hz a 4 MHz são escritas como (Alípio; Visacro, 2014):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + \sigma_0 \times h(\sigma_0) \left(\frac{f}{1\text{MHz}} \right)^{\xi}, \quad (65)$$

$$\varepsilon_r(f) = \frac{\varepsilon'_\infty}{\varepsilon_0} + \frac{\tan(\pi\xi/2) \times 10^{-3}}{2\pi\varepsilon_0(1\text{MHz})^{\xi}} \sigma_0 \times h(\sigma_0) f^{\xi-1}, \quad (66)$$

onde, σ_0 é dado em [mS/m] e as variáveis $h(\sigma_0)$, ξ e $\varepsilon'_\infty/\varepsilon_0$ são dadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros do modelo causal de Alípio e Visacro.

	$h(\sigma_0)$	ξ	$\varepsilon'_\infty/\varepsilon_0$
Resultados médios	$1,26(\sigma_0)^{-0,73}$	0,54	12
Resultados relativamente conservadores	$0,95(\sigma_0)^{-0,73}$	0,58	8
Resultados conservadores	$0,70(\sigma_0)^{-0,73}$	0,62	4

Fonte: Adaptado de Alípio e Visacro (2014).

3.2.9 Datsios e Mikropoulos (DM)

O trabalho mais recente que propõe expressões para o cálculo dos parâmetros do solo por meio de medições experimentais de laboratório é o de Datsios e Mikropoulos (2019). Nesse modelo, amostras de solos arenosos com teor de água variável são empregadas, utilizando arranjos protegidos de dois eletrodos. As medições em amostras secas são realizadas após a secagem das amostras a 110°C por pelo menos 12 horas, seguida pelo armazenamento em recipientes herméticos junto com dessecantes de sílica gel. Já as medições em amostras úmidas são conduzidas usando água desionizada de alta pureza, alterando o conteúdo gravimétrico de água em etapas de 2,5% até a saturação. Um processo meticuloso de agitação é utilizado para obter uma amostra completamente uniforme. Cada uma das medições é cuidadosamente compactada para evitar a criação de bolsas de ar e garantir um bom contato com os eletrodos. São realizados cinco testes sucessivos para as amostras secas e três para as amostras úmidas, com cada tipo de solo, a partir dos quais são calculados os valores da permissividade relativa e da condutividade do solo. Uma frequência de excitação crítica também é determinada entre frequências de aproximadamente 100 Hz a 3 kHz, baseando-se no gráfico de Nyquist, acima do qual as medições indicam que a permissividade relativa não é afetada por fenômenos de polarização de eletrodo. Com os resultados obtidos, os autores concluem que a frequência crítica é maior para menores tamanhos de grão e para maior teor de água, variando de acordo com uma lei de potência. Além disso, observam que a permissividade relativa diminui com o aumento da frequência, enquanto a condutividade do solo aumenta, atribuindo isso ao relaxamento distribuído do mecanismo de polarização interfacial associado à natureza particulada do solo. As equações resultantes para

a condutividade do solo e permissividade relativa são escritas como (Datsios; Mikropoulos, 2019):

$$\sigma_{\text{solo}}(f) = f \times 10^{-6} (\sigma_0 + 0,65\sigma_0^{0,43}) + [42 - 42(f - 42) \times 10^{-6}] [(\sigma_0/42) - (\sigma_0 + 0,65\sigma_0^{0,43}) \times 10^{-6}], \quad (67)$$

$$\epsilon_r(f) = \begin{cases} 1,24\sigma_0^{0,415}\epsilon_\infty + (3.000/f)^K [4\sigma_0^{0,463}(2,9\epsilon_\infty - 3,8) - 1,24\sigma_0^{0,415}\epsilon_\infty] & f \geq 3\text{kHz} \\ 1,24\sigma_0^{0,415}\epsilon_\infty + 1^K [4\sigma_0^{0,463}(2,9\epsilon_\infty - 3,8) - 1,24\sigma_0^{0,415}\epsilon_\infty] & f < 3\text{kHz} \end{cases}, \quad (68)$$

onde, $\epsilon_\infty = 3,5$, $K = 0,537\sigma_0^{0,16}$ e σ_0 é dado em $[\mu\text{S/cm}]$ (Datsios; Mikropoulos, 2019).

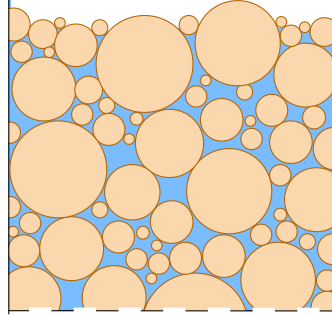
3.3 Parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade

Conforme mencionado anteriormente, os parâmetros do solo (σ_{solo} e ϵ_r) são significativamente influenciados pela frequência, devido aos vários processos de polarização nas moléculas do solo (Alípio; Visacro, 2014; Salvador *et al.*, 2020). Além disso, esses parâmetros também são afetados por fatores ambientais, como umidade, porosidade e composição química (CIGRE, 2019; Salarieh; De Silva; Kordi, 2020).

A quantidade de água presente no solo diz respeito ao teor de umidade, conforme Figura 19. Quanto maior a porcentagem de água, mais sais minerais e outros compostos iônicos são dissolvidos. Nos solos, a água preenche os espaços porosos (vazios de ar), formando uma rede interligada que facilita o deslocamento dos íons dissolvidos (Teixeira *et al.*, 2017). Tanto a condutividade do solo quanto a permissividade relativa aumentam com a maior quantidade de água presente no solo (Salarieh; De Silva; Kordi, 2020). A condutividade do solo está diretamente relacionada à presença e movimentação de íons dissolvidos na água. Quando a quantidade de água no solo aumenta, mais íons ficam disponíveis para conduzir corrente elétrica, o que resulta em um aumento na condutividade do solo. Em relação à permissividade relativa, esse fenômeno ocorre pois a água tem uma alta permissividade relativa em comparação com o ar ou os materiais sólidos no solo, então quando o solo absorve mais água, a presença dessa água aumenta a permissividade. Além disso, à medida que a quantidade de água aumenta, as moléculas tendem a se alinhar com o campo elétrico externo, o que contribui para uma maior resposta de polarização, e com isso, permitindo ao solo armazenar mais energia elétrica.

Vários pesquisadores têm proposto, na literatura científica, equações que incluem o teor de umidade em σ_{solo} e em ϵ_r , com base em extensivas medições realizadas em amostras de solo, tanto em campo quanto em laboratório, como detalhado em Scott, Carroll e Cunningham (1967), Longmire e Smith (1975) e Messier (1985). Neste estudo, as equações propostas por esses três autores são descritas a seguir.

Figura 19 - Amostra de solo representada por matéria orgânica e água.



Fonte: Autoria própria.

3.3.1 Scott (S)

A finalidade de Scott em seu trabalho é mitigar os erros que estão associados à polarização interfacial quando σ_{solo} e ϵ_r são medidos. Para tal finalidade, Scott conduz experimentos em 105 amostras de rocha e solo, empregando o método de dois eletrodos. A faixa de frequência considerada é de 100 Hz a 1 MHz, enquanto os níveis de umidade variam de 0,3% a 82% (Scott, 1966; Scott; Carroll; Cunningham, 1967). Adicionalmente, por meio do método dos mínimos quadrados, ajusta-se uma superfície matemática de segundo grau aos dados experimentais. Isso possibilita a obtenção das equações para a condutividade do solo e a permissividade relativa em função da frequência e do teor de umidade. Essas expressões são dadas por (Scott, 1966):

$$\sigma_{\text{solo}}(f, W) = 10^{\beta}, \quad (69)$$

$$\epsilon_r(f, W) = 10^{\alpha}, \quad (70)$$

onde:

$$\begin{aligned} \beta = -0,604 + 1,64 \log_{10}(W) - 0,062 \log_{10}(f) + 0,062 \log_{10}^2(W) - 0,07 \log_{10}(W) \log_{10}(f) \\ + 0,021 \log_{10}^2(f), \end{aligned} \quad (71)$$

$$\begin{aligned} \alpha = 4,905 + 1,308 \log_{10}(W) - 0,971 \log_{10}(f) + 0,111 \log_{10}^2(W) - 0,168 \log_{10}(W) \log_{10}(f) \\ + 0,059 \log_{10}^2(f), \end{aligned} \quad (72)$$

sendo, W [%] o teor de umidade em porcentagem por volume de solo.

3.3.2 Longmire e Smith (LS)

Com o objetivo de calcular os parâmetros do solo, um modelo semi teórico chamado *Universal Soil Model* é desenvolvido em Longmire e Smith (1975). Para que isso seja possível, os pesquisadores utilizam o método no domínio do tempo, que soluciona as equações de Maxwell

em solos dispersivos, conforme detalhado no trabalho de Longmire e Longley (1971). Esse método baseia-se no fato de que cada elemento de volume do solo pode ser representado por uma rede RC. Além disso, os autores utilizam os dados experimentais publicados nos trabalhos de Scott (1966), Scott, Carroll e Cunningham (1967), e os dados fornecidos por Wilkenfeld. São consideradas cinco amostras de concreto e argamassa, com teores de umidade variando de 0,2% a 35%. Como resultado, uma admitância complexa é determinada a partir da rede RC. A parcela real da admitância complexa é associada à condutividade do solo e a parcela imaginária à permissividade relativa. Ambos parâmetros, em função da frequência e do teor de umidade, são dados por (Longmire; Smith, 1975):

$$\sigma_{\text{solo}}(f, W) = \sigma_0 + \epsilon_0 \sum_{i=1}^{13} \alpha_i \beta_i \frac{(\omega/\beta_i)^2}{1 + (\omega/\beta_i)^2}, \quad (73)$$

$$\epsilon_r(f, W) = \epsilon_\infty + \sum_{i=1}^{13} \frac{\alpha_i}{1 + (\omega/\beta_i)^2}, \quad (74)$$

onde, ϵ_∞ é definido como 5 (Longmire; Smith, 1975). Os parâmetros σ_0 e β_i são dados por:

$$\sigma_0 = 8 \times 10^{-3} (W/10)^{1,54}, \quad (75)$$

$$\beta_i = (W/10)^{1,28} 10^{i-1}. \quad (76)$$

Os coeficientes α_i são especificados na Tabela 2.

3.3.3 Messier (M)

A ideia principal de Messier em seus trabalhos é apresentar uma solução alternativa de ajuste de curva para os dados contidos nos estudos de Scott (Scott, 1966; Scott; Carroll; Cunningham, 1967). Ao longo desse processo, Messier desenvolve um modelo empírico destinado ao cálculo dos parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade (Messier, 1985). As equações propostas, para uma faixa de frequência de 100 Hz a 1 MHz são expressas como (Messier, 1985):

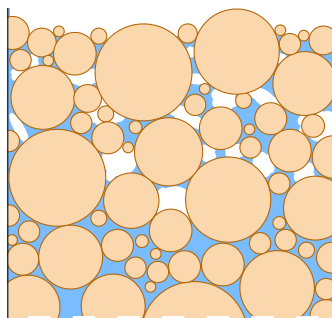
$$\sigma_{\text{solo}}(f, W) = \sigma_0 \left(1 + \sqrt{\frac{4\pi f \epsilon_0}{W^{1,54} \times 10^{-4,54}}} \right), \quad (77)$$

$$\epsilon_r(f, W) = 8 \left(1 + \sqrt{\frac{W^{1,54}}{\pi f \epsilon_0 \times 10^{4,54}}} \right). \quad (78)$$

3.4 Parâmetros do solo dependentes do teor de umidade e da porosidade

Conforme mostrado na Figura 18, o solo é composto por várias camadas de matéria orgânica, ademais, em sua composição, também são encontrados gases (principalmente lacunas de ar) e água, como pode ser visto na Figura 20.

Figura 20 - Amostra de solo representada por matéria orgânica, vazios de ar e água.



Fonte: Autoria própria.

A porosidade é uma propriedade física do solo que está relacionada com o volume de vazio, ou lacunas de ar, presente na amostra de solo (Teixeira *et al.*, 2017). Quando o solo é saturado, essas lacunas são preenchidas com água, tornando o solo dependente tanto da porosidade quanto do teor de umidade. Adicionalmente, solos mais porosos tendem a ser mais resistentes.

Um dos modelos mais antigos e mais utilizados na literatura científica para correlacionar a condutividade do solo com o teor de umidade em solos saturados é o proposto por Archie (1942). No entanto, esse modelo é considerado limitado devido à suposição de que a água que preenche os espaços porosos está em estado condutivo (Fu *et al.*, 2021).

Assim, ao longo dos anos, diversos pesquisadores têm proposto modelos que aprimoram a abordagem de Archie, considerando os parâmetros do solo como dependentes de diferentes variáveis (Rhoades; Raats; Prather, 1976; Ewing; Hunt, 2006; Ghanbarian *et al.*, 2014; Glover, 2017). Um desses modelos é o desenvolvido por Fu *et al.* (2021). Em seu trabalho, Fu *et al.* (2021) propõem uma forma geral do modelo de Archie, de onde é possível calcular a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade. Neste estudo, a formulação proposta por esses autores é apresentada a seguir.

3.4.1 Archie/Fu

Fu *et al.* (2021) apresentam um modelo para o cálculo da condutividade do solo em função do teor de umidade (W) e da porosidade (ϕ). Esse modelo considera o solo em condições secas e saturadas e inclui ainda teores de argila, areia e lama. O modelo é avaliado para 21 diferentes tipos de solos, variando as porcentagens de umidade e porosidade contidas no solo. Com os

resultados, os autores concluem que o modelo fornece um bom desempenho, visto que os erros ficam entre 0,7% e 29,8%. Além disso, acrescentam que o modelo é de fácil usabilidade e que avaliações adicionais podem ser realizadas para diferentes condições de solo. A formulação proposta é dada por (Fu *et al.*, 2021):

$$\sigma_{\text{solo}}(W, \phi) = \sigma_{\text{seco}} + \left(\frac{\sigma_{\text{sat}} - \sigma_{\text{seco}}}{\phi^2} - \eta \right) W^2 + \eta \phi W, \quad (79)$$

sendo:

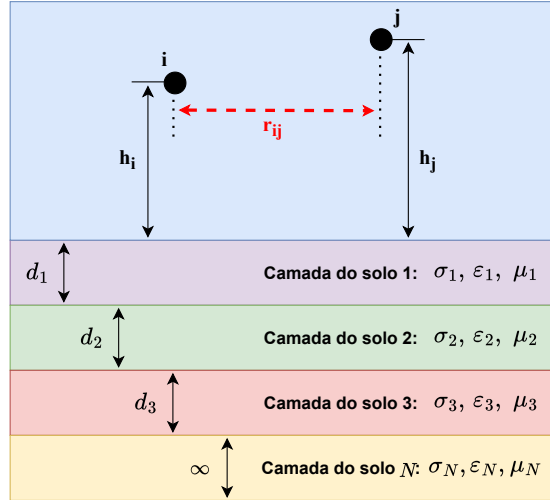
$$\eta = \alpha \frac{\delta_{\text{argila}}}{\delta_{\text{areia}} + \delta_{\text{lama}}} + \beta, \quad (80)$$

onde, σ_{seco} [S/m] e σ_{sat} [S/m] são a condutividade do solo nos estados seco e saturado. As variáveis δ_{argila} , δ_{areia} e δ_{lama} caracterizam as frações volumétricas de argila, areia e lama na amostra do solo. A variável ϕ [%] é a porosidade, enquanto, α e β são constantes ajustadas ($\alpha = 0,654$ e $\beta = 0,018$) conforme descrito em (Fu *et al.*, 2021).

3.5 Parâmetros do solo considerando um solo estratificado

A maior parte dos solos reais possui uma estrutura estratificada, geralmente composta por três a cinco camadas (Whelan; Hanratty; Morgan, 2010). A estratificação do solo é a consequência da interação de processos geológicos, biológicos e climáticos ao longo do tempo. Esses solos são constituídos por três fases distintas: a fase sólida, composta principalmente por minerais e matéria orgânica; a fase líquida, representada pela solução aquosa na forma de teor de umidade; e a fase gasosa, que consiste no ar entre as partículas do solo (He; Zeng; Zhang, 2012).

Os modelos estratificados horizontalmente são caracterizados por $(N - 1)$ camadas com condutividades do solo e espessuras finitas, e a N -ésima camada, cuja profundidade se estende ao infinito, representando o comportamento do solo profundo (Zhang *et al.*, 2005), como ilustrado na Figura 21. Devido à complexidade da natureza multicamada do solo, diversas técnicas são necessárias para modelar essa estrutura. Uma dessas técnicas encontradas na literatura para representar o solo estratificado é realizar uma equivalência das camadas. Neste estudo, são apresentados os modelos propostos por Martins-Britto, Lopes e Rondineau (2019), que realiza a equivalência das camadas por meio da condutividade do solo (nesta subseção, a condutividade do solo e a permissividade relativa são nomeadas apenas como σ e ϵ , para facilitar a compreensão das equações), e por Xue *et al.* (2021), que aplicam a equivalência na constante de propagação γ .

Figura 21 - Dois condutores aéreos acima de N camadas de solo.

Fonte: Autoria própria.

3.5.1 Martins-Britto

No trabalho de Martins-Britto, Lopes e Rondineau (2019), é desenvolvido um modelo com o propósito de aproximar um solo estratificado (com N camadas) por um solo com condutividade homogênea nos cálculos da impedância do solo. O processo envolve a obtenção da condutividade do solo com valor real equivalente de forma recursiva, substituindo pares de camadas, de baixo para cima, pelo seu equivalente homogêneo, calculado em função do coeficiente da corrente de penetração de cada camada. Testes são conduzidos utilizando 20 modelos de solos reais, com estruturas variando de 2 a 6 camadas, em frequências que variam entre 1 Hz e 2 MHz. Com base nos resultados obtidos, os autores demonstram que o modelo pode ser aplicado com precisão razoável em uma formulação mais simplificada ou em softwares do tipo EMTP. Adicionalmente, concluem que o método proposto é preciso para modelar a maioria dos problemas do sistema de energia, além de destacar a facilidade de uso da expressão proposta e o ganho considerável de desempenho em termos de operações de ponto flutuante, em comparação com a formulação usada como referência. O equacionamento resultante desse modelo é escrito como (Martins-Britto; Lopes; Rondineau, 2019):

$$\sigma_{N-1,N} = \sigma_{N-1} \left[\frac{(\sqrt{\sigma_{N-1}} + \sqrt{\sigma_N}) - (\sqrt{\sigma_{N-1}} - \sqrt{\sigma_N})e^{-2d_{N-1}\sqrt{\pi f \mu_{N-1} \sigma_{N-1}}}}{(\sqrt{\sigma_{N-1}} + \sqrt{\sigma_N}) + (\sqrt{\sigma_{N-1}} - \sqrt{\sigma_N})e^{-2d_{N-1}\sqrt{\pi f \mu_{N-1} \sigma_{N-1}}}} \right]^2, \quad (81)$$

$\vdots$

$$\sigma_{m-1,m} = \sigma_{m-1} \left[\frac{(\sqrt{\sigma_{m-1}} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) - (\sqrt{\sigma_{m-1}} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}})e^{-2d_{m-1}\sqrt{\pi f \mu_{m-1} \sigma_{m-1}}}}{(\sqrt{\sigma_{m-1}} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) + (\sqrt{\sigma_{m-1}} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}})e^{-2d_{m-1}\sqrt{\pi f \mu_{m-1} \sigma_{m-1}}}} \right]^2, \quad (82)$$

$$\sigma_{eq} = \sigma_1 \left[\frac{(\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) - (\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}})e^{-2d_1\sqrt{\pi f \mu_1 \sigma_1}}}{(\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) + (\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}})e^{-2d_1\sqrt{\pi f \mu_1 \sigma_1}}} \right]^2, \quad (1 \leq m \leq N-1), \quad (83)$$

sendo, N o número total de camadas, m as camadas intermediárias e μ [H/m], σ [S/m] e d [m], a permeabilidade do solo, a condutividade do solo e a altura de cada camada, respectivamente.

3.5.2 Xue

Xue *et al.* (2021) apresentam um método de equivalência destinado a aproximar os parâmetros decorrentes do efeito do solo (impedância e admitância do solo) de LTs situadas sobre um solo multicamadas. Nesse trabalho, Xue *et al.* (2021) inicialmente desenvolvem uma formulação analítica para a impedância do solo, considerando um solo composto por quatro camadas, e também derivam a formulação para a admitância do solo. Contudo, os autores identificam que tais formulações demandam uma alta carga computacional. Assim, no mesmo trabalho, Xue *et al.* (2021) introduzem formulações aproximadas. O conceito de constante de propagação equivalente é proposto para ser empregado junto com as equações aproximadas para um solo de N camadas. O método proposto é validado por meio de simulações contemplando diversos cenários de solos multicamadas, abrangendo análises da impedância, admitância, constante de propagação, velocidade de fase e tensões. Os resultados obtidos confirmam a coerência da equivalência proposta, evidenciando sua eficácia. Ademais, os autores destacam a significativa vantagem do método em sua capacidade de simplificar as formulações, ao mesmo tempo em que preserva níveis satisfatórios de precisão.

Utilizando as expressões de Wise/Nakagawa para a impedância e admitância do solo em LTs situadas sobre um solo homogêneo, como apresentadas nas equações (16)-(17) e (38)-(40), juntamente com o método de equivalência da constante de propagação para solos estratificados de N camadas, Xue *et al.* (2021) propõem as seguintes equações (Xue *et al.*, 2021):

$$Z_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\alpha_1 + \lambda} d\lambda, \quad (84)$$

$$Z_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\alpha_1 + \lambda} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda, \quad (85)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) = j\omega(\mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega))^{-1}, \quad (86)$$

sendo:

$$P_{\text{solo}_{ii}}(\omega) = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\frac{\lambda \gamma_{eq}^2}{\gamma_0^2} + \alpha_1} d\lambda, \quad (87)$$

$$P_{\text{solo}_{ij}}(\omega) = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\frac{\lambda \gamma_{eq}^2}{\gamma_0^2} + \alpha_1} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda. \quad (88)$$

A variável α_1 é dada por (Xue *et al.*, 2021):

$$\alpha_1 = \sqrt{\lambda^2 + \gamma_{eq}^2}, \quad (89)$$

sendo, a constante de propagação equivalente γ_{eq} obtida de forma recursiva para um solo de N camadas como (Xue *et al.*, 2021):

$$\gamma_{eq} = \gamma_{e1} \frac{\gamma_{e1} + \gamma_{eq2,3} - (\gamma_{e1} - \gamma_{eq2,3})e^{-2|d_1|\gamma_{e1}}}{\gamma_{e1} + \gamma_{eq2,3} + (\gamma_{e1} - \gamma_{eq2,3})e^{-2|d_1|\gamma_{e1}}}, \quad (90)$$

onde:

$$\gamma_{eq2,3} = \gamma_{e2} \frac{\gamma_{e2} + \gamma_{eq3,4} - (\gamma_{e2} - \gamma_{eq3,4})e^{-2|d_2|\gamma_{e2}}}{\gamma_{e2} + \gamma_{eq3,4} + (\gamma_{e2} - \gamma_{eq3,4})e^{-2|d_2|\gamma_{e2}}}, \quad (91)$$

$$\gamma_{eq3,4} = \gamma_{e3} \frac{\gamma_{e3} + \gamma_{eq4,5} - (\gamma_{e3} - \gamma_{eq4,5})e^{-2|d_3|\gamma_{e3}}}{\gamma_{e3} + \gamma_{eq4,5} + (\gamma_{e3} - \gamma_{eq4,5})e^{-2|d_3|\gamma_{e3}}}, \quad (92)$$

$\vdots$

$$\gamma_{eqN-1,N} = \gamma_{eN-1} \frac{\gamma_{eN-1} + \gamma_{eN} - (\gamma_{eN-1} - \gamma_{eN})e^{-2|d_{N-1}|\gamma_{eN-1}}}{\gamma_{eN-1} + \gamma_{eN} + (\gamma_{eN-1} - \gamma_{eN})e^{-2|d_{N-1}|\gamma_{eN-1}}}. \quad (93)$$

Nas equações (90)-(93), $d_1, d_2 \dots d_{N-1}$ são as distâncias, como mostrado na Figura 21 e $\gamma_{e1}, \gamma_{e2} \dots \gamma_{eN}$ são obtidas como (Xue *et al.*, 2021):

$$\gamma_{e1} = \sqrt{\gamma_1^2 - \gamma_0^2}, \quad \gamma_{e2} = \sqrt{\gamma_2^2 - \gamma_0^2}, \quad \gamma_{e3} = \sqrt{\gamma_3^2 - \gamma_0^2}, \quad \gamma_{eN-1} = \sqrt{\gamma_{N-1}^2 - \gamma_0^2}, \quad \gamma_{eN} = \sqrt{\gamma_N^2 - \gamma_0^2}. \quad (94)$$

As constantes de propagação do ar e de cada camada são dadas por (Colqui *et al.*, 2022):

$$\gamma_0^2 = j\omega\mu_0 j\omega\epsilon_0, \quad \gamma_k^2 = j\omega\mu_k(j\omega\epsilon_k + \sigma_k), \quad (1 \leq k \leq N). \quad (95)$$

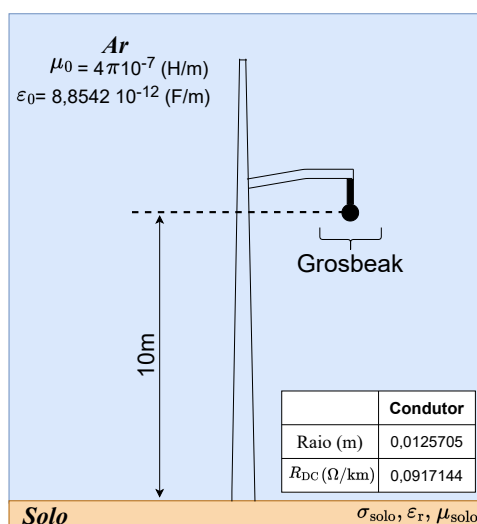
Todos os modelos e equacionamentos mostrados para o cálculo dos parâmetros do solo dependentes da frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação do solo estão resumidos nas Tabelas 15, 16, 17 e 18 no Apêndice A.

3.6 Resultados numéricos

São simulados os parâmetros propostos (condutividade do solo, permissividade relativa e constante de propagação equivalente) de cada modelo apresentado anteriormente. Adicionalmente, é analisada a influência desses parâmetros na impedância e admitância do solo, levando em consideração as características da LT monofásica ilustrada na Figura 22 (a mesma linha utilizada para obtenção dos resultados do Capítulo 2). Os resultados são divididos em quatro partes: (i) resultados numéricos dos modelos do solo dependentes da frequência; (ii) resultados

numéricos dos modelos do solo dependentes da frequência e do teor de umidade; (iii) resultados numéricos dos modelos do solo dependentes do teor de umidade e da porosidade; (iv) resultados numéricos dos modelos que consideram um solo estratificado. A faixa de frequência adotada para todas as simulações é de 1 Hz a 10 MHz.

Figura 22 - LT monofásica usada nas simulações.



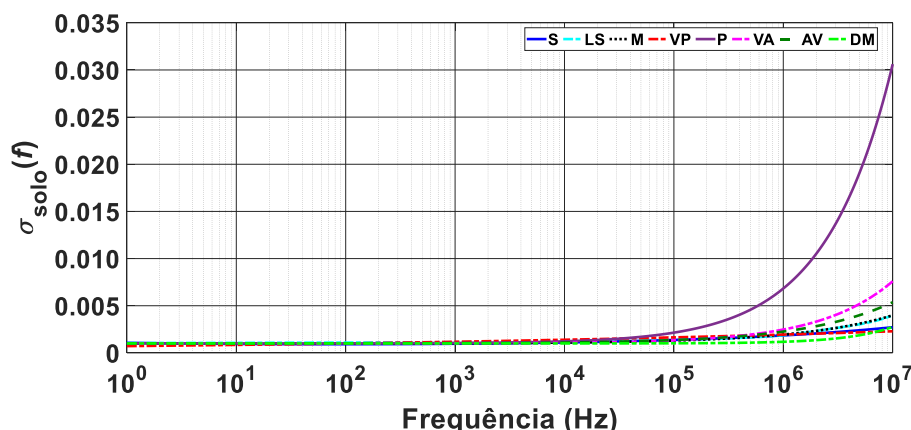
Fonte: Autoria própria.

3.6.1 Resultados numéricos dos modelos do solo dependentes da frequência

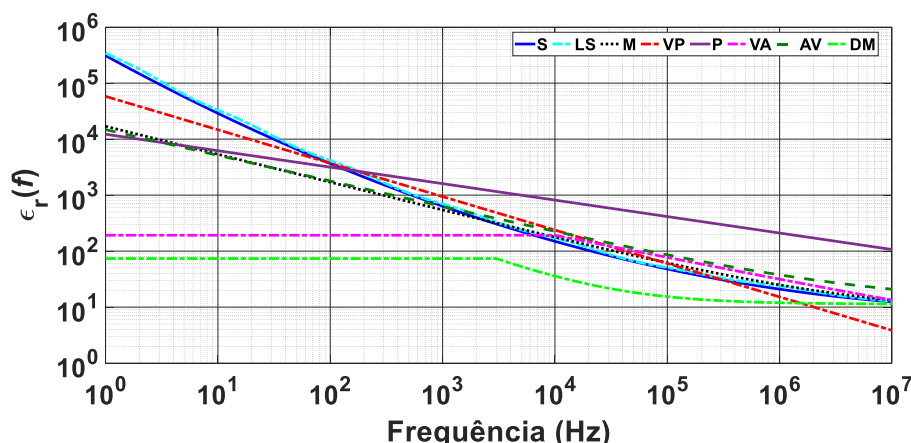
Para examinar o comportamento da condutividade do solo e da permissividade relativa dependentes da frequência, considera-se um solo de $\sigma_0 = 0,001$ S/m, representado pelos modelos de Scott (S) (50)-(51), Longmire e Smith (LS) (54)-(55), Messier (M) (57)-(58), Visacro e Portela (VP) (59)-(60), Portela (P) (61)-(62), Visacro e Alípio (VA) (63)-(64), Alípio e Visacro (AV) (65)-(66) e Datsios e Mikropoulos (DM) (67)-(68). As curvas de $\sigma_{\text{solo}}(f)$ e $\epsilon_r(f)$ estão representadas nas Figuras 23 e 24, respectivamente. Para o modelo de Alípio e Visacro (AV) são considerados na Tabela 3, o $h(\sigma_0)$, ξ e ϵ_∞ dos resultados médios.

A análise das Figuras 23 e 24 revela uma variação significativa tanto na condutividade do solo quanto na permissividade relativa em relação à frequência, destacando-se uma divergência entre as curvas das oito formulações. Na Figura 23, observa-se que todas as formulações exibem um padrão semelhante de comportamento para as curvas de $\sigma_{\text{solo}}(f)$, aumentando conforme a frequência cresce. Esse aumento é ocasionado pelo produto $\omega\epsilon_r''$ somado a σ_0 , conforme indicado pelas equações (48) e (49). Adicionalmente, o modelo que tem sua diferença mais acentuada é o de Portela (P), enquanto em altas frequências, todos os outros modelos possuem pequenas diferenças em relação aos seus valores máximos.

No que diz respeito à $\epsilon_r(f)$ na Figura 24, nota-se que seu valor é consideravelmente mais elevado em baixas frequências, visto que, à medida que a frequência aumenta, há uma redução

Figura 23 - $\sigma_{\text{solo}}(f)$ em função da frequência.

Fonte: Autoria própria.

Figura 24 - $\epsilon_r(f)$ em função da frequência.

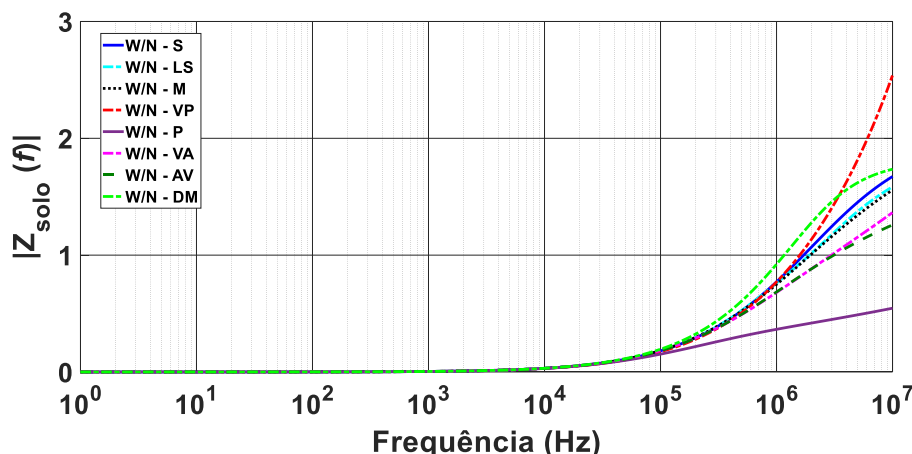
Fonte: Autoria própria.

na polarização e na capacidade de armazenamento de energia, que é justamente o que expressa a parte real da permissividade. Como pode-se observar também, o modelo de Portela (P) mantém-se superior a partir de 100 Hz, enquanto o modelo de Datsios e Mikropoulos (DM) permanece inferior em praticamente toda a faixa de frequência. O modelo de Visacro e Alípio (VA) é constante até 10 kHz e, posteriormente, seus valores tendem a diminuir e se assemelham as outras curvas. Por outro lado, os demais modelos exibem um comportamento semelhante, reduzindo-se à medida que a frequência aumenta. Ademais, nas altas frequências, os valores de $\epsilon_r(f)$ tendem a se aproximar dos valores usuais empregados em análises transitórias. Essas características divergentes entre os modelos podem resultar em distintas impedâncias e admitâncias do solo.

Assim, são simuladas a impedância e a admitância do solo, considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência. Primeiramente, a impedância do solo é calculada utilizando a equação de Wise/Nakagawa (16) combinada com as equações de Scott (W/N-S) (50)-(51), Longmire e Smith (W/N-LS) (54)-(55), Messier (W/N-M) (57)-(58), Visacro e Portela

(W/N-VP) (59)-(60), Portela (W/N-P) (61)-(62), Visacro e Alípio (W/N-VA) (63)-(64), Alípio e Visacro (W/N-AV) (65)-(66) e Datsios e Mikropoulos (W/N-DM) (67)-(68). Na Figura 25 é apresentada a magnitude da impedância do solo.

Figura 25 - Impedância do solo com $\sigma_{\text{solo}}(f)$ e $\epsilon_r(f)$.



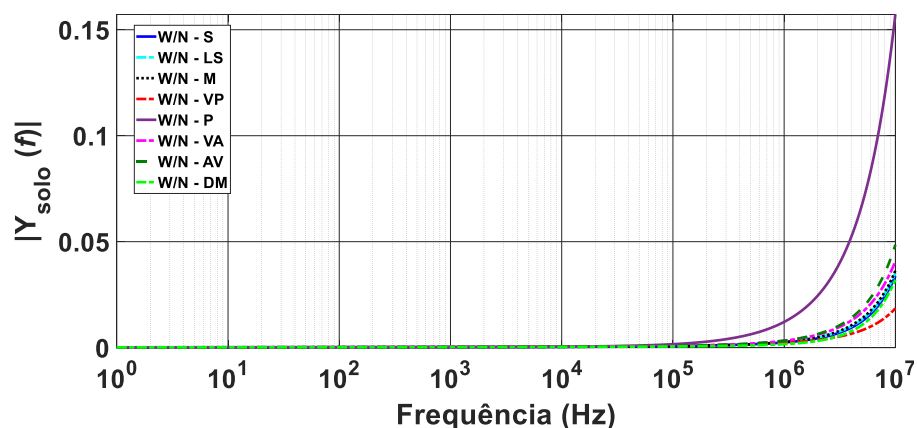
Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 25, verifica-se que, na faixa de frequência de 1 Hz a 10 kHz, a impedância do solo tem valores reduzidos. Entretanto, acima de 10 kHz, a impedância do solo aumenta significativamente em função da frequência e do modelo adotado. Destaca-se que as curvas de Visacro e Portela (W/N-VP) e Datsios e Mikropoulos (W/N-DM) apresentam uma variação mais acentuada, enquanto a curva de Portela (W/N-P) demonstra uma variação menos marcante para o mesmo intervalo de frequência.

A admitância do solo é mostrada na Figura 26. Para seu cálculo são empregadas as equações (38) e (39) de Wise/Nagakawa, combinadas com as formulações de Scott (W/N-S) (50)-(51), Longmire e Smith (W/N-LS) (54)-(55), Messier (W/N-M) (57)-(58), Visacro e Portela (W/N-VP) (59)-(60), Portela (W/N-P) (61)-(62), Visacro e Alípio (W/N-VA) (63)-(64), Alípio e Visacro (W/N-AV) (65)-(66) e Datsios e Mikropoulos (W/N-DM) (67)-(68).

Analisando a Figura 26, percebe-se um crescimento nas curvas da admitância do solo à medida que a frequência aumenta. O modelo mais pronunciado é o de Portela (W/N-P), enquanto o de Visacro e Portela (W/N-DM) apresenta uma variação menos acentuada. Os demais modelos exibem comportamentos semelhantes entre si.

Como evidenciado pelas Figuras 23, 24, 25 e 26, as curvas dos modelos de Portela (P), Visacro e Portela (VP) e Datsios e Mikropoulos (DM) foram as que mais se diferiram das outras. No caso do modelo de Portela (P), cujas curvas sempre apresentam as maiores divergências em relação as demais, é explicado em CIGRE (2019) que esse modelo sofre de falta de confiabilidade nas medições utilizadas para determinar as constantes α e Δ_i . Quanto ao modelo de Visacro e Portela (VP), os próprios autores concluem que generalizar os resultados não é apropriado, dada a utilização de um número limitado de amostras de solo. Por fim, o modelo de

Figura 26 - Admitância do solo com $\sigma_{\text{solo}}(f)$ e $\varepsilon_r(f)$.

Fonte: Autoria própria.

Datsios e Mikropoulos (DM) refere-se a solos arenosos, onde os fenômenos de condução são menos marcados (Datsios; Mikropoulos, 2019).

Adicionalmente, o documento CIGRE (2019) aborda a dependência da frequência nos parâmetros do solo e seus respectivos impactos. Esse documento compila as principais contribuições encontradas na literatura científica, as quais propõem expressões para calcular os parâmetros do solo que variam com a frequência. Ao final do documento, são feitas recomendações sobre quais modelos usar e quando a dependência da frequência nos parâmetros do solo deve ser levada em consideração. Em relação aos modelos, a recomendação é determinar os parâmetros do solo por meio de medições que demandam alta confiabilidade. Nesse contexto, é indicado o uso do modelo causal proposto por Alípio e Visacro (2014). Este modelo deve ser empregado apenas considerando o nível médio de conservadorismo, uma vez que sua implementação é bastante simples e os resultados estão em concordância com os dados experimentais disponíveis. Quanto à recomendação sobre quando considerar a dependência da frequência nos parâmetros do solo, apresenta-se a Tabela 4.

Tabela 4 - Recomendações sobre se a dependência da frequência nos parâmetros do solo.

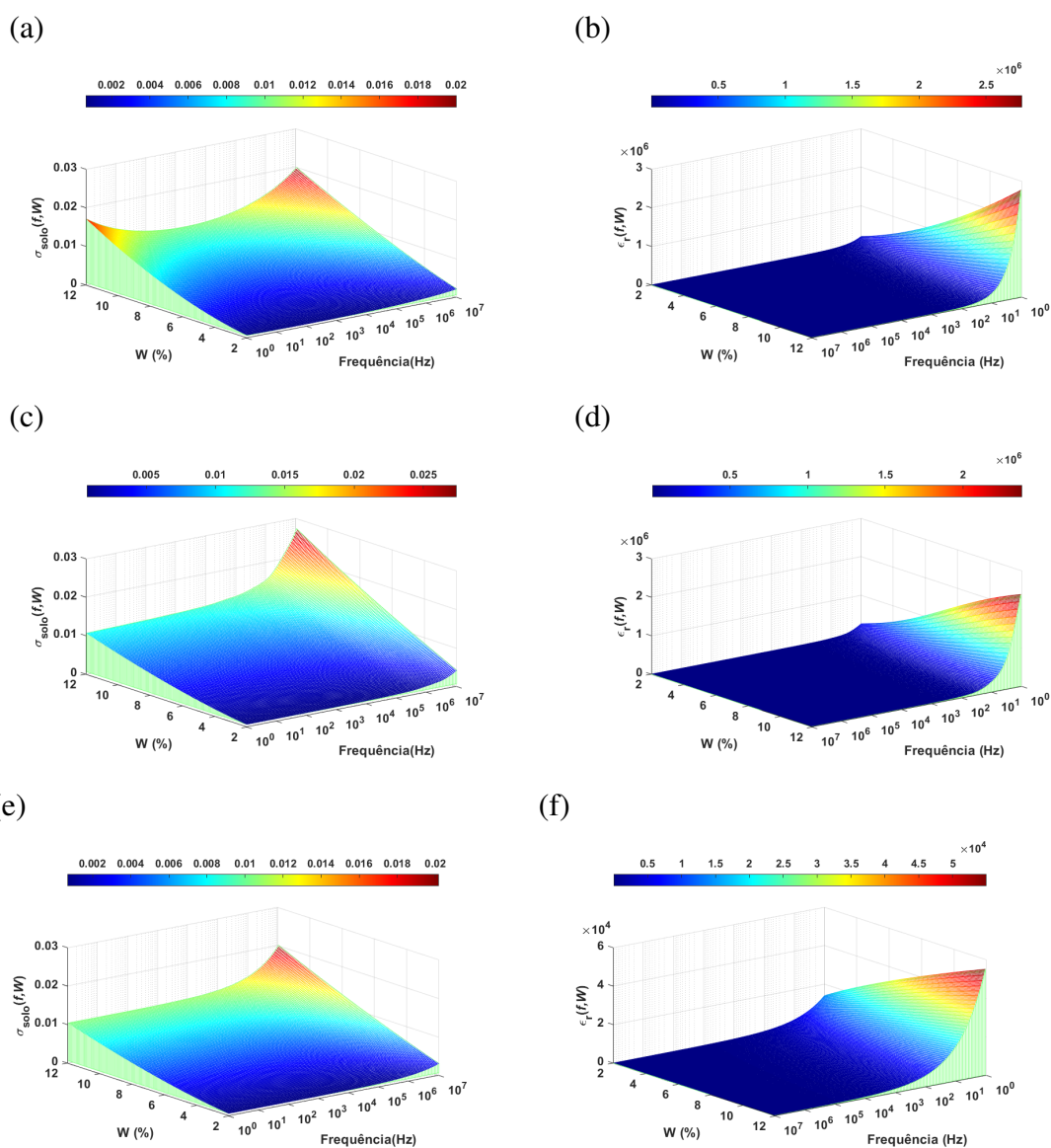
Aplicação	ρ_{solo} ($\Omega.m$)	Relevância	Recomendação
Linha de transmissão	Menor de 300	Não relevante	Ignorar
	300-700	Relevante	Recomendado
	Acima de 700	Muito relevante	Obrigatório

Fonte: Adaptado de (CIGRE, 2019).

3.6.2 Resultados numéricos dos modelos do solo dependentes da frequência e do teor de umidade

O comportamento de $\sigma_{\text{solo}}(f, W)$ e de $\epsilon_r(f, W)$ para os modelos de Scott (S) (69)-(70), Longmire e Smith (LS) (73)-(74) e Messier (M) (77)-(78) que variam com a frequência e o teor de umidade são ilustrados na Figura 27. Para o teor de umidade, considera-se uma faixa de 2% a 12% devido ao fato de que esses valores de porcentagem de água correspondem a resistividades típicas do solo variando em torno de 1.000 $\Omega.m$ a 100 $\Omega.m$.

Figura 27 - σ_{solo} (esquerda) e ϵ_r (direita) em função da frequência e teor de umidade para: (a) e (b) Scott (S); (c) e (d) Longmire e Smith (LS); (e) e (f) Messier (M).



Fonte: Autoria própria.

Como pode ser visto na Figura 27, $\sigma_{\text{solo}}(f, W)$ e $\epsilon_r(f, W)$ variam consideravelmente com a frequência e o teor de umidade. Ambos os parâmetros do solo aumentam conforme o teor de

umidade cresce. Porém, em relação à frequência, observa-se uma tendência de diminuição nos valores da permissividade e de aumento na condutividade à medida que a frequência aumenta. No caso de $\sigma_{\text{solo}}(f, W)$, o solo torna-se mais condutivo à medida que o teor de umidade aumenta, pois mais íons são dissolvidos no solo. Já para $\epsilon_r(f, W)$, seu valor tende a aumentar com a maior concentração de teor de umidade, pois a presença de água permite uma maior capacidade de armazenar energia elétrica. Além disso, em toda a faixa de umidade e em frequências elevadas, os resultados se aproximam dos valores usuais empregados em análises transitórias em sistemas de aterramento (Salarieh; De Silva; Kordi, 2020).

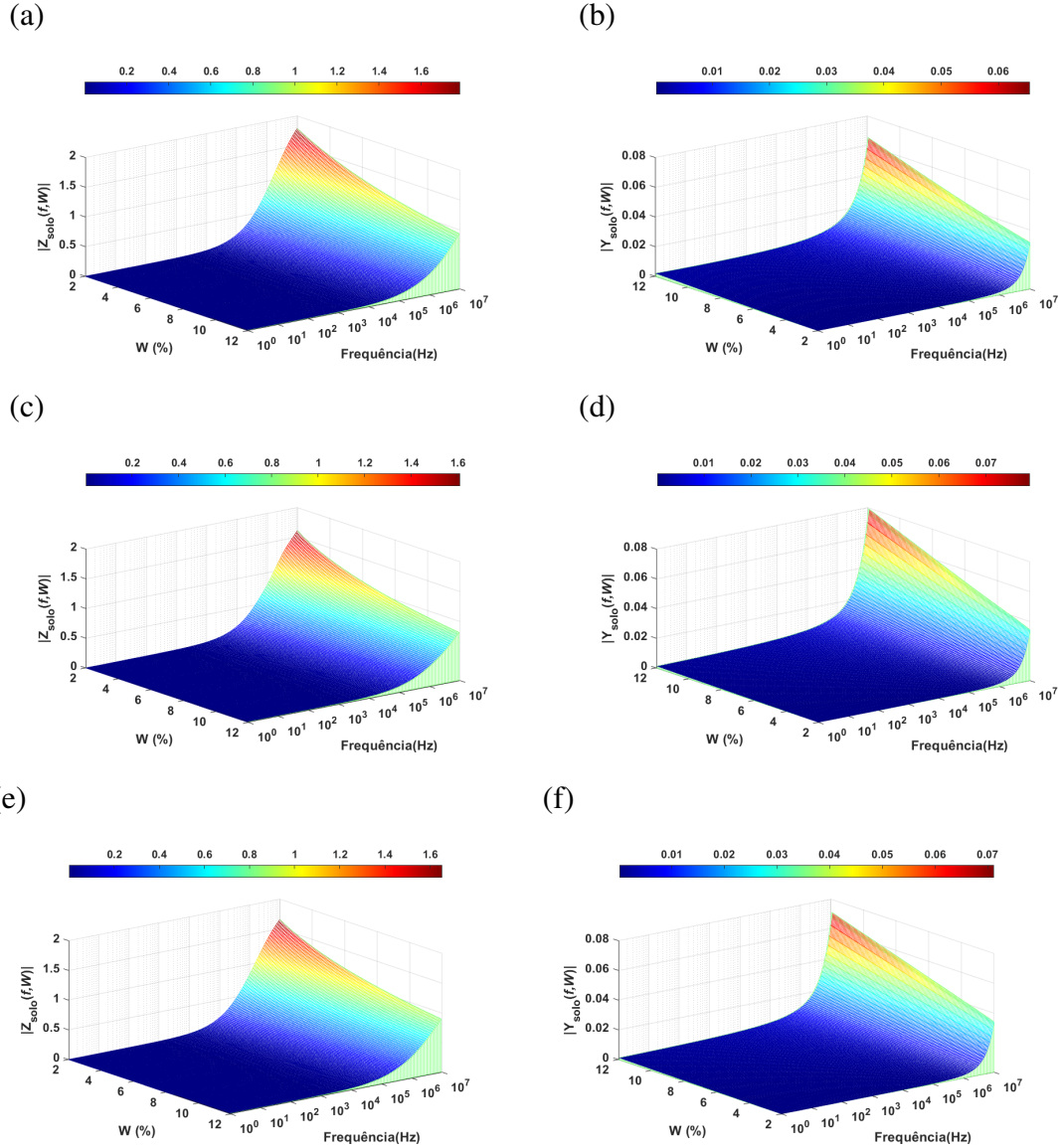
Dos três modelos de solo mencionados, o modelo de Scott (S) é o único que tem o comportamento diferente para a condutividade. Nas baixas frequências, a condutividade é mais elevada, diminuindo em frequências intermediárias e retornando a aumentar nas frequências mais altas. Essa variação pode ser atribuída a dispersões estatísticas nas respostas, conforme observado pelos autores. Em 1 Hz, o modelo de Messier (M) apresenta o menor valor de permissividade relativa, registrando $5,48 \times 10^4$, em comparação com os valores de $2,79 \times 10^6$ obtidos pelo modelo de Longmire e Smith (LS) e $2,39 \times 10^6$ pelo modelo de Scott (S). Esses comportamentos são investigados ao considerar a influência da condutividade do solo e da permissividade relativa dependentes da frequência e do teor de umidade na impedância e admitância do solo.

Para simular a impedância e a admitância do solo, representadas na Figura 28 em uma superfície tridimensional, foram empregadas as equações (16) e (38)-(39) propostas por Wise/Nakagawa, combinadas com as formulações de Scott (69)-(70), Longmire e Smith (73)-(74), e Messier (77)-(78).

De acordo com a Figura 28, $Z_{\text{solo}}(f, W)$ e $Y_{\text{solo}}(f, W)$ tem o comportamento crescente com o aumento da frequência. Em relação ao teor de umidade, quando seu valor se eleva, a impedância do solo tende a diminuir e a admitância do solo tende a aumentar. Isso ocorre porque, quando o teor de umidade aumenta, mais íons são dissolvidos no solo, reduzindo a resistência ao fluxo de corrente elétrica. Pode-se observar ainda que, os três modelos possuem resultados semelhantes, sendo que, os valores máximos de $Z_{\text{solo}}(f, W)$ são em média 1,68 $\Omega.m$, e os de $Y_{\text{solo}}(f, W)$ 0,0722 S/m.

A partir das Figuras 27 e 28, verifica-se que, embora haja diferenças nos valores resultantes entre os três modelos ao simular a condutividade do solo e a permissividade relativa, quando esses parâmetros são aplicados na impedância e admitância do solo, a diferença torna-se praticamente imperceptível. Isso pode ser explicado pelo fato de que o modelo de Longmire e Smith (LS) utilizou dados experimentais de Scott (S), enquanto o modelo de Messier (M) tinha como propósito obter uma solução alternativa para os dados de Scott (S). Dessa forma, os três modelos acabam utilizando uma mesma parte de dados e, portanto, podem ser utilizados para o cálculo dos parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade.

Figura 28 - Impedância do solo (esquerda) e admitância do solo (direita) com $\sigma_{\text{solo}}(f, W)$ e $\epsilon_r(f, W)$ para: (a) e (b) Scott (S); (c) e (d) Longmire e Smith (LS); (e) e (f) Messier (M).



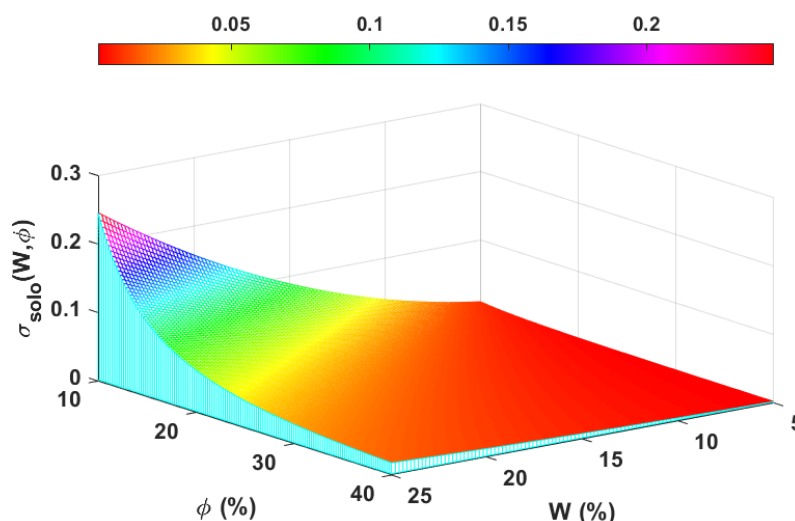
Fonte: Autoria própria.

3.6.3 Resultados numéricos dos modelos do solo dependentes do teor de umidade e da porosidade

A condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade é simulada utilizando o modelo de Archie/Fu conforme descrito pela equação (79). Nesse modelo, não há uma formulação específica para a permissividade relativa, portanto, apenas a condutividade do solo é representada graficamente. Para situações em que a permissividade é necessária, como no cálculo dos parâmetros da linha e das tensões transitórias, são utilizados valores constantes entre 2 e 40, variando de acordo com o teor de umidade, como pode ser visto na tabela 2 no trabalho de Rhebergen *et al.* (2002). Os valores adotados considerando um solo arenoso para

as frações de argila, areia e lama no solo são: $\delta_{\text{argila}} = 5$, $\delta_{\text{areia}} = 90$ e $\delta_{\text{lama}} = 5$ (Fu *et al.*, 2021). Para esse caso $\sigma_{\text{seco}} = 0,0004 \text{ } \Omega \cdot \text{m}$ e $\sigma_{\text{sat}} = 0,04 \text{ } \Omega \cdot \text{m}$ (Liu *et al.*, 2022). A representação de $\sigma_{\text{solo}}(W, \phi)$ é exibida na Figura 29 em uma superfície 3D, abrangendo a faixa de porosidade de 10% a 40%, e a de teor de umidade de 5% a 25%.

Figura 29 - σ_{solo} em função do teor de umidade e porosidade.



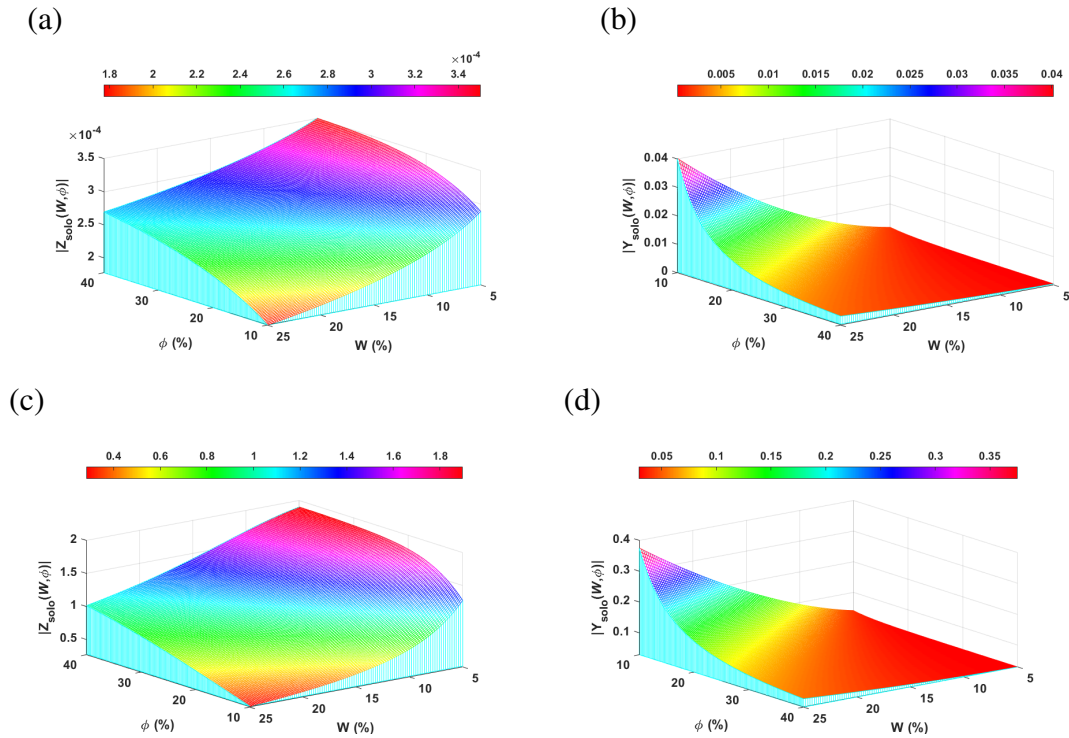
Fonte: Autoria própria.

Como visto na Figura 29, $\sigma_{\text{solo}}(W, \phi)$ depende significativamente do teor de umidade e da porosidade. A condutividade do solo aumenta à medida que o teor de umidade cresce e diminui conforme a porosidade se eleva. Uma possível interpretação desse fenômeno é que a menor porosidade facilita a formação de caminhos condutivos devido aos menores vazios de ar entre as partículas do solo. Além disso, solos com alto teor de umidade apresentam maior condutividade devido aos íons dissolvidos nas camadas do solo.

Para examinar a influência do teor de umidade e da porosidade na impedância e na admitância do solo, a Figura 30 é apresentada. Para calcular esses parâmetros, um valor típico de $\epsilon_r = 10$ é atribuído, representativo de solos de areia saturada (Rhebergen *et al.*, 2002). Conforme demonstrado no Capítulo 2, a impedância e a admitância do solo são dependentes da frequência, porém, nesta seção, o intuito é observar o comportamento desses parâmetros diante do teor de umidade e da porosidade. Portanto, a frequência é fixada em dois valores: 60 Hz (típico da frequência elétrica no Brasil) e 10 MHz (valor máximo da frequência nas simulações deste trabalho).

Verifica-se na Figura 30 que a curva da impedância do solo cresce quando a porcentagem de porosidade no solo aumenta e diminui quando a quantidade de teor de umidade no solo aumenta. Para a admitância do solo acontece o oposto, há uma diminuição com o aumento dos valores da porosidade e um comportamento crescente para teores de umidade elevados. Em relação à porosidade, quando seu valor aumenta, o solo se torna mais resistivo, uma vez que há

Figura 30 - Impedância do solo (esquerda) e admitância do solo (direita) com $\sigma_{\text{solo}}(W, \phi)$ e $\epsilon_r = 10$ para as frequências de: (a) e (b) 60 Hz; (c) e (d) 10 MHz.



Fonte: Autoria própria.

mais vazios de ar entre as partículas do solo, e esse ar em comparação com a água e os minerais do solo tem uma condutividade muito baixa, reduzindo a condutividade do solo e aumentando a resistência ao fluxo de corrente elétrica. Para a frequência de 60 Hz, ambos os parâmetros resultam em valores menores em comparação com os da frequência de 10 MHz, o que é esperado, visto que, como mostrado nas simulações anteriores, a impedância e a admitância do solo crescem com o aumento da frequência.

3.6.4 Resultados numéricos dos modelos que consideram um solo estratificado

A condutividade do solo equivalente (σ_{eq}), e a constante de propagação equivalente (γ_{eq}), para o solo estratificado são calculadas utilizando os modelos de Martins-Britto (81)-(83) e Xue (90)-(95), respectivamente, ao longo de uma faixa de frequência de 1 Hz a 10 MHz. Para o modelo de Xue a constante de propagação está sendo simulada, pois esse modelo faz a equivalência de camadas por esse parâmetro (não propõe equação para a condutividade). Nenhum dos modelos apresentam equações para a permissividade relativa, dessa forma, valores constantes são usados quando necessário. Considerando que esses modelos tratam o solo como estratificado, e tais solos possuem N camadas, são examinados três casos: (i) solo estratificado de 2 camadas; (ii) solo estratificado de 3 camadas; (iii) solo estratificado de 4 camadas. Os valores das condutividades e as distâncias para cada caso e cada camada são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Condutividades e distâncias de cada camada, considerando os três casos.

n° de camadas	σ_1 [mS/m]	σ_2 [mS/m]	σ_3 [mS/m]	σ_4 [mS/m]	d_1 [m]	d_2 [m]	d_3 [m]	d_4 [m]
2	2	1	X	X	2	∞	X	X
3	2	1	0,2	X	2	6	∞	X
4	2	1	0,2	0,1	2	6	10	∞

Fonte: Autoria própria.

A condutividade do solo equivalente proposta por Martins-Britto, Lopes e Rondineau (2019) é um parâmetro constante, portanto, seus valores para cada caso são calculados e listados na Tabela 6.

Tabela 6 - Condutividades equivalentes obtidas por (83), considerando os três casos.

Caso	σ_{eq} [mS/m]
1	1,07613
2	0,33447
3	0,22381

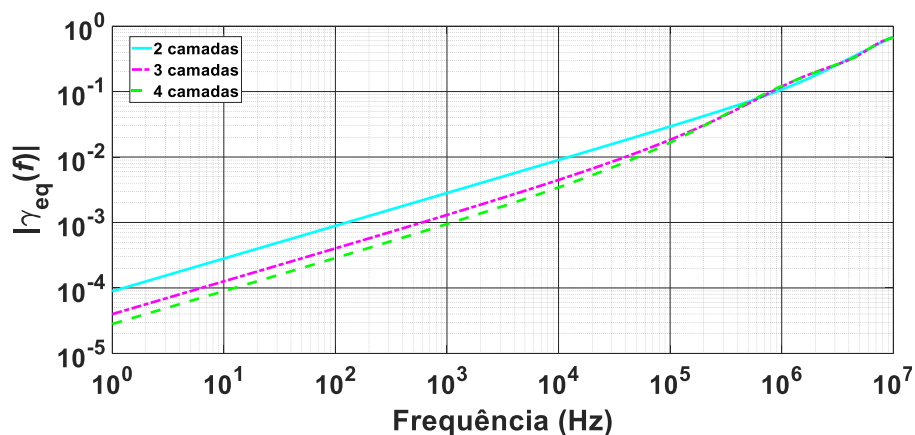
Fonte: Autoria própria.

Segundo a Tabela 6, a condutividade do solo equivalente resulta em valores próximos ao valor da condutividade da camada inferior. Essa constatação está em conformidade com a literatura, que destaca o papel predominante da condutividade da camada mais profunda em problemas relacionados ao caminho de retorno ao solo (Southey; Dawalibi, 2002). Adicionalmente, a contribuição de cada camada é aproximadamente proporcional à sua espessura (Southey; Dawalibi, 2002), o que sugere que a camada final, com espessura infinita, exerce a maior influência.

Na Figura 31 é apresentada a magnitude da constante de propagação equivalente do modelo de Xue para os três casos propostos. Um valor de permissividade relativa igual a 10 é considerado para cada camada.

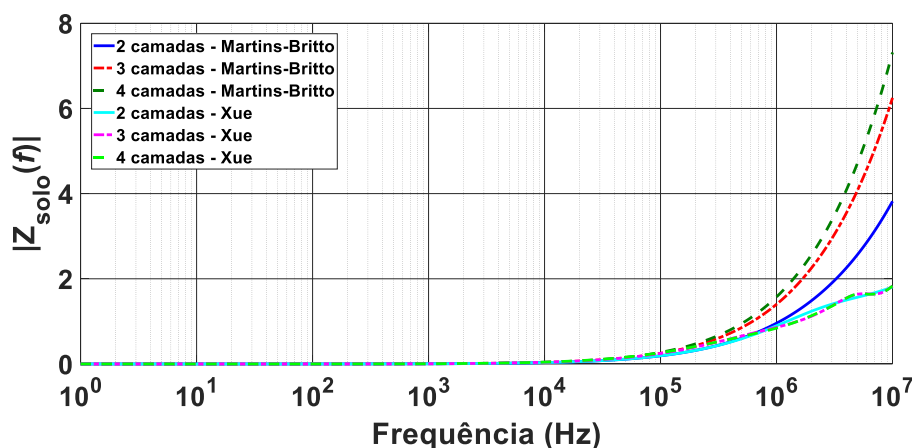
A partir da Figura 31, observa-se que o comportamento da constante de propagação é crescente conforme o aumento da frequência. Nota-se que $|\gamma_{eq}|$ é mais sensível a solos estratificados na faixa de frequência de 1 Hz até 1 MHz, onde as curvas com 3 e 4 camadas são inferiores a curva de 2 camadas. Isso acontece pois a última camada do solo para o caso de 2 camadas possui uma condutividade maior do que para os solos de 3 e 4 camadas. Essa observação reforça a ideia de que a condutividade da camada mais profunda exerce uma influência maior nas respostas.

Simula-se a impedância e a admitância do solo para analisar a influência do solo estratificado. No modelo de Martins-Britto, os próprios autores propuseram que $Z_{solo}(f)$ fosse calculada pela formulação de Carson (7)-(8), substituindo σ_{solo} por σ_{eq} . Além disso, o modelo de

Figura 31 - γ_{eq} obtida por (93), considerando os três casos.

Fonte: Autoria própria.

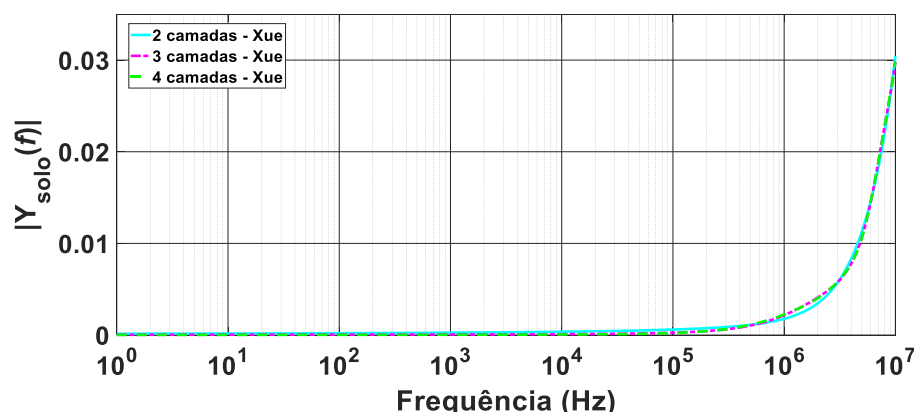
Martins-Britto não é proposto para englobar a admitância do solo, por isso, apenas a impedância é calculada. No modelo de Xue, os autores calculam $Z_{solo}(f)$ e $Y_{solo}(f)$ pelas formulações de Wise/Nakagawa, conforme mostrado nas equações (84)-(88), onde a constante de propagação equivalente é incluída nesses dois parâmetros. Para essa simulação $\epsilon_r = 10$. A impedância do solo é ilustrada na Figura 32 para os modelos de Martins-Britto e Xue, considerando os três casos. Enquanto a admitância do solo é mostrada na Figura 33 apenas para o modelo de Xue, também considerando os três casos.

Figura 32 - Impedância do solo com σ_{eq} e γ_{eq} , considerando os três casos.

Fonte: Autoria própria.

A partir das Figuras 32 e 33, observa-se que ambos os parâmetros apresentam um comportamento crescente com o aumento da frequência (fato que já havia sido comentado anteriormente em outras seções). Na figura da impedância do solo, nota-se que o modelo de Martins-Britto tem suas curvas para os três casos superiores a todas as curvas do modelo de Xue, e que as curvas de Xue, independentemente do número de camadas, são semelhantes. Alguns motivos que podem explicar a causa das curvas de Martins-Britto serem superiores é que, primeiramente, essa abordagem utiliza a formulação de Carson, que, como visto, é uma formulação com mais

Figura 33 - Admitância do solo com σ_{eq} e γ_{eq} , considerando os três casos.



Fonte: Autoria própria.

restrições, visto que não leva em consideração as correntes de deslocamento do solo. Depois, o parâmetro equivalente para esse modelo (σ_{eq}) é constante, enquanto o de Xue (γ_{eq}) é variável com a frequência. No que se refere à admitância do solo, apenas o modelo de Xue é simulado, pois a condutividade equivalente da abordagem de Martins-Britto não é realizada para esse parâmetro. Observando apenas o modelo de Xue na Figura 33, nota-se que, para os casos estudados, a diferença na quantidade de camadas e nos valores das condutividades de cada camada não tem uma influência pronunciada na impedância e na admitância do solo.

As conclusões derivadas das simulações realizadas considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência são as seguintes: (i) a condutividade cresce com o aumento da frequência, devido à multiplicação de $\omega\epsilon_r''$; (ii) a permissividade diminui com o aumento da frequência pois há uma redução da polarização e da habilidade de armazenar energia; (iii) a impedância e a admitância do solo exibem comportamento crescente com a alta da frequência; (iv) dentre todos os modelos apresentados, os de Portela (P), Visacro e Portela (VP) e Datsios e Mikropoulos (DM) são os que resultam em maiores variações, por sofrerem de falta de confiabilidade nas medições realizadas, utilizarem poucas amostras de solo, fazendo com que os resultados não sejam generalizados e ser empregado apenas para solos arenosos, respectivamente; (v) recomenda-se a utilização do modelo de Alípio e Visacro (AV) devido à extrema confiabilidade de suas medições e à consistência de seus resultados com as respostas experimentais, sendo assim, esse é o modelo utilizado neste trabalho.

As conclusões obtidas a partir das simulações realizadas considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade são que: (i) a condutividade aumenta com o crescimento do teor de umidade e também da frequência; (ii) a permissividade apresenta valores maiores quando o teor de umidade cresce e a frequência decresce; (iii) no que diz respeito ao teor de umidade, a condutividade aumenta, pois o solo tem maior condução quando há maior porcentagem de água, permitindo a dissolução de mais íons, enquanto a permissividade cresce pois a água possibilita um aumento na aptidão de armazenar energia; (iv) as curvas da impedân-

cia do solo são maiores nas altas frequências e com um baixo teor de umidade; (v) a admitância do solo aumenta com o crescimento da frequência e do teor de umidade; (vi) à medida que o teor de umidade se torna mais pronunciado, o solo se torna mais condutivo, o que reduz a resistência ao fluxo de corrente; (vii) dentre os três modelos apresentados, todos tem poucas diferenças entre si nas simulações, então, podem ser utilizados para o cálculo dos parâmetros do solo; (viii) o modelo que é utilizado neste trabalho é o de Messier, já que entre os três que utilizam uma mesma parte de dados, esse modelo é o mais atual.

As conclusões resultantes das simulações considerando a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade são as seguintes: (i) quando há maior concentração de umidade no solo e menor porcentagem de porosidade, a condutividade aumenta; (ii) em relação à porosidade, a condutividade cresce porque há menores lacunas de ar existentes, aumentando os caminhos condutivos; (iii) não há um equacionamento proposto para a permissividade relativa, então, seu valor é considerado constante entre 2 e 40; (iv) a impedância e a admitância do solo exibem comportamentos opostos quando se trata da dependência do teor de umidade e da porosidade, enquanto a impedância cresce com o aumento da porosidade e decréscimo do teor de umidade, a admitância diminui; (v) sobre a porosidade, quando o solo possui maiores vazios de ar, se torna mais resistivo, esse fato tem como impacto o aumento da impedância e uma diminuição na admitância; (vi) somente uma formulação foi apresentada (Archie/Fu), dessa forma, esse é o modelo usado neste trabalho.

As conclusões extraídas a partir das simulações feitas considerando solos estratificados são que: (i) a condutividade equivalente e a constante de propagação equivalente são mais influenciadas pela camada profunda do solo estratificado, fato que já havia sido discutido no trabalho de Southey e Dawalibi (2002); (ii) a impedância do solo é simulada para os dois modelos apresentados e tende a se elevar com o aumento da frequência; (iii) as curvas do modelo de Martins-Britto excedem as do modelo de Xue, fato que pode ser explicado pelas formulações utilizadas, já que, Martins-Britto emprega Carson e Xue usa Wise/Nakagawa, além disso, o modelo de Martins-Britto utiliza um parâmetro constante, enquanto Xue opera com um parâmetro dependente da frequência; (iv) a admitância do solo é simulada apenas para o modelo de Xue, dado que Martins-Britto não fornece uma formulação para esse parâmetro; (v) o número de camadas e as condutividades atribuídas a cada camada não influenciam as curvas da impedância e admitância do solo propostas por Xue; (vi) o modelo que é utilizado neste trabalho é o de Xue, devido às limitações apresentadas pelo modelo de Martins-Britto.

3.7 Síntese do capítulo

Neste capítulo, foi mostrado que os parâmetros do solo são altamente afetados pela frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação do solo. Dessa forma, foram apresentados os modelos e os equacionamentos para calcular os parâmetros do solo (condutividade do solo e

permissividade relativa), primeiramente dependentes apenas da frequência, depois dependentes da frequência e do teor de umidade, e por último, dependentes do teor de umidade e da porosidade. Além disso, para solos estratificados, foram exibidos os modelos e formulações que calculam a condutividade do solo equivalente e a constante de propagação equivalente.

Foram realizadas simulações para cada parâmetro e modelo estudado. Adicionalmente, também foram simuladas a impedância e a admitância do solo, considerando a influência desses parâmetros. Como resultado, foi possível compreender o comportamento de cada fator (frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação) nos parâmetros do solo e determinar a modelagem mais coerente para ser empregada em cada caso, sendo que, para os parâmetros do solo dependentes da frequência é a de Alípio e Visacro, para os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade é a de Messier, para a condutividade do solo é a de Archie/Fu e para um solo estratificado é a de Xue.

4 UNIVERSAL LINE MODEL - ULM

4.1 Introdução

A maioria dos modelos disponíveis na literatura científica para simular os transitórios eletromagnéticos são classificados em: (i) modelos no domínio da frequência ou no domínio do tempo; (ii) modelos no domínio das fases ou no domínio modal.

Nos modelos desenvolvidos no domínio da frequência, há uma dificuldade em incluir o Efeito Corona (efeito não linear) e elementos não lineares, tais como os dispositivos de proteção contra surtos (para-raios) ou eletrônicos (retificadores) (Chrysochos; Papadopoulos; Papa-
giannis, 2015). Ademais, para transformar a resposta do domínio da frequência para o domínio do tempo, é necessário empregar transformadas inversas de Fourier ou Laplace. Tal processo de conversão pode consumir um alto tempo computacional e a precisão da resposta transitória depende do número de pontos escolhidos pelo usuário.

A maioria dos programas que simulam os transitórios eletromagnéticos, denominados por *Electromagnetic Transient Programs* (EMTP), são desenvolvidos diretamente no domínio do tempo, como o ATP-EMTP, o EMTP-RV e o PSCAD. Esses programas incluem o efeito e os elementos não lineares, empregando um método de integração trapezoidal para calcular as tensões e correntes ao longo do comprimento da LT. Por esse motivo, esses programas são geralmente preferidos e mais comumente utilizados para o estudo dos transitórios eletromagnéticos (Marti, 1988).

Nos modelos desenvolvidos no domínio modal, as LTs são desacopladas utilizando matrizes de transformação modal, que podem ter elementos constantes ou dependentes da frequência. Entretanto, quando se trata de linhas com geometrias assimétricas, cabos subterrâneos e linhas HVDC, algumas complicações são verificadas, o que torna o cômputo dos transitórios mais complexo (Zanon, 2019). Tais complicações estão relacionadas à estabilidade numérica das matrizes de impedância e admitância dos cabos subterrâneos ou ao cálculo de cada elemento da frequência nas matrizes de transformação modal.

Um modelo de LT desenvolvido na literatura científica que contorna essas dificuldades é o chamado *Universal Line Model* (ULM). Esse modelo foi desenvolvido por Morched, Gustavsen e Tartibi (1999) para a simulação de transitórios eletromagnéticos em linhas aéreas e cabos subterrâneos, empregando a representação diretamente no domínio das fases. O ULM é considerado um modelo sofisticado para representação de LTs e para determinação de correntes e tensões. Nesse modelo, as correntes e tensões na LT são descritas de forma analítica, a partir da solução das equações diferenciais da linha (Budner, 1970). As simulações no domínio do tempo são obtidas por meio de convoluções derivadas da transformada inversa de Laplace ou Fourier (Morched; Gustavsen; Tartibi, 1999).

O ULM é formulado utilizando técnicas, onde a matriz da admitância característica ($\mathbf{Y}_c$) e a matriz da função de propagação ($\mathbf{H}$), ambas dependentes da frequência, são ajustadas por métodos como *Vector Fitting*, interpolação de Padé, Bode e algoritmos genéticos. O *Vector Fitting* se destaca como o método mais eficiente, robusto e preciso para realizar ajustes vetoriais em matrizes características de sistemas elétricos, pela sua capacidade de lidar com sistemas complexos, estabilidade numérica e desempenho consistente. Utilizando o *Vector Fitting*, os polos e resíduos de $\mathbf{Y}_c$ são ajustados no domínio das fases, enquanto $\mathbf{H}$ é decomposto em modos associados a um conjunto de polos e a um atraso de tempo. A partir dos polos, os resíduos são determinados utilizando o ajuste vetorial. Assim, o ULM representa adequadamente o comportamento de uma LT submetida a diversos distúrbios, como energização, operações de manobra e descargas atmosféricas incidentes, tornando-se uma ferramenta robusta e confiável para engenheiros e pesquisadores.

Embora o modelo ULM esteja disponível em programas do tipo EMTP, que são comerciais, e mais recentemente também no software ATP-EMTP com licença gratuita, dentro desses programas existem características pré-estabelecidas que os usuários não tem acesso e não são capazes de modificar. Portanto, é vantajoso ter uma implementação computacional independente e flexível do ULM, permitindo aos usuários ajustar todos os aspectos do processo, desde a escolha dos modelos para calcular os parâmetros da linha e do solo, até a montagem final do circuito. Nesse sentido, o procedimento proposto por Zanon, Leal e Conti (2021) e atualizado em Leal, Conti e Zanon (2023) surge como uma opção viável. Na proposta os autores utilizam o software MATLAB em uma primeira etapa e, posteriormente, o software ATP-EMTP.

O software ATP-EMTP na sua versão mais recente (ATPDraw 7.5), conta com a implementação do modelo ULM. No entanto, essa implementação possui algumas desvantagens, como o cálculo da impedância do solo ser realizado pela formulação de Carson, a admitância do solo e a corrente de deslocamento serem desprezadas, e a condutividade do solo ser considerada constante. O usuário não consegue alterar essas características no ATP-EMTP, e conforme mostrado nos capítulos anteriores, essas limitações resultam em cálculos imprecisos e podem levar a interpretações incorretas dos transitórios eletromagnéticos.

Para contornar essas desvantagens, o procedimento de Leal, Conti e Zanon (2023) é empregado. No software MATLAB são calculados os parâmetros da linha, é realizado o ajuste vetorial na admitância característica e na função de propagação, e é gerado um arquivo de texto. No software ATP-EMTP, esse arquivo de texto é lido e o circuito é montado, resultando nas tensões e correntes transitórias.

Dessa forma, neste capítulo, será detalhado o desenvolvimento do modelo ULM, o procedimento para incorporá-lo ao ATP-EMTP, conforme proposto por Leal, Conti e Zanon (2023), e a validação da implementação empregada pela pesquisadora.

4.2 Desenvolvimento do ULM

4.2.1 Equações de tensão e corrente em LTs

O comportamento das tensões e correntes em uma LT no domínio da frequência é descrito pelas equações do Telegrafista, dadas por (Budner, 1970):

$$\frac{-d\mathbf{I}(x, \omega)}{dx} = \mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega)\mathbf{V}(x, \omega), \quad (96)$$

$$\frac{-d\mathbf{V}(x, \omega)}{dx} = \mathbf{Z}_{\text{long}}(\omega)\mathbf{I}(x, \omega), \quad (97)$$

sendo, $\mathbf{I}(x, \omega)$ e $\mathbf{V}(x, \omega)$ os vetores de corrente e tensão, respectivamente. As variáveis $\mathbf{Z}_{\text{long}}(\omega)$ e $\mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega)$ são as matrizes de impedâncias longitudinais e admitâncias transversais da linha, enquanto ω é a frequência angular. Por questões de simplificação, o termo ω será ocultado no restante desta seção, permanecendo implícito.

As equações (96) e (97) são derivadas em relação à variável x , resultando em:

$$\frac{-d^2\mathbf{I}(x)}{dx^2} = \mathbf{Y}_{\text{trans}} \frac{d\mathbf{V}(x)}{dx}, \quad (98)$$

$$\frac{-d^2\mathbf{V}(x)}{dx^2} = \mathbf{Z}_{\text{long}} \frac{d\mathbf{I}(x)}{dx}. \quad (99)$$

Ao substituir as equações (97) e (96) em (98) e (99), respectivamente, obtém-se:

$$\frac{d^2\mathbf{I}(x)}{dx^2} = \mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{Z}_{\text{long}}\mathbf{I}(x), \quad (100)$$

$$\frac{d^2\mathbf{V}(x)}{dx^2} = \mathbf{Z}_{\text{long}}\mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{V}(x). \quad (101)$$

A solução para as equações (100) e (101) pode ser escrita na forma (Fuchs, 1979):

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{C}_1 e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{Z}_{\text{long}}}x} + \mathbf{C}_2 e^{\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{Z}_{\text{long}}}x}, \quad (102)$$

$$\mathbf{V}(x) = \mathbf{Z}_c(\mathbf{C}_1 e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{Z}_{\text{long}}}x} - \mathbf{C}_2 e^{\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{Z}_{\text{long}}}x}), \quad (103)$$

onde, $\mathbf{C}_1$ e $\mathbf{C}_2$ representam vetores de corrente de fase propagando-se nos sentidos crescente e decrescente de x , respectivamente. Ambos são determinados com base nas conexões nas duas extremidades da linha. O termo $\mathbf{Z}_c$ é a matriz de impedância característica da linha dada por $\mathbf{Z}_c = \mathbf{Y}_{\text{trans}}^{-1} \sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}}\mathbf{Z}_{\text{long}}}$ e o seu inverso é definido como a matriz de admitância característica $\mathbf{Y}_c = \mathbf{Z}_c^{-1}$.

Considerando uma LT de comprimento ℓ , as equações (102) e (103) são aplicadas ao final

da linha em $x = 0$ e em $x = \ell$ e escritas como:

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{I}(0) = \mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2, \quad (104)$$

$$\mathbf{V}_0 = \mathbf{V}(0) = \mathbf{Z}_c(\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2), \quad (105)$$

$$\mathbf{I}_\ell = -\mathbf{I}(\ell) = -\mathbf{C}_1 e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}} - \mathbf{C}_2 e^{\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}}, \quad (106)$$

$$\mathbf{V}_\ell = \mathbf{V}(\ell) = \mathbf{Z}_c(\mathbf{C}_1 e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}} - \mathbf{C}_2 e^{\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}}), \quad (107)$$

sendo, $\mathbf{C}_1$ determinado como:

$$\mathbf{C}_1 = \frac{\mathbf{I}_0 + \mathbf{Y}_c \mathbf{V}_0}{2}. \quad (108)$$

Denominando o terminal emissor da linha em $x = 0$ como E e o terminal receptor em $x = \ell$ como R, tem-se:

$$\mathbf{V}_0 = \mathbf{V}_E, \quad \mathbf{I}_0 = \mathbf{I}_E, \quad \mathbf{V}_\ell = \mathbf{V}_R, \quad \mathbf{I}_\ell = \mathbf{I}_R, \quad (109)$$

sendo, $\mathbf{I}_E$ e $\mathbf{V}_E$ as correntes e as tensões no terminal emissor E, e $\mathbf{I}_R$ e $\mathbf{V}_R$ as correntes e as tensões no terminal receptor R.

Após realizar esse procedimento, a equação (107) é pré-multiplicada por $\mathbf{Y}_c$ e subtraída da equação (106), resultando:

$$\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_R - \mathbf{I}_R = 2\mathbf{C}_1 e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}}. \quad (110)$$

A equação (108) é substituída em (110), obtendo:

$$\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_R - \mathbf{I}_R = e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}} (\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_E + \mathbf{I}_E). \quad (111)$$

Considerando a LT como um componente linear e bilateral, e trocando a nomenclatura dos terminais E e R, obtém-se (Araújo, 2005):

$$\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_E - \mathbf{I}_E = e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}} (\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_R + \mathbf{I}_R). \quad (112)$$

Definindo a função de propagação $\mathbf{H} = e^{-\sqrt{\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}} \ell}}$ e substituindo nas equações (111) e (112), tem-se:

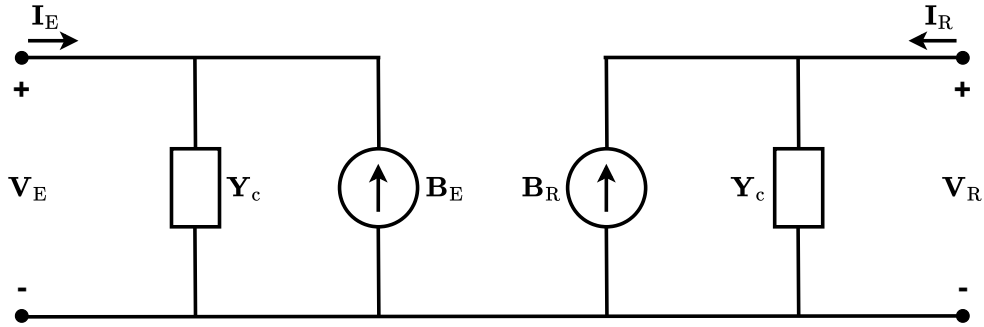
$$\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_R - \mathbf{I}_R = \mathbf{H}(\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_E + \mathbf{I}_E), \quad (113)$$

$$\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_E - \mathbf{I}_E = \mathbf{H}(\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_R + \mathbf{I}_R). \quad (114)$$

É possível representar as equações (113) e (114) na forma de circuito, como ilustrado na Figura 34. Essa é uma representação esquemática para todo o modelo.

Observa-se da Figura 34 que o acoplamento entre as duas extremidades da LT é feito por

Figura 34 - Circuito equivalente de uma linha de transmissão no domínio da frequência.



Fonte: Autoria própria.

meio de fontes auxiliares $\mathbf{B}_E$ e $\mathbf{B}_R$, que são definidas por (Zanon, 2019):

$$\mathbf{B}_E = \mathbf{H}(\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_R + \mathbf{I}_R), \quad (115)$$

$$\mathbf{B}_R = \mathbf{H}(\mathbf{Y}_c \mathbf{V}_E + \mathbf{I}_E). \quad (116)$$

Embora a solução oferecida para as equações das LTs seja precisa para a excitação em regime permanente senoidal na frequência angular ω , essa metodologia expressa algumas desvantagens, incluindo: (i) a necessidade de realizar transformações entre os domínios do tempo e da frequência, podendo resultar em um aumento no tempo de processamento (computacional); (ii) a complexidade em considerar elementos não lineares no domínio da frequência; (iii) a maioria dos softwares do tipo EMTP que simulam os transitórios, operam diretamente no domínio do tempo. Portanto, é preferível que as simulações transitórias de sistemas de potência sejam realizadas no domínio do tempo (Marti, 1988). Dessa maneira, aplica-se a transformada inversa de Laplace nas equações (113) e (114), resultando:

$$\mathbf{y}_c(t) * \mathbf{v}_R(t) - \mathbf{i}_R(t) = \mathbf{h}(t) * [\mathbf{y}_c(t) * \mathbf{v}_E(t) + \mathbf{i}_E(t)], \quad (117)$$

$$\mathbf{y}_c(t) * \mathbf{v}_E(t) - \mathbf{i}_E(t) = \mathbf{h}(t) * [\mathbf{y}_c(t) * \mathbf{v}_R(t) + \mathbf{i}_R(t)], \quad (118)$$

sendo:

$$\mathbf{h}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{\mathbf{H}\}, \quad (119)$$

$$\mathbf{y}_c(t) = \mathcal{L}^{-1}\{\mathbf{Y}_c\}, \quad (120)$$

onde, $\mathcal{L}^{-1}$ simboliza a transformada inversa de Laplace e '*' indica a integral de convolução. Para resolver as convoluções contidas nas equações (117) e (118), a admitância característica $\mathbf{y}_c(t)$ e a função de propagação $\mathbf{h}(t)$ devem ser aproximadas por meio de funções racionais ajustadas (Semlyen; Dabuleanu, 1975). Como não existem transformadas inversas de Laplace analíticas para $\mathbf{Y}_c$ e $\mathbf{H}$, a representação por funções racionais é realizada no domínio da frequência.

4.2.2 Funções racionais

Se for possível $F(s)$ ser expressa em termos de polinômios, é considerada uma função racional que descreve um parâmetro dependente da frequência de um sistema, conforme mencionado por Bañuelos-Cabral, Gutiérrez-Robles e Gustavsen (2017):

$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{k(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)}, \quad (121)$$

onde, s é a variável de Laplace, $N(s)$ é o polinômio de grau m (número de zeros), $D(s)$ é o polinômio de grau n (número de polos), $z_1, z_2 \cdots z_m$ representam os zeros e $p_1, p_2 \cdots p_n$ representam os polos da função $F(s)$.

Se o grau do polinômio $N(s)$ é maior do que o do polinômio $D(s)$, então a função racional é dita como própria, e a equação (121) pode ser expandida em frações parciais, ou seja, $F(s)$ pode ser escrita como (Bañuelos-Cabral; Gutiérrez-Robles; Gustavsen, 2017):

$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\text{res}_1}{s - p_1} + \frac{\text{res}_2}{s - p_2} + \cdots + \frac{\text{res}_n}{s - p_n}, \quad (122)$$

sendo $\text{res}_1, \text{res}_2 \cdots \text{res}_n$ os resíduos.

Uma função pode ser aproximadamente representada pela função $F_{\text{fit}}(s)$ se sua forma analítica não for conhecida e se $N(s) = D(s)$. Essa representação é dada por (Antonini, 2003):

$$F_{\text{fit}}(s) = d + se + \sum_{n=1}^N \frac{\text{res}_n}{s - p_n} \approx F(s), \quad (123)$$

onde, res_n é o n -ésimo resíduo, p_n é o n -ésimo polo, d é a constante assintótica de alta frequência e e é o termo linear. Os polos são números negativos e d é um número real positivo. Dependendo da aplicação d e/ou e são igualados a zero, logo são opcionais (Gustavsen, 2008). Na literatura científica existem diversos métodos que permitem determinar res_n , p_n , d e e , tais como o *Vector Fitting* que será apresentado posteriormente.

4.2.2.1 Aproximação racional da admitância característica Y_c

Geralmente, Y_c apresenta um comportamento suave em relação à frequência, o que facilita seu ajuste diretamente no domínio das fases, requerendo um número relativamente baixo de polos (Gustavsen; Semlyen, 1998). Dessa maneira, Y_c pode ser representada por uma função racional, dada por (Zanon; Leal; De Conti, 2021):

$$Y_c \approx Y_{c \text{ fit}} = \alpha_0 + \sum_{n=1}^N \frac{\text{res}_n}{s - p_n}, \quad (124)$$

onde, N é a ordem de ajuste, $\mathbf{res}_1 : \mathbf{res}_n$ são matrizes de resíduos e α_0 é uma matriz constante obtida no limite de $\mathbf{Y}_c$ quando $s = j\omega \rightarrow \infty$. Os polos de $\mathbf{Y}_{c \text{ fit}}$ são obtidos pelo ajuste vetorial do traço da matriz $\mathbf{Y}_c$ (soma dos elementos da diagonal principal da matriz). Posteriormente, os resíduos são determinados utilizando o ajuste vetorial, sendo atribuídos a cada componente de $\mathbf{Y}_{c \text{ fit}}$.

4.2.2.2 Aproximação racional da função de propagação $\mathbf{H}$

Para a aproximação de $\mathbf{H}$ pelo ajuste vetorial é necessário primeiramente utilizar a técnica da transformação modal, dada por:

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}_I \mathbf{H}_m \mathbf{T}_I^{-1}, \quad (125)$$

onde, $\mathbf{H}_m = e^{-\sqrt{\lambda}\ell}$ é a matriz da função de propagação no domínio modal, $\mathbf{T}_I$ é a matriz de transformação modal e λ é a matriz diagonal contendo os autovalores de $\mathbf{Y}_{\text{trans}} \mathbf{Z}_{\text{long}}$. Para calcular $\mathbf{T}_I$ e λ basta seguir os procedimentos apresentados em Wedepohl e Nguyen (1996).

Dividindo $\mathbf{T}_I$ em colunas e $\mathbf{T}_I^{-1}$ em linhas, pode-se derivar a seguinte expressão a partir do triplo produto em (125) (Ramos-Leaños; Naredo; Gutierrez-Robles, 2012):

$$\mathbf{H} = \sum_{j=1}^{N_{\text{fases}}} \mathbf{D}_j \mathbf{H}_j, \quad (126)$$

sendo, j o índice que concerne ao j -ésimo modo da LT, $\mathbf{H}_j = e^{-\sqrt{\lambda_j}\ell}$ os modos da função de propagação e $\mathbf{D}_j$ as matrizes idempotentes.

A função de propagação $\mathbf{H}_j$ apresenta natureza oscilatória, dificultando a sua síntese. Isso resulta na necessidade de um grande número de polos e amostras de frequência para representá-la. Entretanto, esse problema pode ser contornado definindo um tempo de atraso mínimo (τ_j) (Zanon; Leal; De Conti, 2021) e o relacionando com $\mathbf{H}_j$, como:

$$\mathbf{P}_j = \mathbf{H}_j e^{s\tau_j}. \quad (127)$$

Isolando $\mathbf{H}_j$ da equação (127) e substituindo na equação (126), tem-se:

$$\mathbf{H} = \sum_{j=1}^{N_{\text{fases}}} \mathbf{D}_j \mathbf{P}_j e^{-s\tau_j}. \quad (128)$$

O procedimento para obtenção de τ_j é descrito no trabalho de Gustavsen (2016). Os polos de $\mathbf{H}$ são obtidos realizando o ajuste vetorial em $\mathbf{P}_j$ da equação (127), escritos como (Morched;

Gustavsen; Tartibi, 1999):

$$P_j \approx P_{j \text{ fit}} = \sum_{n=1}^N \frac{\text{res}_{nj}}{s - p_n}, \quad (129)$$

onde, res_{nj} são os resíduos associados a cada elemento P_j , N é o número de polos necessário para o ajuste de P_j e p_n são os polos utilizados para representar P_j . Esses polos são utilizados para o ajuste de cada um dos termos $D_j P_j$, de onde são obtidos os resíduos, como:

$$D_j P_j \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_{nj}}{s - p_n}, \quad (130)$$

onde, c_{nj} são as matrizes de resíduos. Substituindo a equação (130) na equação (128), tem-se a representação de $\mathbf{H}$ pela função racional, dada por:

$$\mathbf{H} \approx \mathbf{H}_{\text{fit}} = \sum_{j=1}^{N_{\text{fases}}} \left(\sum_{n=1}^N \frac{c_{nj}}{s - p_n} \right) e^{-s\tau_j}. \quad (131)$$

Para obtenção dos polos e resíduos das funções racionais, constam na literatura diversos métodos que podem ser aplicados. Um desses métodos é o *Vector Fitting* que será apresentado a seguir.

4.2.3 Vector Fitting

O *Vector Fitting* é um método de ajuste que realoca iterativamente um conjunto inicial de polos para melhores posições resolvendo um problema linear de mínimos quadrados (Gustavsen; Semlyen, 1999). O seu principal objetivo é aproximar uma função $F(s)$ por uma função racional na forma polo-resíduo (Caballero, 2018). O *Vector Fitting* funciona em duas etapas: (i) melhora a posição dos polos iniciais iterativamente; (ii) calcula os resíduos. A função racional na forma polo-resíduo utilizada é dada por (Bañuelos-Cabral; Gutiérrez-Robles; Gustavsen, 2017):

$$F(s) \approx F_{\text{fit}}(s) = d + se + \sum_{n=1}^N \frac{\text{res}_n}{s - p_n}. \quad (132)$$

Considerando os polos iniciais como C_n e multiplicando $F(s)$ por uma função auxiliar $\sigma(s)$, tem-se que (Bañuelos-Cabral; Gutiérrez-Robles; Gustavsen, 2017):

$$\sigma(s)F(s) = \rho(s) = \sum_{n=1}^N \frac{\text{res}_n}{s - C_n} + d + se, \quad (133)$$

sendo, $\sigma(s)$ escrito como (Gustavsen; Semlyen, 1999):

$$\sigma(s) = \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{\text{res}}_n}{s - C_n} + 1. \quad (134)$$

Os polos e resíduos em (133) e (134) são reais ou pares conjugados complexos, $\sigma(s)$ é um escalar e $\rho(s)$ é normalmente um vetor. Os polos de $F(s)$ devem ser iguais aos zeros de $\sigma(s)$ e são calculados da seguinte forma (Caballero, 2018):

$$\{p_n\} = \text{eig}(\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{c}^T), \quad (135)$$

onde, $\mathbf{A}$ é uma matriz diagonal que contém os polos iniciais (C_n), $\mathbf{b}$ é um vetor coluna unitário e $\mathbf{c}^T$ é um vetor linha contendo os resíduos ($r_{\text{e}n}$). Esse processo é executado de forma iterativa, em que os novos polos (p_n) vão substituindo os polos anteriores (C_n).

Após a identificação dos polos, os resíduos de (132) são calculados resolvendo o problema dos mínimos quadrados com os polos conhecidos (Gustavsen, 2006).

4.3 Implementação do ULM no software ATP-EMTP

A implementação do modelo ULM, conforme proposto em Leal, Conti e Zanon (2023), ocorre em duas etapas distintas: (i) obtenção dos parâmetros da linha, dos polos e resíduos de $\mathbf{Y}_c$ e $\mathbf{H}$, do tempo de atraso mínimo, e do arquivo de texto, no MATLAB; (ii) utilização do software ATP-EMTP.

Em Leal, Conti e Zanon (2023), os autores inserem os dados da LT por meio de uma interface gráfica desenvolvida no ambiente GUIDE do MATLAB, gerando ao final um arquivo de texto (.txt). Nessa interface gráfica, é possível escolher entre três modelos para o cálculo da impedância do solo, escolher entre não considerar ou utilizar um modelo para o cálculo da admitância do solo e em relação aos parâmetros do solo, podem ser constantes ou apenas dependentes da frequência empregando a formulação de Alípio e Visacro. No ATP-EMTP, um *foreign model* é implementado para ler esse arquivo .txt. Assim, o arquivo de texto serve como um elo entre o código externo e o ATP-EMTP.

Já na implementação realizada pela autora neste trabalho, é criado um código no MATLAB, onde são calculados os parâmetros da linha (impedância longitudinal e admitância transversal). Nesse código, a impedância e a admitância do solo podem ser obtidas a partir de todos os modelos mostrados no Capítulo 2, considerando os parâmetros do solo dependentes dos quatro fatores físicos apresentados no Capítulo 3, podendo utilizar todas as formulações mostradas. A partir disso, a admitância característica, a função de propagação e os tempos de atraso mínimos são obtidos. Além disso, é realizada a aproximação da admitância característica e da função de propagação pela técnica do ajuste vetorial (*Vector Fitting*), da qual são obtidos os polos e resíduos. Por fim, é gerado um arquivo de dados (.dat). Esse arquivo é totalmente compatível com a implementação do ATP-EMTP. Uma vez que o arquivo .dat é importado diretamente para o ATP-EMTP, o software organiza as informações e posiciona os arquivos necessários em seus devidos lugares. A seguir, é apresentado como foi empregado cada um desses passos.

4.3.1 Desenvolvimento de código no MATLAB

Durante esta etapa, os parâmetros da linha são obtidos, a técnica de ajuste vetorial (*Vector Fitting*) é aplicada e a estrutura do arquivo de dados é gerada.

4.3.1.1 Cálculo dos parâmetros da linha

Neste passo, utilizando as informações geométricas da linha, do solo e do ambiente onde a linha está instalada, juntamente com a faixa de frequência de operação, são determinadas a impedância longitudinal e a admitância transversal.

Para calcular a impedância longitudinal, são empregadas as funções de Bessel para determinar a impedância interna (Mingli; Yu, 2004), enquanto as equações clássicas da literatura, que consideram a geometria da linha (Martinez-Velasco, 2009), são utilizadas para calcular a impedância externa. Além disso, é necessário considerar a impedância do solo, para a qual há diversos modelos disponíveis na literatura, tais como os propostos por Carson (1926), Nakagawa (1981), Sunde (1968), Deri *et al.* (1981), entre outros.

A determinação da admitância transversal envolve o cálculo da admitância externa utilizando as equações clássicas da literatura, que levam em conta a geometria da linha (Martinez-Velasco, 2009), além do cálculo da admitância do solo. Quanto à admitância do solo, há opções como não considerá-la, tratando o solo como um condutor ideal, ou utilizar formulações propostas por autores como Nakagawa (1981), Tesche (1992), entre outros.

Dependendo da formulação adotada para calcular a impedância e a admitância do solo, bem como do modelo utilizado para representar o solo, é necessário obter os parâmetros do solo, (condutividade do solo e permissividade relativa). O cálculo desses parâmetros pode levar em consideração a influência da frequência, do teor de umidade, da porosidade e da estratificação do solo. Cada um desses fatores requer uma equação específica a ser resolvida e incorporada às equações dos parâmetros da linha.

Todos os equacionamentos necessários para esse passo, são encontrados no Capítulo 2 e no Capítulo 3.

4.3.1.2 Determinação da admitância característica (Y_c)

Um detalhe crucial a ser destacado é que os conceitos de admitância e impedância características possuem significado físico apenas quando calculados no domínio modal. Portanto, neste passo, é primordial transformar inicialmente a impedância longitudinal e a admitância transversal, obtidas no passo anterior, para o domínio modal, utilizando matrizes de transformação modal dependentes da frequência (Wedepohl; Nguyen, 1996). Essa transformação resulta em

Z_{long}^m e Y_{trans}^m , respectivamente. Em seguida, a admitância característica no domínio dos modos é expressa como:

$$Y_c^m = \sqrt{Y_{\text{trans}}^m / Z_{\text{long}}^m}, \quad (136)$$

onde, m é o índice que indica que o parâmetro está no domínio dos modos.

4.3.1.3 Aproximação de Y_c pela técnica de ajuste vetorial (*Vector Fitting*)

Como a matriz de admitâncias características apresenta uma variação suave em função da frequência, pode ser modelada com precisão no domínio das fases (Gustavsen; Semlyen, 1998). Sendo assim, neste passo, a admitância característica obtida no passo anterior deve ser transformada para o domínio das fases, utilizando as matrizes de transformação modal dependentes da frequência. Posteriormente, os polos de Y_c são determinados aplicando o *Vector Fitting* ao seu traço (soma dos elementos da diagonal principal da matriz quadrada).

O resultado consiste em um conjunto com um pequeno número de polos que representa todos os elementos da admitância característica. Os resíduos também são determinados utilizando o *Vector Fitting*. O aspecto essencial desta parte é que os polos iniciais usados são os obtidos anteriormente e devem permanecer fixos, sem recálculo. Para garantir isso, no *Vector Fitting*, é necessário empregar um comando chamado `opts.skip_pole = 1`, que pula o cálculo dos polos. A matriz de Y_c pode ser escrita como:

$$Y_c \approx Y_{c \text{ fit}} = \alpha_0 + \sum_{n=1}^N \frac{\mathbf{res}_n}{s - p_n}, \quad (137)$$

onde, α_0 é uma matriz real constante, $\mathbf{res}_n$ são matrizes de resíduos e p_n são os polos utilizados para representar Y_c .

4.3.1.4 Determinação da função de propagação (H)

No próximo passo, que envolve a aproximação de H usando a técnica de ajuste vetorial, é crucial que a função de propagação esteja no domínio modal. Assim, a função de propagação é transformada para o domínio modal utilizando matrizes de transformação modal dependentes da frequência (Wedepohl; Nguyen, 1996) e é expressa como:

$$H_m = e^{-\sqrt{\lambda_m} \ell}, \quad (138)$$

onde, $\sqrt{\lambda_m} = \sqrt{Y_{\text{trans}}^m Z_{\text{long}}^m}$ e ℓ é o comprimento da linha.

4.3.1.5 Aproximação de H pela técnica de ajuste vetorial (Vector Fitting)

Conforme mencionado anteriormente, a função de propagação apresenta uma natureza oscilatória, o que torna seu ajuste complicado, exigindo a determinação de um tempo de atraso mínimo, denominado τ . O procedimento para obtenção de τ é detalhado no trabalho de Gustavsen (2016). Com τ estabelecido, a função P_m é definida da seguinte forma (Zanon, 2019):

$$P_m = H_m e^{s\tau_m}, \quad (139)$$

onde τ_m é o tempo de atraso mínimo associado ao m -ésimo modo.

Os polos de P_m são determinados pelo *Vector Fitting* para ajustar H , representada por:

$$P_m \approx P_{m \text{ fit}} = \sum_{n=1}^N \frac{\text{res}_{nm}}{s - p_n}, \quad (140)$$

onde, res_{nm} são os resíduos associados a cada elemento P_m , N é o número de polos necessário para o ajuste de P_m e p_n são os polos utilizados para representar P_m .

Para obter os resíduos, o ajuste deve ser realizado em cada termo de $D_m P_m$, onde D_m consiste em matrizes idempotentes obtidas multiplicando-se a m -ésima coluna da matriz de transformação T_I pela m -ésima linha de T_I^{-1} . Essas matrizes idempotentes eliminam problemas de indeterminação, uma vez que seus termos são invariantes e únicos, independentemente do escalonamento dos autovetores (Marcano, 1996). É fundamental ressaltar que os polos previamente calculados devem ser usados como polos iniciais, sem alterações ou recálculos. Para garantir isso, no *Vector Fitting*, é preciso usar o comando `opts.skip_pole = 1`, que ignora o cálculo dos polos. Aplicando a técnica de ajuste vetorial em $D_m P_m$, tem-se:

$$D_m P_m \approx \sum_{n=1}^N \frac{\mathbf{c}_{nm}}{s - p_n}, \quad (141)$$

onde, $\mathbf{c}_{nm}$ são as matrizes de resíduos.

4.3.1.6 Estrutura do arquivo de dados .dat

O MATLAB salva as informações calculadas em um arquivo de dados (.dat), atuando como uma interface entre o MATLAB e o ATP-EMTP e contendo os dados essenciais para calcular os transitórios posteriormente no ATP-EMTP. A organização dos dados no arquivo segue a seguinte sequência (Leal; Conti; Zanon, 2023):

- Quantidade de fases (q_f).
- Quantidade de modos (m).

- Quantidade de polos do ajuste de $\mathbf{Y}_c$ (q_{Yc});
OBS: Cada par de polos complexos conjugados conta como um).
- Quantidade de polos do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$ ($q_{H(1)}$);
OBS: Cada par de polos complexos conjugados conta como um).
- Quantidade de polos do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$ ($q_{H(2)}$);
OBS: Cada par de polos complexos conjugados conta como um).
- ⋮
- Quantidade de polos do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$ ($q_H(m)$).
OBS: Cada par de polos complexos conjugados conta como um).
- Tempo mínimo de atraso associado ao primeiro modo ($\tau_{(1)}$);
- Tempo mínimo de atraso associado ao segundo modo ($\tau_{(2)}$);
- ⋮
- Tempo mínimo de atraso associado ao último modo ($\tau_{(m)}$).
- Real do primeiro polo do ajuste de $\mathbf{Y}_c$ ($real[p_{Yc(1)}]$);
OBS: Esse valor é negativo, se o polo for puramente real. Se o polo for complexo, esse valor é um número positivo contendo o valor absoluto da parte real do polo.
- Imaginário do primeiro polo do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, se existir ($imag[p_{Yc(1)}]$);
OBS: Esse valor pode ser positivo ou negativo.
OBS: Quando houver um par de polos complexos conjugados, apenas um polo e seu conjunto correspondente de resíduos deve ser considerado. A informação que falta é gerado automaticamente pelo código ULM-ATP.
- Triângulo superior da matriz de resíduos associada ao primeiro polo $p_{Yc(1)}$ do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{res}_1$);
OBS: Para o polo complexo:
 - Real do primeiro elemento da primeira linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(1,1,1)]$),
 - Imaginário do primeiro elemento da primeira linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(1,1,1)]$),
 - Real do segundo elemento da primeira linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(1,2,1)]$),
 - Imaginário do segundo elemento da primeira linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(1,2,1)]$),
 - ⋮
 - Real do último elemento da primeira linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(1,q_f,1)]$),
 - Imaginário do último elemento da primeira linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(1,q_f,1)]$),

- Real do primeiro elemento da segunda linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(2,2,1)]$),
- Imaginário do primeiro elemento da segunda linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(2,2,1)]$),
- Real do segundo elemento da segunda linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(2,3,1)]$),
- Imaginário do segundo elemento da segunda linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(2,3,1)]$),
- $\vdots$
- Real do último elemento da segunda linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(2,q_f,1)]$),
- Imaginário do último elemento da segunda linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(2,q_f,1)]$),
- $\vdots$
- Real do único elemento da última linha do triângulo ($real[\mathbf{res}_1(q_f,q_f,1)]$),
- Imaginário do único elemento da última linha do triângulo ($imag[\mathbf{res}_1(q_f,q_f,1)]$).

OBS: Para o polo real, segue-se a mesma lógica, porém apenas com a parte real dos resíduos ($real[\mathbf{res}_1]$).

- Real do segundo polo do ajuste de $\mathbf{Y}_c$ ($real[p_{Y_c(2)}]$);
- Imaginário do segundo polo do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, se existir ($imag[p_{Y_c(2)}]$);
- Triângulo superior da matriz de resíduos associada ao segundo polo $p_{Y_c(2)}$ do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{res}_2$);

OBS: Repete o procedimento descrito acima.

$\vdots$

- Real do último polo do ajuste de $\mathbf{Y}_c$ ($real[p_{Y_c(q_{Y_c})}]$);
- Imaginário do último polo do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, se existir ($imag[p_{Y_c(q_{Y_c})}]$);
- Triângulo superior da matriz de resíduos associada ao último polo $p_{Y_c(q_{Y_c})}$ do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{res}_{q_{Y_c}}$);

OBS: Repete o procedimento descrito acima.

- Real do primeiro polo do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(1,1)}]$);
- OBS: Esse valor é negativo, se o polo for puramente real. Se o polo for complexo, esse valor é um número positivo contendo o valor absoluto da parte real do polo.

- Imaginário do primeiro polo do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(1,1)}]$);

OBS: Esse valor pode ser positivo ou negativo.

OBS: Quando houver um par de polos complexos conjugados, apenas um polo e seu conjunto correspondente de resíduos deve ser considerado. A informação que falta é gerado automaticamente pelo código ULM-ATP.

- Matriz de resíduos associada ao primeiro polo $p_{H(1,1)}$ do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{1,1}$);

OBS: A matriz $\mathbf{c}_{1,1}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H), sendo $m = 1$, pois se trata do primeiro modo e $q_H = 1$, pois é o primeiro polo, então $\mathbf{c}_{1,1}$ ($q_f, q_f, 1, 1$).

OBS: Para o polo complexo:

- Real do primeiro elemento da primeira linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(1,1,1,1)]$),
- Imaginário do primeiro elemento da primeira linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(1,1,1,1)]$),
- Real do segundo elemento da primeira linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(1,2,1,1)]$),
- Imaginário do segundo elemento da primeira linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(1,2,1,1)]$),
- ⋮
- Real do último elemento da primeira linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(1,q_f,1,1)]$),
- Imaginário do último elemento da primeira linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(1,q_f,1,1)]$),
- Real do primeiro elemento da segunda linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(2,1,1,1)]$),
- Imaginário do primeiro elemento da segunda linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(2,1,1,1)]$),
- Real do segundo elemento da segunda linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(2,2,1,1)]$),
- Imaginário do segundo elemento da segunda linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(2,2,1,1)]$),
- ⋮
- Real do último elemento da segunda linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(2,q_f,1,1)]$),
- Imaginário do último elemento da segunda linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(2,q_f,1,1)]$),
- ⋮
- Real do primeiro elemento da última linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(q_f,1,1,1)]$),
- Imaginário do primeiro elemento da última linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(q_f,1,1,1)]$),
- Real do segundo elemento da última linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(q_f,2,1,1)]$),
- Imaginário do segundo elemento da última linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(q_f,2,1,1)]$),
- ⋮
- Real do último elemento da última linha da matriz ($real[\mathbf{c}_{1,1}(q_f,q_f,1,1)]$),
- Imaginário do último elemento da última linha da matriz ($imag[\mathbf{c}_{1,1}(q_f,q_f,1,1)]$).

OBS: Para o polo real, segue-se a mesma lógica, porém apenas com a parte real dos resíduos ($real[\mathbf{c}_{1,1}]$).

- Real do segundo polo do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(1,2)}]$);
- Imaginário do segundo polo do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(1,2)}]$);

- Matriz de resíduos associada ao segundo polo $p_{H(1,2)}$ do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{1,2}$).

OBS: A matriz $\mathbf{c}_{1,2}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = 1$, pois se trata do primeiro modo e $q_H = 2$, pois é o segundo polo, então $\mathbf{c}_{1,2}(q_f, q_f, 1, 2)$;

OBS: Repete o procedimento descrito acima.

⋮

- Real do último polo do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(1,q_H)}]$);
 - Imaginário do último polo do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(1,q_H)}]$);
 - Matriz de resíduos associada ao último polo $p_{H(1,q_H)}$ do ajuste do primeiro modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{1,q_H}$);
- OBS: A matriz $\mathbf{c}_{1,q_H}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = 1$, pois se trata do primeiro modo e $q_H = q_H$, pois é o último polo, então $\mathbf{c}_{1,q_H}(q_f, q_f, 1, q_H)$.
- OBS: Repete o procedimento descrito acima.

- Real do primeiro polo do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(2,1)}]$);
 - Imaginário do primeiro polo do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(2,1)}]$);
 - Matriz de resíduos associada ao primeiro polo $p_{H(2,1)}$ do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{2,1}$);
- OBS: A matriz $\mathbf{c}_{2,1}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = 2$, pois se trata do segundo modo e $q_H = 1$, pois é o primeiro polo, então $\mathbf{c}_{2,1}(q_f, q_f, 2, 1)$.
- OBS: Repete o procedimento descrito acima.

- Real do segundo polo do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(2,2)}]$);
 - Imaginário do segundo polo do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(2,2)}]$);
 - Matriz de resíduos associada ao segundo polo $p_{H(2,2)}$ do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{2,2}$);
- OBS: A matriz $\mathbf{c}_{2,2}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = 2$, pois se trata do segundo modo e $q_H = 2$, pois é o segundo polo, então $\mathbf{c}_{2,2}(q_f, q_f, 2, 2)$.
- OBS: Repete o procedimento descrito acima.

⋮

- Real do último polo do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(2,q_H)}]$);
- Imaginário do último polo do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(2,q_H)}]$);

- Matriz de resíduos associada ao último polo $p_{H(2,q_H)}$ do ajuste do segundo modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{2,q_H}$);

OBS: A matriz $\mathbf{c}_{2,q_H}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = 2$, pois se trata do segundo modo e $q_H = q_H$, pois é o último polo, então $\mathbf{c}_{2,q_H}(q_f, q_f, 2, q_H)$.

OBS: Repete o procedimento descrito acima.

⋮

- Real do primeiro polo do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(m,1)}]$);
 - Imaginário do primeiro polo do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(m,1)}]$);
 - Matriz de resíduos associada ao primeiro polo $p_{H(m,1)}$ do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{m,1}$);
- OBS: A matriz $\mathbf{c}_{m,1}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = m$, pois se trata do último modo e $q_H = 1$, pois é o primeiro polo, então $\mathbf{c}_{m,1}(q_f, q_f, m, 1)$.
- OBS: Repete o procedimento descrito acima.

- Real do segundo polo do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(m,2)}]$);
 - Imaginário do segundo polo do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(m,2)}]$);
 - Matriz de resíduos associada ao segundo polo $p_{H(m,2)}$ do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{m,2}$);
- OBS: A matriz $\mathbf{c}_{m,2}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = m$, pois se trata do último modo e $q_H = 2$, pois é o segundo polo, então $\mathbf{c}_{m,2}(q_f, q_f, m, 2)$.
- OBS: Repete o procedimento descrito acima.

⋮

- Real do último polo do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$ ($real[p_{H(m,q_H)}]$);
 - Imaginário do último polo do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$, se existir ($imag[p_{H(m,q_H)}]$);
 - Matriz de resíduos associada ao último polo $p_{H(m,q_H)}$ do ajuste do último modo de $\mathbf{H}$, incluindo elemento por elemento de cada linha ($\mathbf{c}_{m,q_H}$);
- OBS: A matriz $\mathbf{c}_{m,q_H}$ tem quatro dimensões (q_f, q_f, m, q_H) , sendo $m = m$, pois se trata do último modo e $q_H = q_H$, pois é o último polo, então $\mathbf{c}_{m,q_H}(q_f, q_f, m, q_H)$.
- OBS: Repete o procedimento descrito acima.

- Triângulo superior da matriz contendo os elementos do termo independente α_0 resultante do ajuste de $\mathbf{Y}_c$, incluindo elemento por elemento de cada linha.

OBS:

- Real do primeiro elemento da primeira linha do triângulo ($real[\alpha_0(1,1)]$),

- Real do segundo elemento da primeira linha do triângulo ($real[\alpha_0(1,2)]$),

$$\vdots$$
- Real do último elemento da primeira linha do triângulo ($real[\alpha_0(1,q_f)]$),
- Real do primeiro elemento da segunda linha do triângulo ($real[\alpha_0(2,2)]$),
- Real do segundo elemento da segunda linha do triângulo ($real[\alpha_0(2,3)]$),

$$\vdots$$
- Real do último elemento da segunda linha do triângulo ($real[\alpha_0(2,q_f)]$),

$$\vdots$$
- Real do único elemento da última linha do triângulo ($real[\alpha_0(q_f,q_f)]$).

A Figura 35 mostra o código implementado pela autora em MATLAB para salvar o arquivo no formato .dat. Nas Figuras 36, 37 e 38 é apresentada a estrutura do arquivo de dados. As cores empregadas na primeira coluna correspondem àquelas do texto acima, indicando a sequência de organização dos dados. Para facilitar a compreensão, um exemplo é fornecido na terceira coluna dessas figuras, onde considera-se uma LT trifásica. Neste exemplo, para ajustar $\mathbf{Y}_c$ e $\mathbf{H}$, empregou-se 20 polos. Entre esses polos, existe um par de polos complexos conjugados para ambos os parâmetros ($\mathbf{Y}_c$ e $\mathbf{H}$).

4.3.2 Utilização do software ATP-EMTP

Para iniciar, é necessário proceder com a instalação da versão mais recente do ATPDraw (ATPDraw 7.5), que é 100% compatível com o arquivo de dados (.dat) previamente gerado. Para vincular o arquivo de dados ao ATPDraw 7.5, é preciso gerar um bloco PCH. Esse bloco lê as informações conditas no arquivo de dados. Para isso, deve-se:

1. Abrir o ATPDraw 7.5;
2. Apertar o botão direito do mouse;
3. Clicar em Lines/Cables;
4. Clicar em Read PCH file...;
5. Mudar o tipo de arquivo procurado para ATP file (*.atp;*.dat);
6. Abrir o arquivo de dados .dat gerado pelo MATLAB.

A partir do bloco PCH, o circuito é montado no ATPDraw de acordo com a configuração da linha, inserindo as condições dos terminais emissores e receptores. Posteriormente, o arquivo é

executado, o que resulta na obtenção das tensões e correntes transitórias pelo modelo ULM. Na Figura 39 é mostrado o circuito montado no ATPDraw, considerando o caso que será utilizado posteriormente no Capítulo 5.

Figura 35 - Código implementado em MATLAB para salvar o arquivo em formato .dat.

```

%% Escreve os polos e residuos de Yc e H em .dat

filename = fullfile(pwd(),['meu_modelo' '_fitULM.dat']); % Salva na pasta
fid = fopen(filename,'wt');

fprintf(fid,'%d\n',nph); % Número de fases
fprintf(fid,'%d\n',m); % Número de modos
fprintf(fid,'%d\n',npYc); % Número de polos Yc

for k=1:m
    fprintf(fid,'%d\n',size(polPj2,1)); % Número de polos H para cada modo
end

for jj = 1:size(D,1)
    fprintf(fid,'%16E\n',D(jj)); % Taus otimizados
end

% Escreve os polos de Yc e seus residuos
for k=1:npYc
    pol=polYc(k);
    if isreal(pol)
        if pol>0
            fprintf(fid,'%16E\n',-(pol)); % Força o polo real a ser negativo
        else
            fprintf(fid,'%16E\n',pol);
        end
    else
        fprintf(fid,'%16E\n%16E\n',abs(real(pol)),imag(pol)); % Força o polo complexo a ter parte real
    end
end

% Escreve os residuos
res=rYc(:,k);
res=reshape(res, [nph nph]);
res=res.';
res=triu(res);
res=reshape(res.', [nph*nph 1]);
res(res==0)=[];
nres=length(res);
for kk=1:nres
    if isreal(pol)
        fprintf(fid,'%16E\n',real(res(kk)));
    else
        fprintf(fid,'%16E\n%16E\n',real(res(kk)),imag(res(kk)));
    end
end
end

% Escreve os polos de H e seus residuos para cada modo
for k=1:m
    for j=1:size(polPj2,1)
        pol=polPj2(j);
        if isreal(pol)
            if pol>0
                fprintf(fid,'%16E\n',-(pol)); % Força o polo real a ser negativo
            else
                fprintf(fid,'%16E\n',pol);
            end
        else
            fprintf(fid,'%16E\n%16E\n',abs(real(pol)),imag(pol)); % Força o polo complexo a ter parte real
        end
    end
end

% Escreve os residuos
res = rPj2{1,k}(:,j);
nres=length(res);
for kk=1:nres
    if isreal(pol)
        fprintf(fid,'%16E\n',real(res(kk)));
    else
        fprintf(fid,'%16E\n%16E\n',real(res(kk)),imag(res(kk)));
    end
end
end

% Resíduos de Yc_k0
k0=SERYc.D;
k0=reshape(k0, [nph nph]);
k0=k0.';
k0=triu(k0);
k0=reshape(k0.', [nph*nph 1]);
k0(k0==0)=[];
fprintf(fid,'%16E\n',real(k0));
fclose(fid);

```

Fonte: Autoria própria.

Figura 36 - Estrutura do arquivo de dados .dat.

Quantidade de fases	q_f	3
Quantidade de modos	m	3
Quantidade de polos de Y_c	q_{Yc}	19
Quantidade de polos de H (modo 1)	$q_{H(1)}$	19
Quantidade de polos de H (modo 2)	$q_{H(1)}$	19
$\vdots$	$\vdots$	-
Quantidade de polos de H (modo m)	$q_{H(m)}$	19
Tempo de atraso (modo 1)	$\tau_{(1)}$	7.8389228324145482E-04
Tempo de atraso (modo 1)	$\tau_{(2)}$	7.8388846247065200E-04
$\vdots$	$\vdots$	-
Tempo de atraso (modo m)	$\tau_{(m)}$	7.8389015831897715E-04
Real do 1º polo de Y_c	$real[p_{Yc(1)}]$	-3.0894394855802407E+09
Real do 1º elemento da 1ª linha do Δ	$real[res_1(1,1,1)]$	2.3228941793119270E+03
Real do 2º elemento da 1ª linha do Δ	$real[res_1(1,2,1)]$	9.0038144506847357E+02
$\vdots$	$\vdots$	-
Real do último elemento da 1ª linha do Δ	$real[res_1(1, q_f, 1)]$	1.4444944568171502E+03
Real do 1º elemento da 2ª linha do Δ	$real[res_1(2,2,1)]$	9.5185071560588824E+02
Real do 2º elemento da 2ª linha do Δ	$real[res_1(2,3,1)]$	-
$\vdots$	$\vdots$	-
Real do último elemento da 2ª linha do Δ	$real[res_1(2, q_f, 1)]$	9.0037949323353428E+02
$\vdots$	$\vdots$	-
Real do único elemento da última linha do Δ	$real[res_1(q_f, q_f, 1)]$	2.3228958004960523E+03
Real do 2º polo de Y_c	$real[p_{Yc(2)}]$	+1.0871423042218018E+08
Imag do 2º polo de Y_c	$imag[p_{Yc(2)}]$	-3.1981221752214691E+02
Real do 1º elemento da 1ª linha do Δ	$real[res_2(1,1,2)]$	-4.0763532550866508E+01
Imag do 1º elemento da 1ª linha do Δ	$imag[res_2(1,1,2)]$	+6.5029466682838972E+00
Real do 2º elemento da 1ª linha do Δ	$real[res_2(1,2,2)]$	+1.7977699036837495E+02
Imag do 2º elemento da 1ª linha do Δ	$imag[res_2(1,2,2)]$	-1.9736865290799171E+08
$\vdots$	$\vdots$	-
Real do último elemento da 1ª linha do Δ	$real[res_2(1, q_f, 2)]$	-2.4457904200450531E+02
Imag do último elemento da 1ª linha do Δ	$imag[res_2(1, q_f, 2)]$	-8.0064351368947122E+00
Real do 1º elemento da 2ª linha do Δ	$real[res_2(2,2,2)]$	+1.7977699036843859E+02
Imag do 1º elemento da 2ª linha do Δ	$imag[res_2(2,2,2)]$	+1.9102566032521688E+02
Real do 2º elemento da 2ª linha do Δ	$real[res_2(2,3,2)]$	-
Imag do 2º elemento da 2ª linha do Δ	$imag[res_2(2,3,2)]$	-
$\vdots$	$\vdots$	-
Real do último elemento da 2ª linha do Δ	$real[res_2(2, q_f, 2)]$	+2.1353410311174228E+00
Imag do último elemento da 2ª linha do Δ	$imag[res_2(2, q_f, 2)]$	+8.8330641103260987E-01
$\vdots$	$\vdots$	-
Real do único elemento da última linha do Δ	$real[res_2(q_f, q_f, 2)]$	+1.3863961192654606E+00
Imag do único elemento da última linha do Δ	$imag[res_2(q_f, q_f, 2)]$	-5.6229302802459715E+03
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
Real/Imag do último polo de Y_c	$real/imag[p_{Yc(q_{Yc})}]$	-3.2629933621410856E-01
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(1,1, q_{Yc})]$	-3.4972522310305964E-05
Real/Imag do 2º elemento da 1ª linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(1,2, q_{Yc})]$	2.8466010265860169E-06
$\vdots$	$\vdots$	-
Real/Imag do último elemento da 1ª linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(1, q_f, q_{Yc})]$	2.5921306663766228E-06
Real/Imag do 1º elemento da 2ª linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(2,2, q_{Yc})]$	-3.4403326986045359E-05
Real/Imag do 2º elemento da 2ª linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(2,3, q_{Yc})]$	-
$\vdots$	$\vdots$	-
Real/Imag do último elemento da 2ª linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(2, q_f, q_{Yc})]$	2.8466010264732827E-06
$\vdots$	$\vdots$	-
Real/Imag do único elemento da última linha do Δ	$real/imag[res_{q_{Yc}}(q_f, q_f, q_{Yc})]$	-3.4972522310155626E-05

Fonte: Autoria própria.

Figura 37 - Estrutura do arquivo e dados .dat (continuação).

Real do 1º polo de H (modo 1)	$real[p_{H(1,1)}]$	+2.4104543523526624E+07
Imag do 1º polo de H (modo 1)	$imag[p_{H(1,1)}]$	+7.6554664580939952E+06
Real do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real[c_{1,1}(1,1,1,1)]$	-1.6841267710234555E+04
Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$imag[c_{1,1}(1,1,1,1)]$	-1.8646170539585969E+03
Real do 2º elemento da 1ª linha da matriz	$real[c_{1,1}(1,2,1,1)]$	-1.6634743770119134E+04
Imag do 2º elemento da 1ª linha da matriz	$imag[c_{1,1}(1,2,1,1)]$	-1.6624473525360096E+02
⋮	⋮	-
Real do último elemento da 1ª linha da matriz	$real[c_{1,1}(1, q_f, 1, 1)]$	-1.6841267710295400E+04
Imag do último elemento da 1ª linha da matriz	$imag[c_{1,1}(1, q_f, 1, 1)]$	-1.8646170540764854E+03
Real do 1º elemento da 2ª linha da matriz	$real[c_{1,1}(2,1,1,1)]$	-1.5357112817442972E+04
Imag do 1º elemento da 2ª linha da matriz	$imag[c_{1,1}(2,1,1,1)]$	+6.9976582108713478E+02
Real do 2º elemento da 2ª linha da matriz	$real[c_{1,1}(2,2,1,1)]$	-1.5076269446893975E+04
Imag do 2º elemento da 2ª linha da matriz	$imag[c_{1,1}(2,2,1,1)]$	+2.5829435180488072E+03
⋮	⋮	-
Real do último elemento da 2ª linha da matriz	$real[c_{1,1}(2, q_f, 1, 1)]$	-1.5357112817503928E+04
Imag do último elemento da 2ª linha da matriz	$imag[c_{1,1}(2, q_f, 1, 1)]$	+6.9976582097415678E+02
⋮	⋮	-
Real do 1º elemento da última linha da matriz	$real[c_{1,1}(q_f, 1, 1, 1)]$	-1.6841267710223452E+04
Imag do 1º elemento da última linha da matriz	$imag[c_{1,1}(q_f, 1, 1, 1)]$	-1.8646170539251409E+03
Real do 2º elemento da última linha da matriz	$real[c_{1,1}(q_f, 2, 1, 1)]$	-1.6634743770109719E+04
Imag do 2º elemento da última linha da matriz	$imag[c_{1,1}(q_f, 2, 1, 1)]$	-1.6624473521835276E+02
⋮	⋮	-
Real do último elemento da última linha da matriz	$real[c_{1,1}(q_f, q_f, 1, 1)]$	-1.6841267710286953E+04
Imag do último elemento da última linha da matriz	$imag[c_{1,1}(q_f, q_f, 1, 1)]$	-1.8646170540425776E+03
Real do 2º polo de H (modo 1)	$real[p_{H(1,2)}]$	-4.4353805823373748E+06
Real do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real[c_{1,2}(1,1,1,2)]$	+7.8341184973645170E+04
Real do 2º elemento da 1ª linha da matriz	$real[c_{1,2}(1,2,1,2)]$	+8.2240897282253223E+04
⋮	⋮	-
Real do último elemento da 1ª linha da matriz	$real[c_{1,2}(1, q_f, 1, 2)]$	+7.8341184973844240E+04
Real do 1º elemento da 2ª linha da matriz	$real[c_{1,2}(2,1,1,2)]$	+7.8393995956840619E+04
Real do 2º elemento da 2ª linha da matriz	$real[c_{1,2}(2,2,1,2)]$	+8.2420789373128398E+04
⋮	⋮	-
Real do último elemento da 2ª linha da matriz	$real[c_{1,2}(2, q_f, 1, 2)]$	+7.8393995957032617E+04
⋮	⋮	-
Real do 1º elemento da última linha da matriz	$real[c_{1,2}(q_f, 1, 1, 2)]$	+7.8341184973636977E+04
Real do 2º elemento da última linha da matriz	$real[c_{1,2}(q_f, 2, 1, 2)]$	+8.2240897282246893E+04
⋮	⋮	-
Real do último elemento da última linha da matriz	$real[c_{1,2}(q_f, q_f, 1, 2)]$	+7.8341184973836818E+04
⋮	⋮	⋮
Real/Imag do último polo de H (modo 1)	$real/imag[p_{H(1,q_H)}]$	-1.5435673136473205E+00
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{1,q_H}(1,1,1, q_H)]$	+2.9774784476820141E-02
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{1,q_H}(q_f, q_f, 1, q_H)]$	+2.9774784476794824E-02
Real/Imag do 1º polo de H (modo 2)	$real/imag[p_{H(2,1)}]$	+2.4104543523526624E+07
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{2,1}(1,1,2,1)]$	-3.6952665735782275E+05
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{2,1}(q_f, q_f, 2, 1)]$	+1.0910134918763321E+06
Real/Imag do 2º polo de H (modo 2)	$real/imag[p_{H(2,2)}]$	-4.4353805823373748E+06
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{2,2}(1,1,2,2)]$	+2.3404889613646814E+04
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{2,2}(q_f, q_f, 2, 2)]$	+2.3404890916371813E+04
⋮	⋮	⋮
Real/Imag do último polo de H (modo 2)	$real/imag[p_{H(2,q_H)}]$	-1.5435673136473205E+00
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{2,q_H}(1,1,2, q_H)]$	+2.7374334102368684E-03
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{2,q_H}(q_f, q_f, 2, q_H)]$	+2.7374334101593588E-03
⋮	⋮	⋮

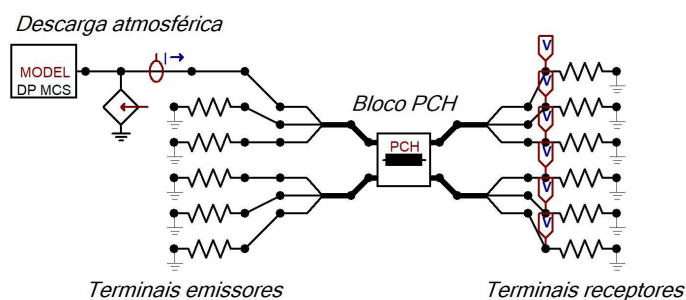
Fonte: Autoria própria.

Figura 38 - Estrutura do arquivo de dados .dat (final).

Real/Imag do 1º polo de H (último modo)	$real/imag[p_{H(m,1)}]$	+2.4104543523526624E+07
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{m,1}(1,1,m,1)]$	-2.0034675586083467E+05
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{m,1}(q_f, q_f, m, 1)]$	-2.0034675583143139E+05
Real/Imag do 2º polo de H (último modo)	$real/imag[p_{H(m,2)}]$	-4.4353805823373748E+06
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{m,2}(1,1,m,2)]$	+2.9841678885453730E+05
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{m,2}(q_f, q_f, m, 2)]$	+2.984167877742083E+05
⋮	⋮	⋮
Real/Imag do último polo de H (último modo)	$real/imag[p_{H(m,q_H)}]$	-1.5435673136473205E+00
Real/Imag do 1º elemento da 1ª linha da matriz	$real/imag[c_{m,q_H}(1,1,m,q_H)]$	-2.7357926322531048E-02
⋮	⋮	⋮
Real do último elemento da última linha da matriz	$real/imag[c_{m,q_H}(q_f, q_f, m, q_H)]$	-2.7357926322363078E-02
Real do 1º elemento da 1ª linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(1,1)]$	+2.2283313574870708E-03
Real do 2º elemento da 1ª linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(1,2)]$	-2.9561632211577010E-04
⋮	⋮	-
Real do último elemento da 1ª linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(1,q_f)]$	-1.1021858043460524E-04
Real do 1º elemento da 2ª linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(2,2)]$	+2.2864275091245847E-03
Real do 2º elemento da 2ª linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(2,3)]$	-
⋮	⋮	-
Real do último elemento da 2ª linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(2,q_f)]$	-2.9561632171792900E-04
⋮	⋮	-
Real do único elemento da última linha do Δ de α_0	$real[\alpha_0(q_f, q_f)]$	+2.2864275091245847E-03

Fonte: Autoria própria.

Figura 39 - Circuito montado no ATPDraw, considerando o caso que será utilizado no Capítulo 5.



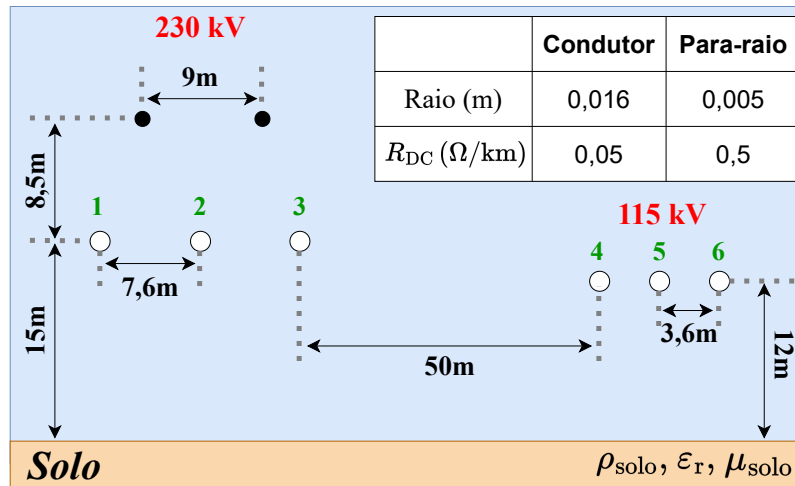
Fonte: Autoria própria.

4.4 Validação da implementação

Para validar a implementação descrita na seção anterior, considera-se a configuração com duas LTs geometricamente paralelas ilustrada na Figura 40. Esta configuração é a mesma utilizada no trabalho de Zanon, Leal e De Conti (2021). Na Figura 40 tem-se uma linha trifásica de 230 kV com dois cabos para-raios, geometricamente em paralelo com uma linha trifásica de

115 kV. A permeabilidade do solo é considerada igual à permeabilidade do vácuo, $\mu_{\text{solo}} = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, e o comprimento da LT é de 10 km. A faixa de frequência utilizada abrange de 0,1 Hz a 10 MHz. Os cabos para-raios são representados de forma implícita utilizando a redução de Kron (Kurokawa *et al.*, 2005), conforme mostrado no Apêndice B.

Figura 40 - Configuração de LT paralela.



Fonte: Autoria própria.

A validação da implementação é feita comparando 2 abordagens:

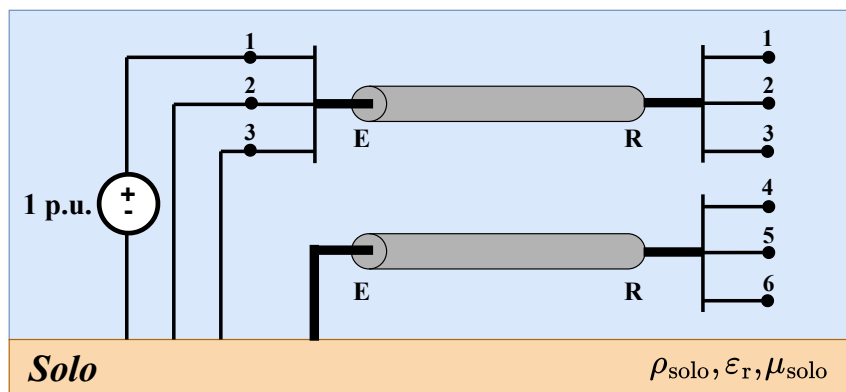
- ULM-ATP: Modelo ULM disponível no software ATP-EMTP, versão 7.5 do ATPDraw (curva preta);
- ULM-implementado: Modelo ULM implementado no ATP-EMTP pela autora (curva verde).

Para realizar essa validação, são utilizadas as mesmas condições disponibilizadas no modelo ULM disponível no software ATP-EMTP (ATPDraw 7.5), que são: (i) a impedância do solo é calculada pelas funções de Carson (Carson, 1926); (ii) a admitância do solo e a corrente de deslocamento do solo são desprezadas; (iii) a resistividade do solo é constante.

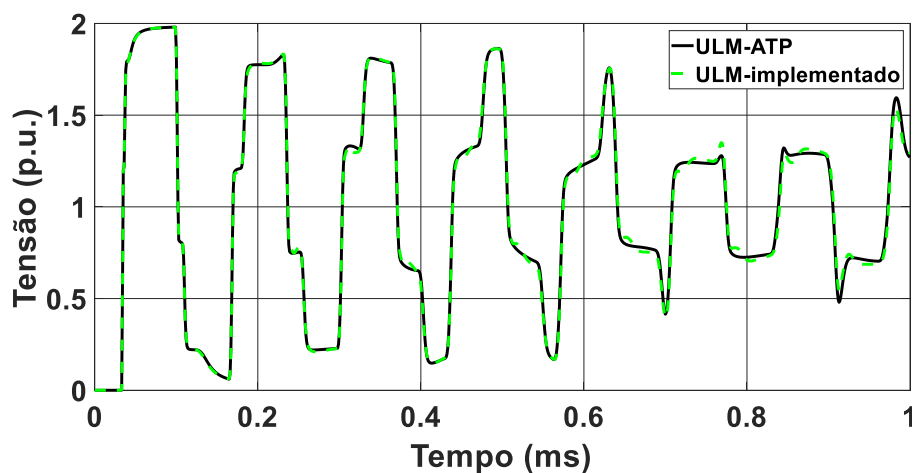
A configuração de LT paralela da Figura 40 é sujeita a uma energização com fonte de tensão constante (do tipo degrau) de 1 p.u. aplicada no terminal emissor (E) da fase 1 da LT de 230 kV. Os terminais emissores (E) das fases 2 e 3 estão em curto (fase-terra), enquanto os terminais receptores (R) foram deixados abertos. As tensões induzidas na linha de 115 kV são calculadas considerando os terminais emissores (E) em curto (fase-terra) e os terminais receptores (R) em aberto, conforme mostrado na Figura 41. Considerou-se $\rho_{\text{solo}} = 1/\sigma_{\text{solo}} = 10.000 \Omega.m$ e 20 polos para realizar o ajuste da admitância característica e 20 polos para o ajuste da função de propagação (mesmo caso analisado pelos autores em Zanon, Leal e De Conti (2021)).

As Figuras 42, 43, 44, 45, 46 e 47 mostram as tensões transitórias nos terminais receptores das fases 1, 2, 3, 4, 5 e 6, respectivamente.

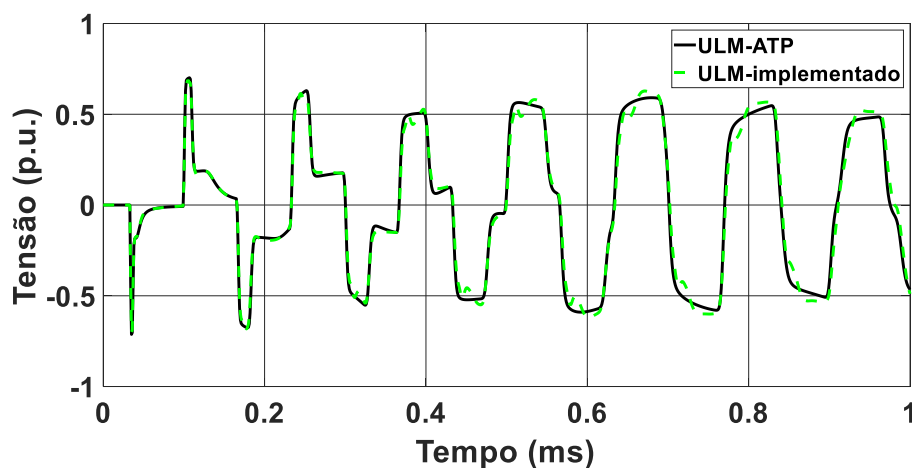
Figura 41 - Energização da LT paralela.



Fonte: Autoria própria.

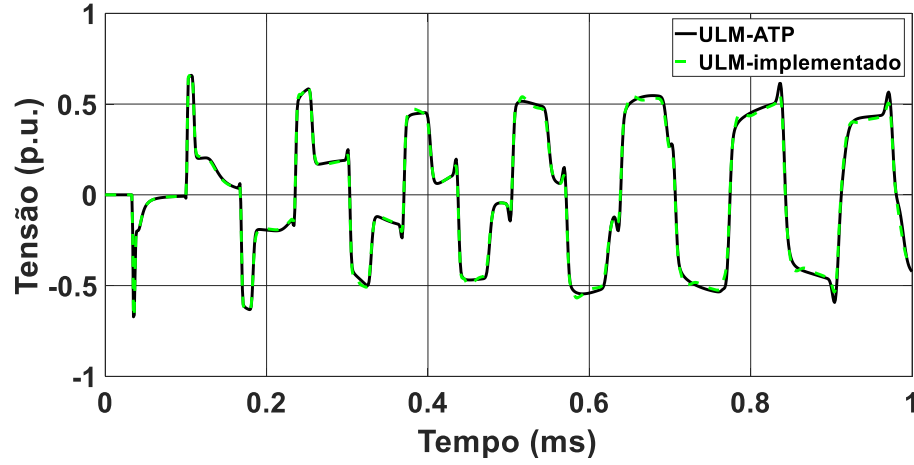
Figura 42 - Tensão no terminal receptor da linha de 230 kV (fase 1), considerando um solo de 10.000 Ω .m.

Fonte: Autoria própria.

Figura 43 - Tensão no terminal receptor da linha de 230 kV (fase 2), considerando um solo de 10.000 Ω .m.

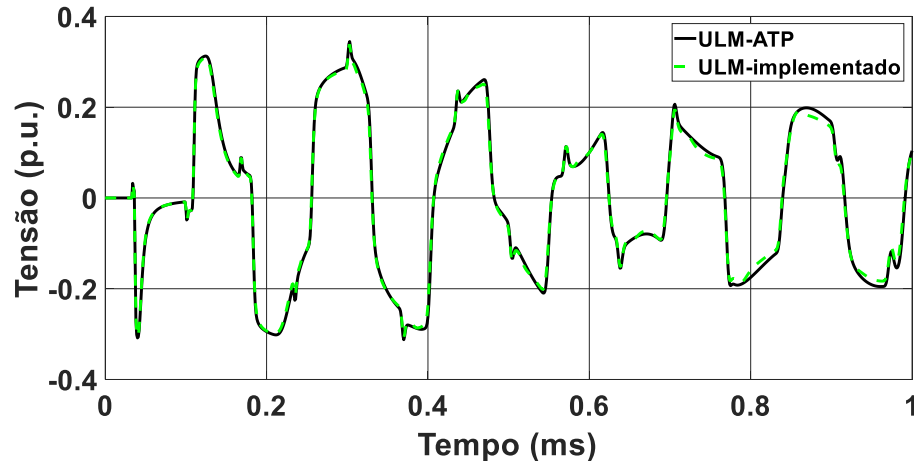
Fonte: Autoria própria.

Figura 44 - Tensão no terminal receptor da linha de 230 kV (fase 3), considerando um solo de 10.000 Ω .m.



Fonte: Autoria própria.

Figura 45 - Tensão no terminal receptor da linha de 115 kV (fase 4), considerando um solo de 10.000 Ω .m.



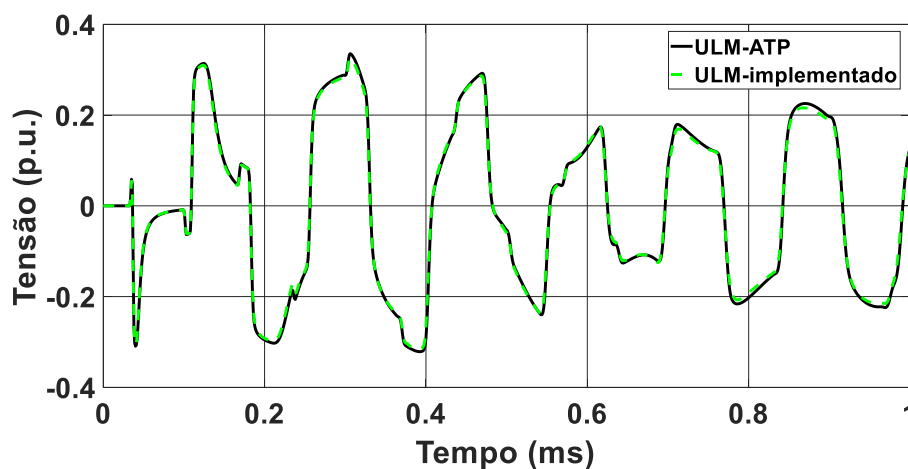
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que as curvas com o ULM-implementado e as curvas do ULM-ATP possuem respostas transitórias concordantes. Para quantificar as variações entre essas curvas, utiliza-se o desvio quadrático médio normalizado (DQMN) $\Delta(\%)$, definido como:

$$\Delta(\%) = \frac{1}{\chi} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_p} (V_{\text{ULM-ATP}} - V_{\text{ULM-implementado}})^2}{N_p}} \times 100\%, \quad (142)$$

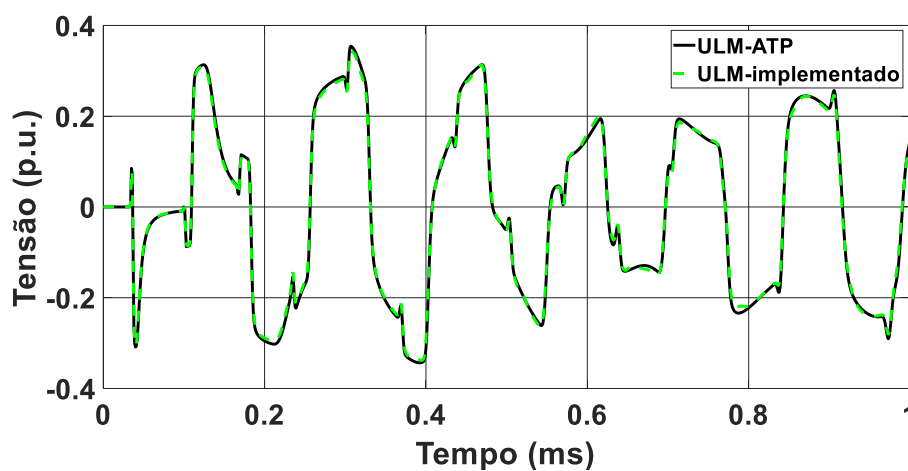
onde, $V_{\text{ULM-ATP}}$ e $V_{\text{ULM-implementado}}$ são as tensões obtidas com a abordagem ULM-ATP e ULM-implementado, respectivamente. O N_p é o número de pontos na faixa de tempo ($N_p = 1.001$), $\chi = V_{\text{max}} - V_{\text{min}}$ é a diferença entre os valores máximo e mínimo da tensão calculada com a abordagem ULM-ATP. A Tabela 7 apresenta o DQMN ($\Delta(\%)$) da abordagem ULM-implementado em relação a abordagem ULM-ATP.

Figura 46 - Tensão no terminal receptor da linha de 115 kV (fase 5), considerando um solo de 10.000 Ω .m.



Fonte: Autoria própria.

Figura 47 - Tensão no terminal receptor da linha de 115 kV (fase 6), considerando um solo de 10.000 Ω .m.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 7 - $\Delta(\%)$ das tensões transitórias em relação a abordagem de ULM-ATP.

Fases	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4	Fase 5	Fase 6
$\Delta(\%)$	1,04873	2,86784	1,91210	1,29385	1,24022	1,17230

Fonte: Autoria própria.

A análise da Tabela 7 revela que o desvio quadrático médio normalizado (DQMN) é inferior a 3%, o que enfatiza a semelhança entre as abordagens. Assim, a implementação do ULM demonstra estar validada.

4.5 Síntese do capítulo

Neste capítulo, foi abordado o desenvolvimento do modelo ULM, que incluiu a apresentação das equações de tensão e corrente nas linhas de transmissão, a aproximação por funções racionais da admitância característica e da função de propagação, e a aplicação do método *Vector Fitting* para determinar os polos e resíduos dessas funções.

Além disso, foi detalhada a implementação para incorporar o modelo ULM no software ATP-EMTP. Por fim, a implementação realizada pela autora foi validada.

5 RESULTADOS NUMÉRICOS

5.1 Introdução

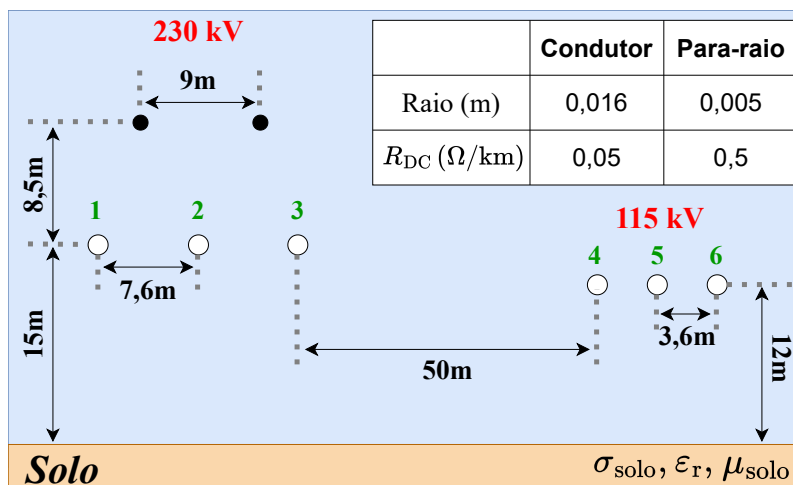
No Capítulo 2 foram apresentados os modelos e métodos utilizados para o cálculo dos parâmetros de uma LT, com foco nos diversos equacionamentos que determinam a impedância e a admitância do solo, juntamente com os seus resultados numéricos. No Capítulo 3, foram mostrados os diversos modelos e expressões propostos durante os anos, os quais consideram a dependência dos parâmetros do solo em relação à frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação. Adicionalmente, foram realizadas simulações que apresentaram os resultados desses parâmetros. No Capítulo 4, foi demonstrado o procedimento necessário para a implementação do modelo ULM no software ATP-EMTP, juntamente com a validação da implementação realizada pela autora, considerando um solo de condutividade constante. Dessa maneira, neste capítulo, são realizadas simulações para obtenção das tensões transitórias empregando o modelo ULM-implementado. Nessas simulações, a metodologia aprimorada utilizando o modelo ULM, levando em conta um solo com características mais realistas, dependente da frequência, do teor de umidade, da porosidade e da estratificação é empregada.

5.2 Tensões transitórias

Com o objetivo de investigar o comportamento das tensões transitórias considerando a metodologia aprimorada, levando em conta o solo com características mais realistas, incluindo a dependência da frequência e de fatores ambientais como teor de umidade, porosidade, e estratificação, são realizadas simulações para a configuração da LT ilustrada na Figura 48. Nesta configuração, duas linhas trifásicas estão dispostas paralelamente. A primeira é uma LT trifásica de 230 kV com dois cabos para-raios, e a segunda é uma linha trifásica de 115 kV (mesma linha utilizada no Capítulo 4 para validar a implementação). A permeabilidade do solo é assumida igual à do vácuo ($\mu_{\text{solo}} = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m), e o comprimento da LT é de 10 km. Os cabos para-raios são representados implicitamente, ou seja, seus efeitos são incluídos nos condutores de fase usando o método da redução de Kron, conforme descrito no Apêndice B (Kurokawa *et al.*, 2005). A faixa de frequência utilizada abrange de 0,1 Hz a 10 MHz, sendo esta faixa tipicamente usada para estudos transitórios pois abrange o espectro de frequência das descargas atmosféricas (Sharma *et al.*, 2021; Terespolsky; Nixon, 2014). Para realizar o ajuste da admitância característica e da função de propagação, utilizou-se 20 polos em cada (no apêndice C são mostradas as curvas da admitância característica e da função de propagação ajustadas). Não foram consideradas as torres de transmissão para essas simulações.

A fase 1 do terminal emissor (E) da LT trifásica de 230 kV da Figura 48, é atingida por uma descarga atmosférica, modelada como uma fonte de corrente do tipo *first stroke*, representada

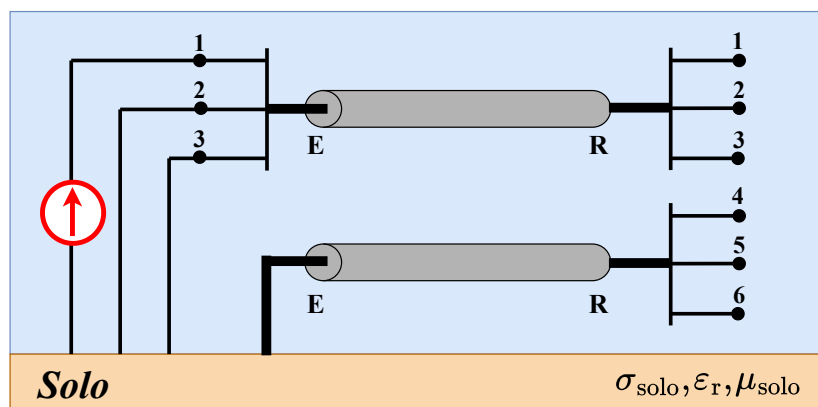
Figura 48 - Configuração de LT paralela.



Fonte: Autoria própria.

matematicamente por uma soma de funções de Heidler. O terminal emissor (E) 2 e o terminal emissor (E) 3 estão em curto-circuito. Os terminais receptores (R) estão em circuito aberto. A LT trifásica de 115 kV tem seus três terminais emissores (E) curto-circuitados e todos os receptores (R) deixados em aberto, conforme Figura 49.

Figura 49 - Descarga atmosférica incidente na fase 1 da LT.



Fonte: Autoria própria.

A função de Heidler foi desenvolvida para representar a forma de onda de corrente para modelagem de descargas atmosféricas (Heidler; Cvetić, 2002). Essa função é amplamente utilizada pois, é uma expressão matemática que representa as correntes fornecendo resultados mais realistas. A soma das funções de Heidler é capaz de reproduzir parâmetros medianos que caracterizam as correntes do tipo primeira descarga de retorno e descarga de retorno subsequente, denominada popularmente de *first e subsequent return strokes* na literatura. Essas descargas foram medidas na estação Morro do Cachimbo, conforme apresentado em (Visacro *et al.*, 2004; Conti; Visacro, 2007). A expressão matemática para a soma das funções de Heidler é dada por

(Conti; Visacro, 2007):

$$i(t) = \sum_{k=1}^p \frac{I_{0k}}{\eta_k} \frac{(t/\tau_{1k})^{n_k}}{1 + (t/\tau_{1k})^{n_k}} e^{-t/\tau_{2k}}, \quad \eta_k = e^{\left[-\left(\frac{\tau_{1k}}{\tau_{2k}}\right) \left(n_k \frac{\tau_{2k}}{\tau_{1k}}\right)\right]^{1/n_k}}, \quad (143)$$

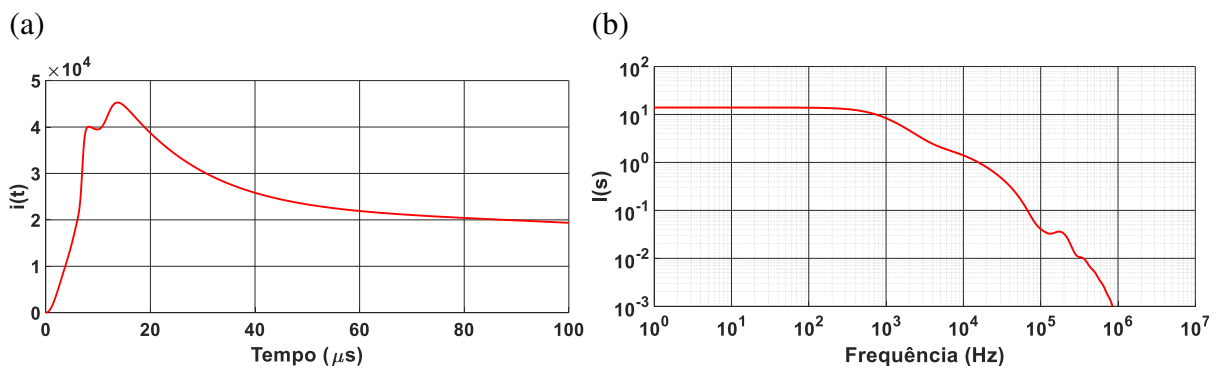
onde I_{0k} [V] é o valor de pico da corrente, τ_{1k} [s] é a constante do tempo de frente, τ_{2k} [s] é a constante do tempo de decaimento, n_k é um coeficiente relacionado à inclinação da forma de onda, η_k é um fator de correção de pico e p é o número de termos. A fonte de corrente da descarga atmosférica é modelada como a soma de 7 funções de Heidler ($p = 7$), cujos parâmetros utilizados para as simulações são dados na Tabela 8 (Conti; Visacro, 2007). A forma de onda da descarga atmosférica do tipo *first return stroke*, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, é apresentada na Figura 50.

Tabela 8 - Parâmetros da descarga atmosférica.

p	1	2	3	4	5	6	7
$I_0(\text{kV})$	6	5	5	8	16,5	17	12
n	2	3	5	9	30	2	14
$\tau_1(\mu s)$	3	3,5	4,8	6	7	70	12
$\tau_2(\mu s)$	76	10	30	26	23,2	200	26

Fonte: Adaptado de (Conti; Visacro, 2007).

Figura 50 - Descarga atmosférica do tipo *first return stroke*: (a) forma de onda no domínio do tempo e (b) forma de onda no domínio da frequência.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados numéricos são apresentados em quatro subseções:

- A subseção 5.2.1 exibe as respostas transitórias da LT da Figura 48, considerando os parâmetros do solo ($\sigma_{\text{solo}}(f)$, $\epsilon_r(f)$) dependentes da frequência.
- A subseção 5.2.2 apresenta as respostas transitórias da LT da Figura 48, levando em

conta os parâmetros do solo ($\sigma_{\text{solo}}(f, W)$, $\epsilon_r(f, W)$) dependentes da frequência e do teor de umidade.

- A subseção 5.2.3 mostra as respostas transitórias da LT da Figura 48, considerando a condutividade do solo ($\sigma_{\text{solo}}(W, \phi)$) dependente do teor de umidade e da porosidade.
- A subseção 5.2.4 discute as respostas transitórias da LT da Figura 48, levando em consideração o solo como estratificado.

5.2.1 Tensões transitórias considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência

As tensões transitórias foram simuladas para duas abordagens:

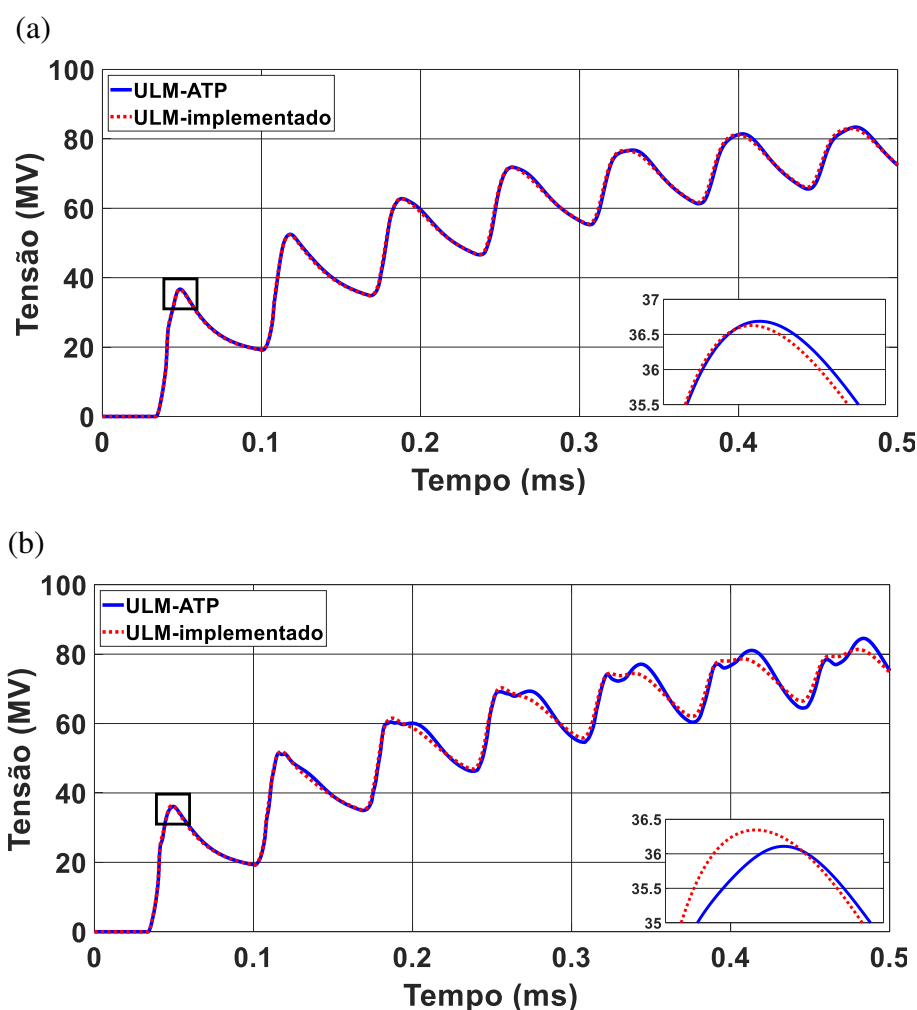
1. **Abordagem ULM-ATP:** Esta abordagem é considerada como referência para fins comparativos. Para o modelo da linha é utilizado o ULM, que está disponível na versão mais recente do software ATP-EMTP. Nessa abordagem, a impedância do solo ($\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$) é calculada utilizando a formulação de Carson, e a admitância do solo ($\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega)$) é desprezada. Ao ignorar as correntes de deslocamento, o modelo simplifica o solo como um meio puramente condutor, sujeito a perdas. Ademais, a condutividade do solo (σ_{solo}) é considerada constante, com valores de 0,001 e 0,0001 S/m.
2. **Abordagem ULM-implementado:** Para o modelo de linha, o ULM é implementado pela autora (como mostrado no Capítulo 4), utilizando os softwares MATLAB e ATP-EMTP, seguindo o procedimento descrito em Leal, Conti e Zanon (2023). Nesta abordagem, as equações (3), (5), (6) e (35) permitem o cálculo das impedâncias interna ($\mathbf{Z}_{\text{int}}(\omega)$) e externa ($\mathbf{Z}_{\text{ext}}(\omega)$) e da admitância externa ($\mathbf{Y}_{\text{ext}}(\omega)$). Como a formulação de Carson não contempla parâmetros do solo dependentes da frequência, tampouco fornece uma formulação para o cálculo da admitância do solo, optou-se pela utilização da formulação de Wise/Nakagawa. Assim, a impedância do solo ($\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$) e a admitância do solo ($\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega)$) são determinadas pelas equações de Wise/Nakagawa (16), (17) e (38) em combinação com as equações (65) e (66) de Alípio e Visacro, que consideram os parâmetros do solo dependentes da frequência, com σ_0 igual a 0,001 e 0,0001 S/m. A equação de Wise/Nakagawa foi selecionada por ser uma das menos limitantes e apresentar uma das respostas mais coerentes, conforme discutido no Capítulo 2. Para os parâmetros do solo, foi adotada a equação de Alípio e Visacro, recomendada na brochura do CIGRE (2019), por apresentar medições de alta confiabilidade, como concluído no Capítulo 3.

A configuração da LT, apresentada na Figura 48, está localizada acima de dois solos homogêneos, com σ_0 igual a 0,001 e 0,0001 S/m. Esses valores foram escolhidos em conformidade com a recomendação do CIGRE (2019), que sugere a consideração de parâmetros do solo dependentes da frequência para solos com condutividade abaixo de 0,001428 S/m (ou resistividade

acima de $700 \Omega.m$). Assim, o valor de $0,001 \text{ S/m}$ (equivalente a $1.000 \Omega.m$) foi selecionado. O valor de $0,0001 \text{ S/m}$ (equivalente a $10.000 \Omega.m$) foi escolhido para proporcionar uma comparação com um solo de baixa condutividade (alto valor resistivo).

As tensões transitórias nos terminais receptores das fases 1, 2, 3, 4, 5 e 6 são ilustradas nas Figuras 51, 52, 53, 54, 55 e 56, respectivamente.

Figura 51 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para σ_0 de: (a) $0,001 \text{ S/m}$ e (b) $0,0001 \text{ S/m}$.

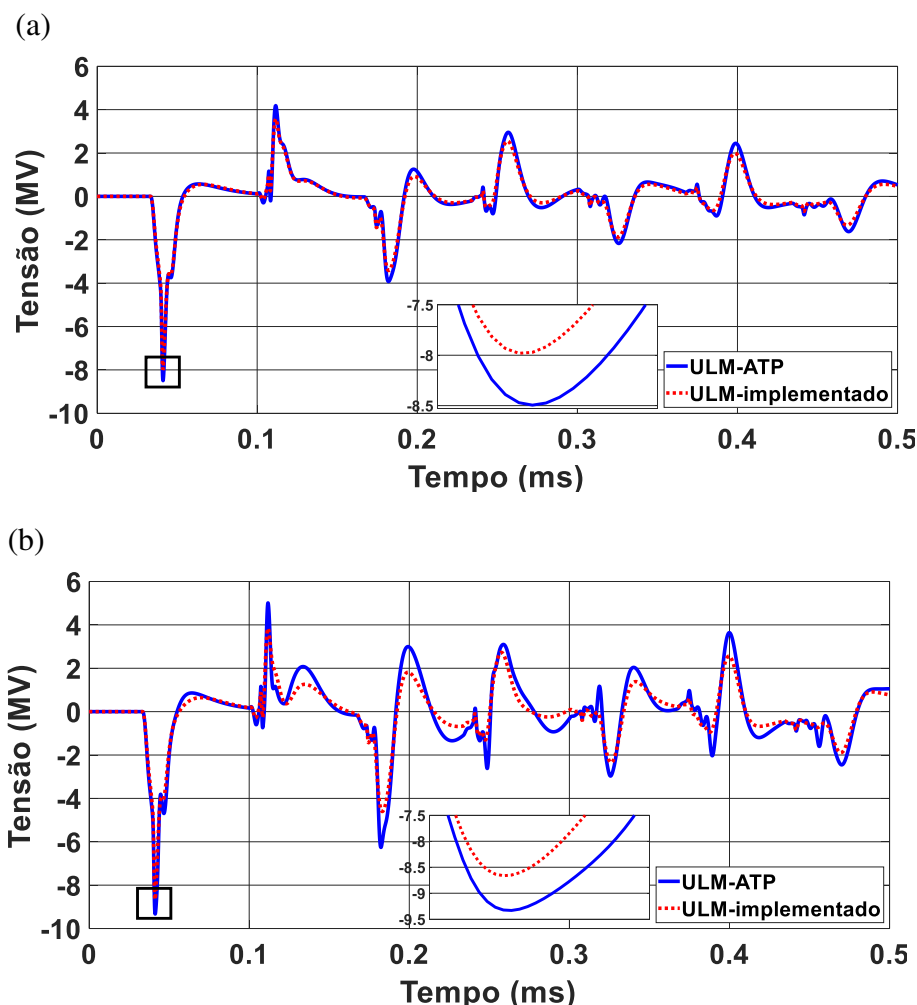


Fonte: Autoria própria.

As subfiguras com índice (a) referentes à abordagem ULM-implementado correspondem a um solo com σ_0 igual a $0,001 \text{ S/m}$, enquanto, para a abordagem ULM-ATP, referem-se a um solo com condutividade constante de $0,001 \text{ S/m}$. As subfiguras com índice (b) para a abordagem ULM-implementado correspondem a um solo com σ_0 de $0,0001 \text{ S/m}$, e para a abordagem ULM-ATP, a um solo com condutividade constante de $0,0001 \text{ S/m}$. As curvas em azul representam a abordagem ULM-ATP, e as curvas em vermelho, a abordagem ULM-implementado.

De acordo com a Figura 51, as tensões transitórias na fase 1 apresentam múltiplos picos

Figura 52 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.

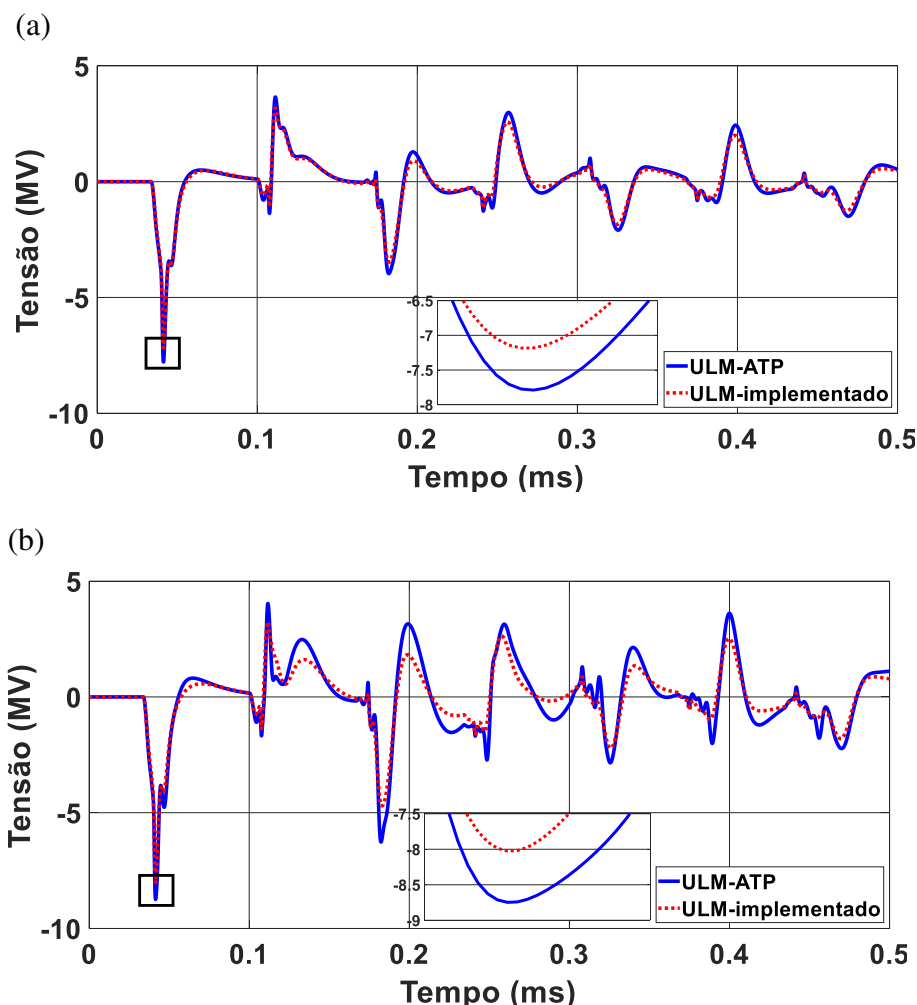


Fonte: Autoria própria.

devido às reflexões entre o terminal emissor e o terminal receptor em aberto. Além disso, as tensões obtidas para ambas as abordagens mostram uma boa concordância nos instantes de tempo iniciais, porém tendem a divergir à medida que aumenta o tempo. Para as fases 2 e 3 (Figuras 52 e 53), uma diferença mais acentuada entre as duas abordagens pode ser observada, principalmente nos picos das formas de onda, conforme o tempo avança. As tensões transitórias induzidas (Figuras 54, 55 e 56) exibem diferenças ainda mais significativas entre as duas abordagens. Essas diferenças são atribuídas às interações complexas entre a propagação das ondas eletromagnéticas e o acoplamento entre as duas linhas paralelas.

A abordagem ULM-ATP produz resultados mais conservadores, gerando tensões com valores de pico mais elevados em comparação à abordagem ULM-implementado. Isso ocorre devido às características da modelagem desta abordagem, que desconsidera as correntes de deslocamento e a admitância do solo, além de tratar a condutividade do solo como constante. Como resultado, a dissipação de energia e a atenuação das tensões transitórias são subestima-

Figura 53 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.



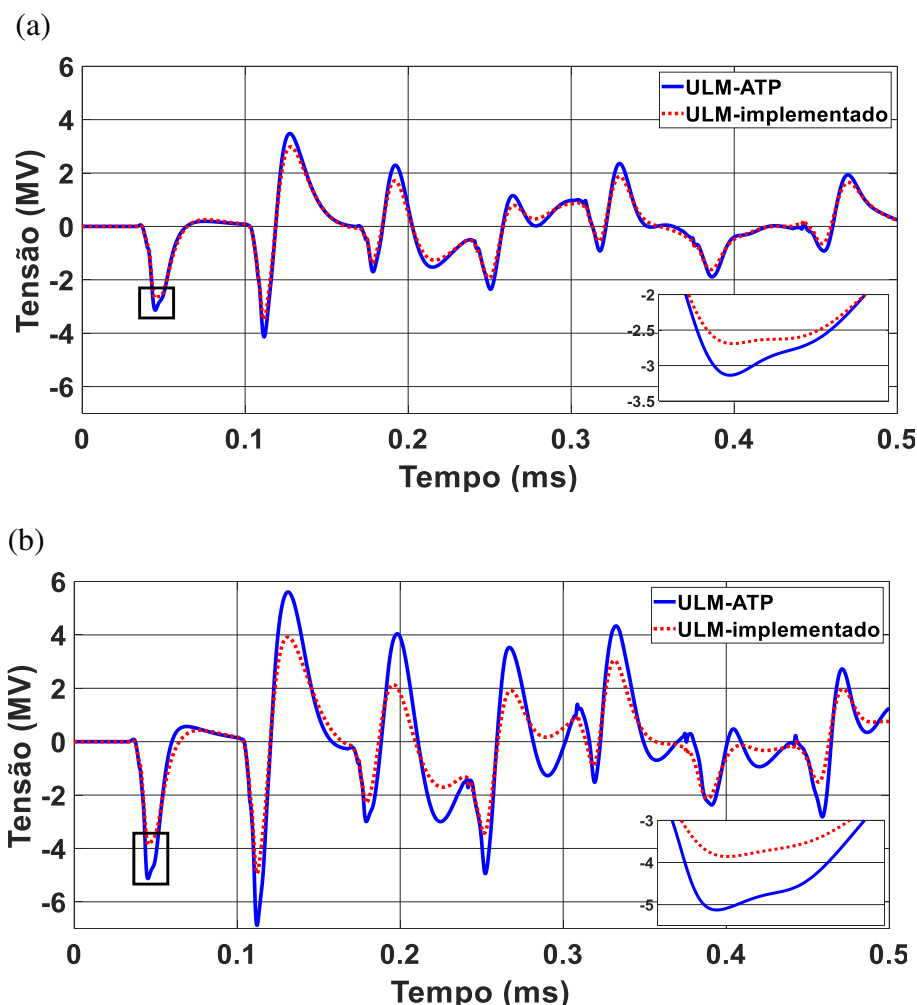
Fonte: Autoria própria.

das, levando a picos de tensão mais elevados e menos atenuados. Adicionalmente, quando a dependência da frequência do solo é considerada, a condutividade do solo aumenta à medida que a frequência aumenta, e uma constante de atenuação mais elevada na função de propagação é observada, conforme apresentado em (Conti; Emídio, 2016).

Nesses resultados, a discordância entre as curvas é perceptível para ambos os tipos de solo (0,001 e 0,0001 S/m). No entanto, as respostas associadas ao solo menos condutivo (subfiguras com índice (b)) apresentam diferenças mais pronunciadas entre as abordagens. Essas diferenças mais visíveis no solo menos condutivo são causadas pela maior sensibilidade dos fenômenos transitórios a erros de modelagem em solos de alta resistividade, amplificando as limitações da abordagem ULM-ATP em comparação com a abordagem ULM-implementado.

Para quantificar a variação entre as abordagens, a diferença percentual de pico (Δ_P (%)) é

Figura 54 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.



Fonte: Autoria própria.

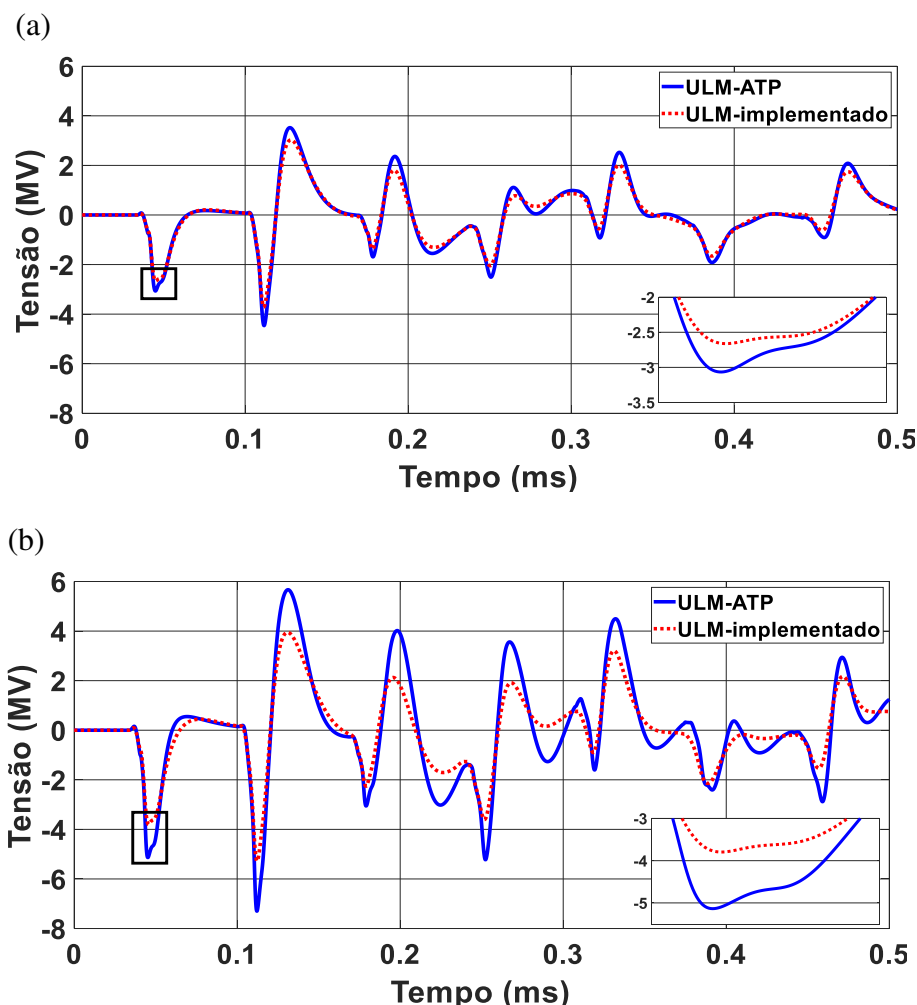
calculada por:

$$\Delta_P = \frac{V_P^{\text{ULM-ATP}} - V_P^{\text{ULM-implementado}}}{V_P^{\text{ULM-ATP}}} \times 100\%, \quad (144)$$

onde $V^{\text{ULM-ATP}}$ e $V^{\text{ULM-implementado}}$ representam a tensão calculada para as abordagens ULM-ATP e ULM-implementado, respectivamente. V_P corresponde ao valor de pico, considerando o primeiro pico de cada curva para o cálculo (marcado com quadrado preto e destacado no zoom das figuras). A diferença entre os primeiros picos das duas abordagens foi considerada, pois esse é o pico que contém as informações mais significativas sobre a dinâmica do sistema no momento da excitação e é crucial para determinar o comportamento inicial do sistema. Os valores da diferença percentual de pico (Δ_P), referente às Figuras 51-56 estão organizados na Tabela 9.

A partir da Tabela 9, pode-se afirmar que as tensões transitórias possuem diferenças significativas entre as duas abordagens, atingindo valores de até 14,2122% para o solo de 0,001

Figura 55 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.



Fonte: Autoria própria.

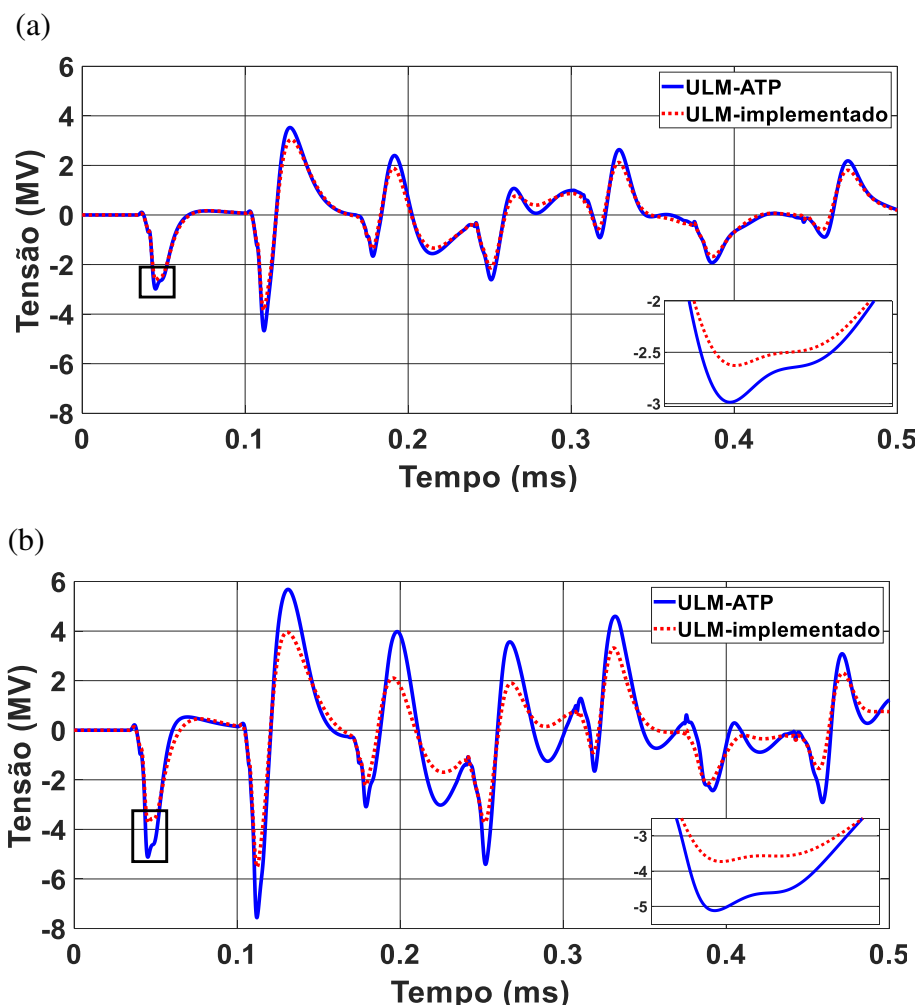
Tabela 9 - Diferença Percentual de Pico (Δ_P (%)) - Parâmetros do solo dependentes da frequência.

	230 kV			115 kV		
	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4	Fase 5	Fase 6
0,001 S/m	0,2036	5,8247	7,7753	14,2122	13,1822	11,9579
0,0001 S/m	0,6281	7,1674	8,2551	24,7656	26,0654	27,2146

Fonte: Autoria própria.

S/m e 27,2146% para o solo de 0,0001 S/m. Além disso, confirma-se que as tensões induzidas (fases 4, 5 e 6) resultaram nas maiores diferenças e que essas diferenças são mais acentuadas à medida que a condutividade do solo diminui. Dessa forma, confirma-se a relevância de uma modelagem adequada do solo, pois qualquer imprecisão pode levar a erros significativos nas respostas transitórias.

Figura 56 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para σ_0 de: (a) 0,001 S/m e (b) 0,0001 S/m.



Fonte: Autoria própria.

5.2.2 Tensões transitórias considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade

Utilizou-se duas abordagens para obtenção das tensões transitórias:

1. **Abordagem ULM-ATP:** Esta abordagem é considerada como referência para fins comparativos. Para o modelo da linha é utilizado o ULM, que está disponível na versão mais recente do software ATP-EMTP. Nessa abordagem, a impedância do solo ($Z_{\text{solo}}(\omega)$) é calculada utilizando a formulação de Carson, e a admitância do solo ($Y_{\text{solo}}(\omega)$) é desprezada. Ao ignorar as correntes de deslocamento, o modelo simplifica o solo como um meio puramente condutor, sujeito a perdas. Além disso, a condutividade do solo (σ_{solo}) é considerada constante nos valores de 0,002 e 0,001 S/m.
2. **Abordagem ULM-implementado:** Para o modelo de linha, o ULM é implementado pela autora (como mostrado no Capítulo 4), utilizando os softwares MATLAB e ATP-EMTP,

seguindo o procedimento descrito em Leal, Conti e Zanon (2023). Nesta abordagem, as equações (3), (5), (6) e (35) permitem o cálculo das impedâncias interna ($\mathbf{Z}_{\text{int}}(\omega)$) e externa ($\mathbf{Z}_{\text{ext}}(\omega)$) e da admitância externa ($\mathbf{Y}_{\text{ext}}(\omega)$). Como a formulação de Carson não contempla parâmetros do solo dependentes da frequência, tampouco fornece uma formulação para o cálculo da admitância do solo, optou-se pela utilização da formulação de Wise/Nakagawa. Assim, a impedância do solo ($\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$) e a admitância do solo ($\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega)$) são determinadas pelas equações de Wise/Nakagawa (16), (17) e (38) em combinação com as equações (77) e (78) de Messier considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade, com W de 4,04% e 2,57%. A equação de Messier foi escolhida por ser a mais recente, já que os três modelos existentes apresentam resultados coerentes e semelhantes, como apresentado no Capítulo 3.

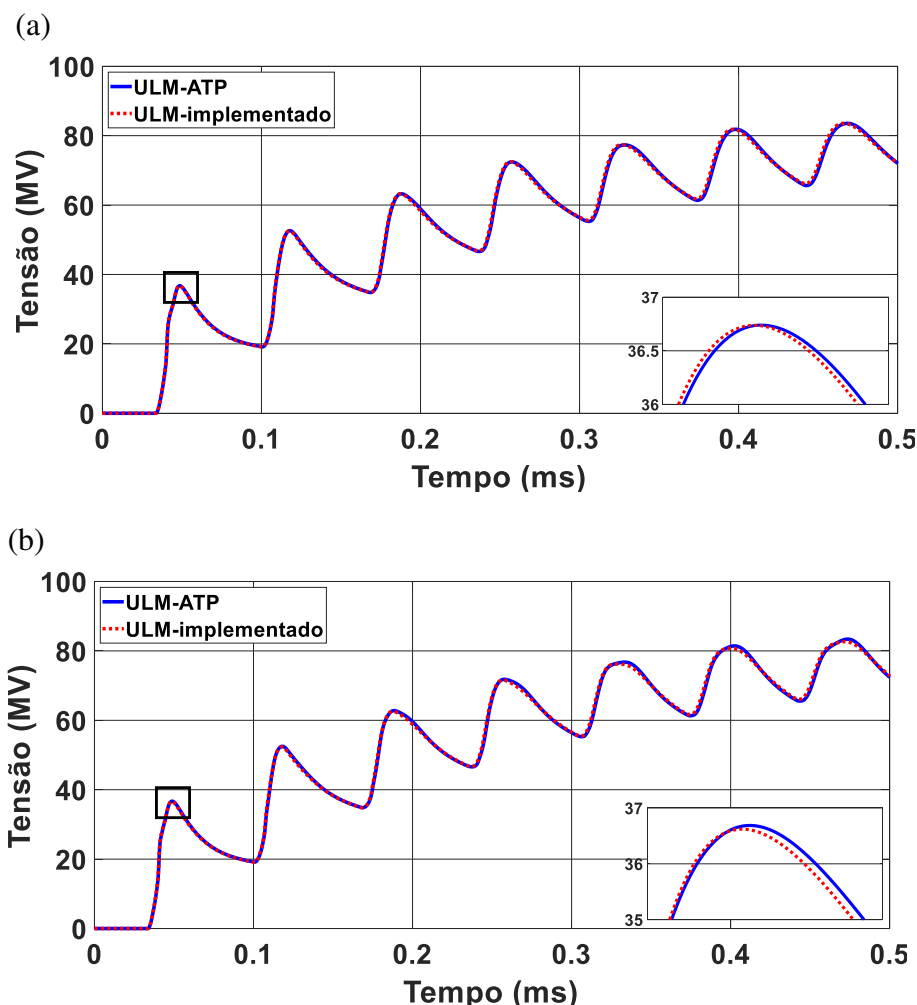
Para a abordagem ULM-implementado, os teores de umidade (W) de 4,04% e 2,57% foram considerados. Escolheu-se esses valores, pelo fato de corresponderem a condutividades do solo de 0,002 e 0,001 S/m, tipicamente utilizadas em análises transitórias. Além disso, a diferença entre os teores de umidade não foi pronunciada, pois isso será feito na próxima subseção (5.2.3). O foco dessa subseção (5.2.2) é continuar como na subseção anterior (5.2.1), onde os casos que consideram os parâmetros do solo dependentes da frequência sigam a recomendação do CIGRE (2019).

As Figuras 57, 58, 59, 60, 61 e 62 apresentam as tensões transitórias nos terminais receptores das fases 1, 2, 3, 4, 5 e 6 da configuração de LT da Figura 48, respectivamente. A abordagem ULM-ATP é representada pelas curvas em azul, enquanto a abordagem ULM-implementado é indicada pelas curvas em vermelho. As subfiguras com índice (a) para a abordagem ULM-implementado correspondem a um solo com teor de umidade de 4,04%, e para a abordagem ULM-ATP referem-se a um solo com condutividade constante de 0,002 S/m. As subfiguras com índice (b) para a abordagem ULM-implementado representam um solo com teor de umidade de 2,57%, e para a abordagem ULM-ATP, um solo com condutividade constante de 0,001 S/m.

Identifica-se, a partir das Figuras 57-62, que as formas de onda de tensão são significativamente influenciadas quando a dependência da frequência e do teor de umidade são considerados nos parâmetros do solo, especialmente nas fases induzidas da LT de 115 kV (fases 4, 5 e 6). Isso ocorre devido às interações complexas na propagação das ondas eletromagnéticas se propagando nos dois meios (ar e solo) e ao acoplamento (indutivo e capacitivo) entre os condutores de fase, que impactam substancialmente essas fases.

Na fase 1 (Figura 57), as formas de onda de tensão apresentam múltiplos picos resultantes das reflexões na extremidade receptora. Nessa fase, a diferença entre as abordagens é quase imperceptível. Entretanto, da fase 2 até a fase 6 (Figuras 58-62), observa-se que as tensões calculadas pela abordagem ULM-ATP são mais elevadas que as calculadas pela abordagem

Figura 57 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.

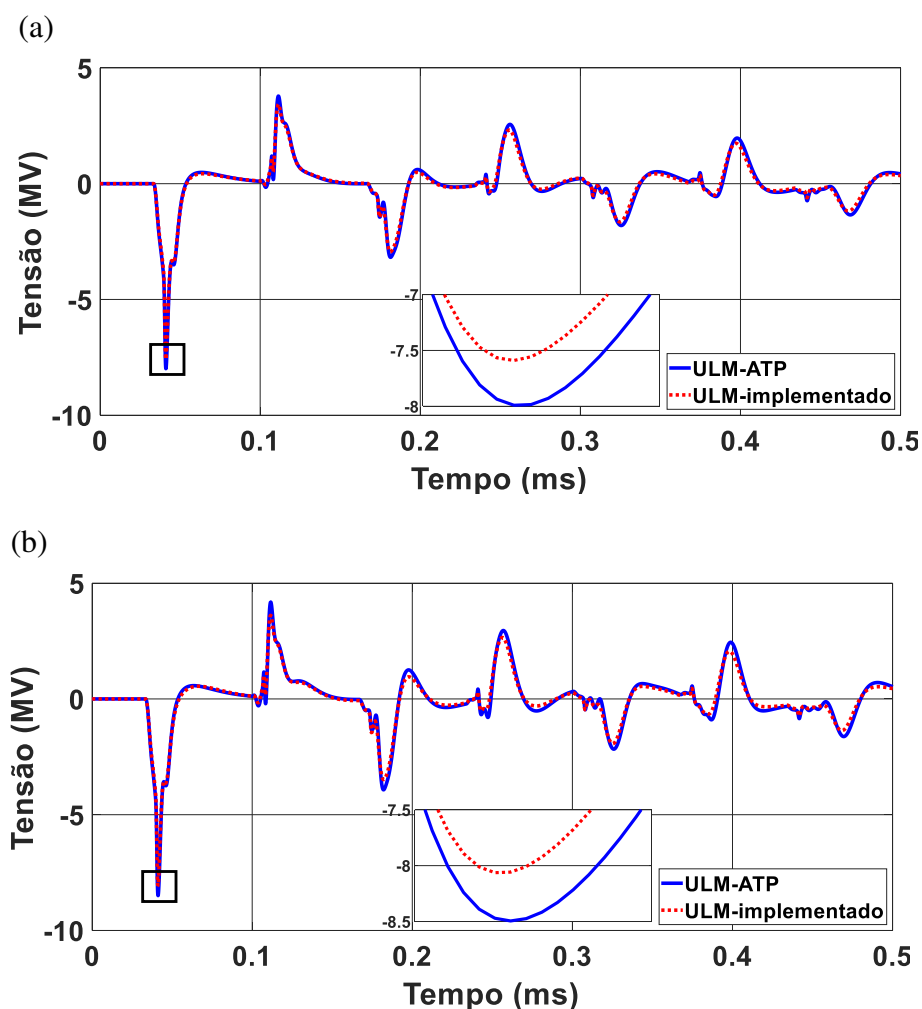


Fonte: Autoria própria.

ULM-implementado, cujas respostas temporais apresentam picos atenuados. Essa diferença está associada ao uso de uma abordagem mais realista (ULM-implementado), que leva em consideração as correntes de deslocamento e a admitância do solo, somado ao fato dos parâmetros do solo serem dependentes da frequência e do teor de umidade.

Adicionalmente, observa-se que, para todas as fases, o solo com o maior teor de umidade de 4,04% (subfiguras com índice (a)) apresenta a menor variação entre as abordagens. Este fato ocorre devido ao solo ser mais condutivo, pois, com o aumento do teor de umidade, a dependência da frequência nos parâmetros do solo tem um impacto menor nesse tipo de solo. Ademais, a corrente atmosférica injetada na fase 1 apresenta um amplo espectro de frequência. O efeito da frequência sobre os parâmetros do solo é mais significativo em frequências mais elevadas e em solos de baixa condutividade. O solo com teor de umidade apresenta íons dissolvidos dos sais minerais presentes entre as partículas do solo, resultando em uma condutividade maior quando comparado com um solo modelado com parâmetros constantes.

Figura 58 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 10 apresenta a diferença percentual de pico, calculada pela equação (144) para as Figuras 57-62.

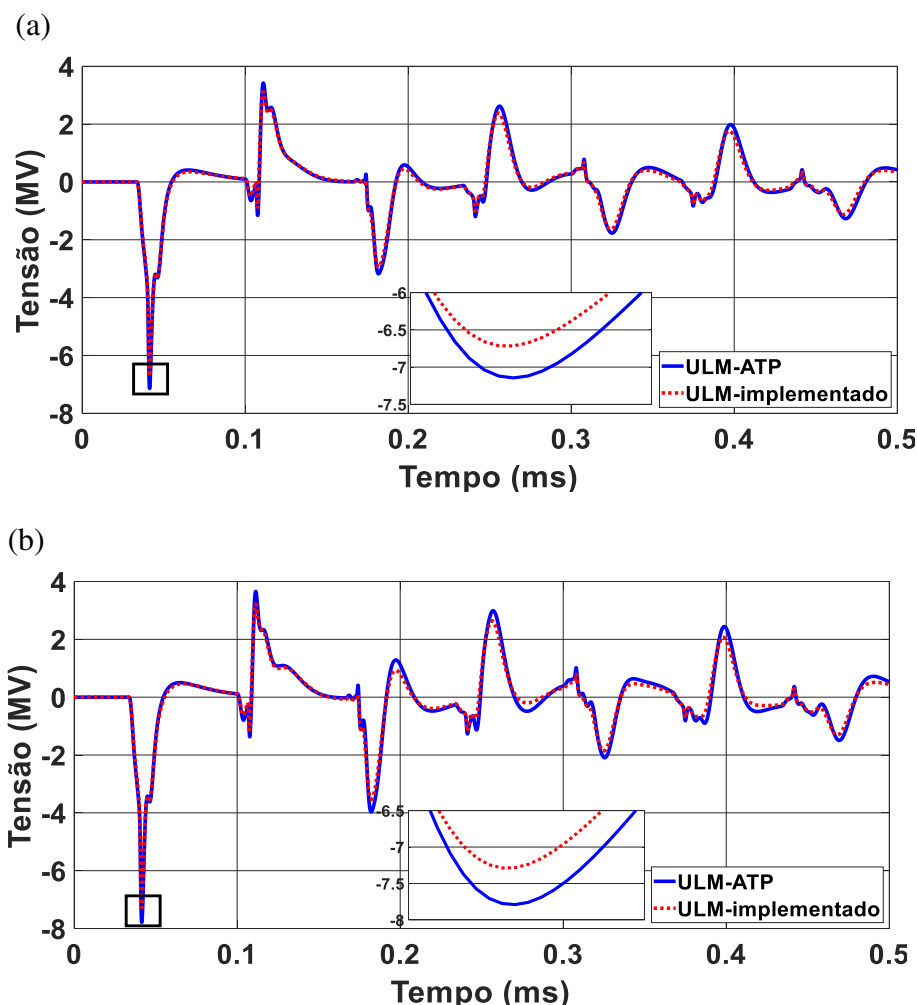
Tabela 10 - Diferença Percentual de Pico (Δ_p (%)) - Parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade.

	230 kV			115 kV		
	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4	Fase 5	Fase 6
4,04%	0,0038	4,9141	6,0170	6,1727	5,0974	3,8801
2,57%	0,1796	5,2518	6,4458	10,7164	10,6774	10,4672

Fonte: Autoria própria.

A análise dos resultados da Tabela 10 comprova que, para solos com menor teor de umidade

Figura 59 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.



Fonte: Autoria própria.

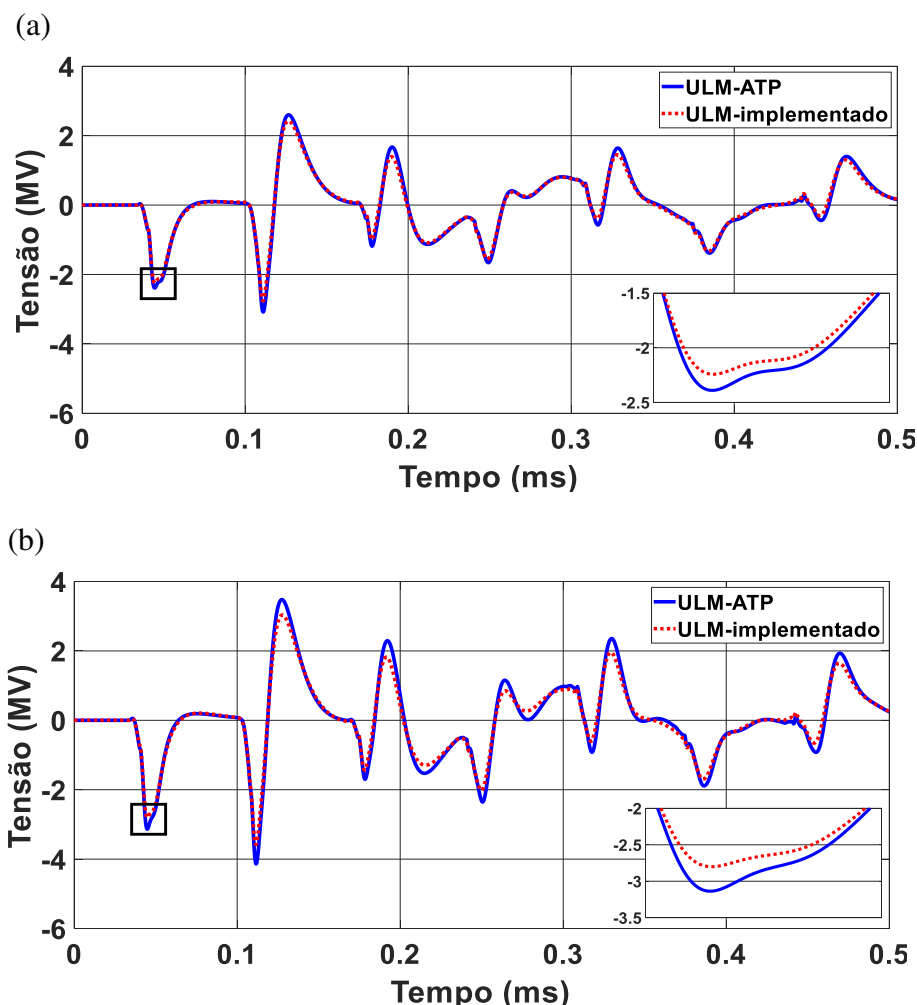
(2,57%), há diferenças mais pronunciadas entre as abordagens ULM-ATP e ULM-implementado, sendo que os maiores valores de Δ_p são vistos nas fases 4, 5 e 6, com 10,7164%, 10,6774% e 10,4672%, respectivamente. Para o solo com maior teor de umidade (4,04%), as diferenças chegaram a 6,1727%. Assim, reforça-se a importância da modelagem precisa do solo em análises transitórias, garantindo que todos os aspectos da resposta do sistema de potência a eventos transitórios sejam corretamente previstos.

5.2.3 Tensões transitórias considerando a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade

Para simulação das tensões transitórias duas abordagens são consideradas:

1. **Abordagem ULM-ATP:** Esta abordagem é considerada como referência para fins comparativos. Para o modelo da linha é utilizado o ULM, que está disponível na versão mais

Figura 60 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.

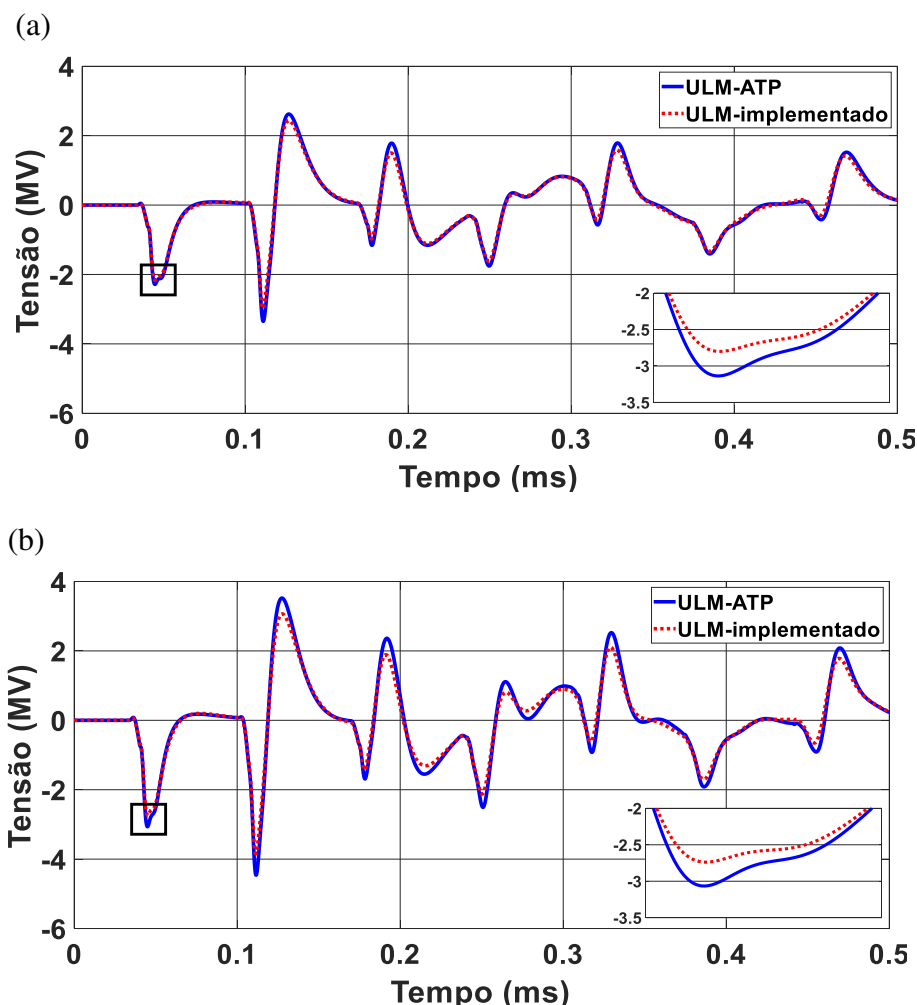


Fonte: Autoria própria.

recente do software ATP-EMTP. Nessa abordagem, a impedância do solo ($\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$) é calculada utilizando a formulação de Carson, e a admitância do solo ($\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega)$) é desprezada. Ao ignorar as correntes de deslocamento, o modelo simplifica o solo como um meio puramente condutor, sujeito a perdas. Além disso, a condutividade do solo (σ_{solo}) é considerada constante no valor de 0,0004 S/m.

2. **Abordagem ULM-implementado:** Para o modelo de linha, o ULM é implementado pela autora (como mostrado no Capítulo 4), utilizando os softwares MATLAB e ATP-EMTP, seguindo o procedimento descrito em Leal, Conti e Zanon (2023). Nesta abordagem, as equações (3), (5), (6) e (35) permitem o cálculo das impedâncias interna ($\mathbf{Z}_{\text{int}}(\omega)$) e externa ($\mathbf{Z}_{\text{ext}}(\omega)$) e da admitância externa ($\mathbf{Y}_{\text{ext}}(\omega)$). Como a formulação de Carson não contempla parâmetros do solo dependentes da frequência, tampouco fornece uma formulação para o cálculo da admitância do solo, optou-se pela utilização da formulação de Wise/Nakagawa. Assim, a impedância do solo ($\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega)$) e a admitância do solo

Figura 61 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.

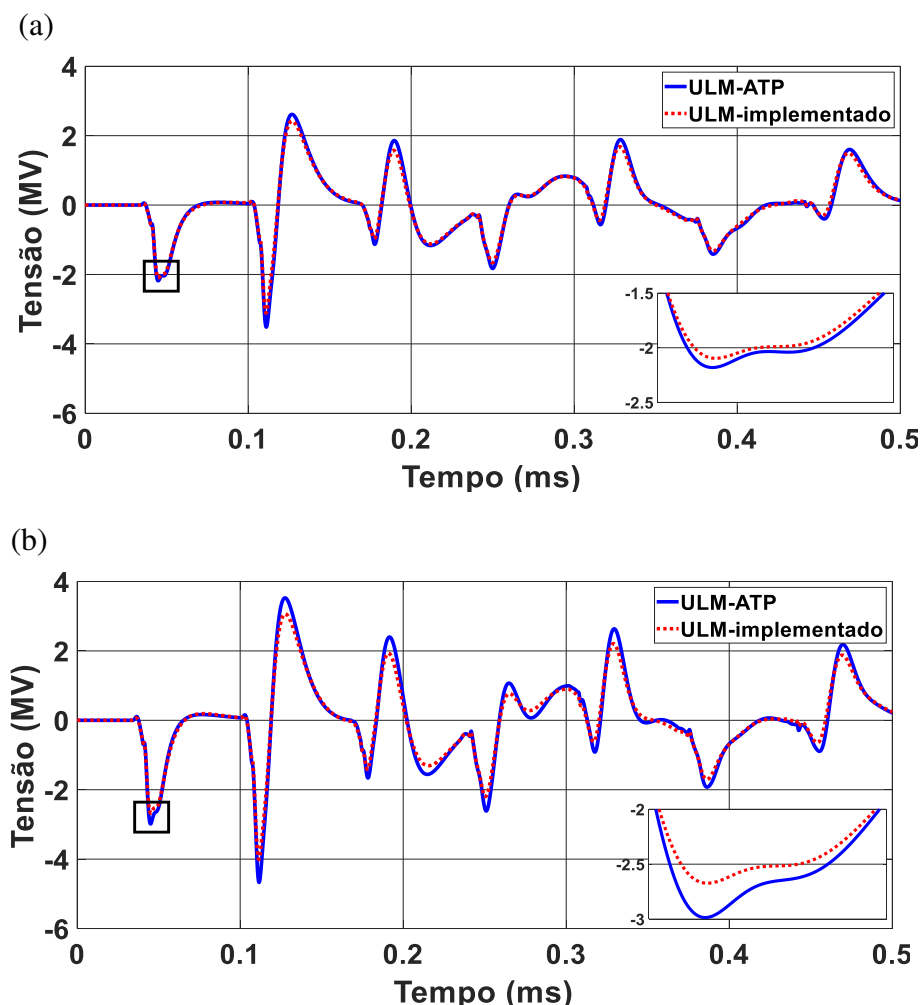


Fonte: Autoria própria.

($Y_{\text{solo}}(\omega)$) são determinadas pelas equações de Wise/Nakagawa (16), (17) e (38) em combinação com a equação (79) de Archie/Fu considerando a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade, com W e ϕ de 15% e 30% e também com W e ϕ de 5% e 40%. A permissividade relativa nesse caso é considerada constante no valor de 10.

Na Abordagem ULM-implementado, considerou-se um solo arenoso com os seguintes parâmetros: $\delta_{\text{argila}} = 5$, $\delta_{\text{areia}} = 90$, $\delta_{\text{lama}} = 5$, $\sigma_{\text{seco}} = 0,0004$ S/m e $\sigma_{\text{sat}} = 0,04$ S/m (Liu *et al.*, 2022). Além disso, utilizou-se dois teores de umidade combinados com dois de porosidade. O primeiro, com 15% de teor de umidade e 30% de porosidade; o segundo, com 5% de teor de umidade e 40% de porosidade (Liu *et al.*, 2022). Para a abordagem ULM-ATP, considerou-se uma condutividade constante de 0,0004 S/m, uma vez que, de acordo com Liu *et al.* (2022), este valor corresponde a um solo seco, sem teor de umidade ou porosidade. Esses valores foram escolhidos para evidenciar a diferença entre um solo seco e um solo com teor de umidade e

Figura 62 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para W de: (a) 4,04% e (b) 2,57%.



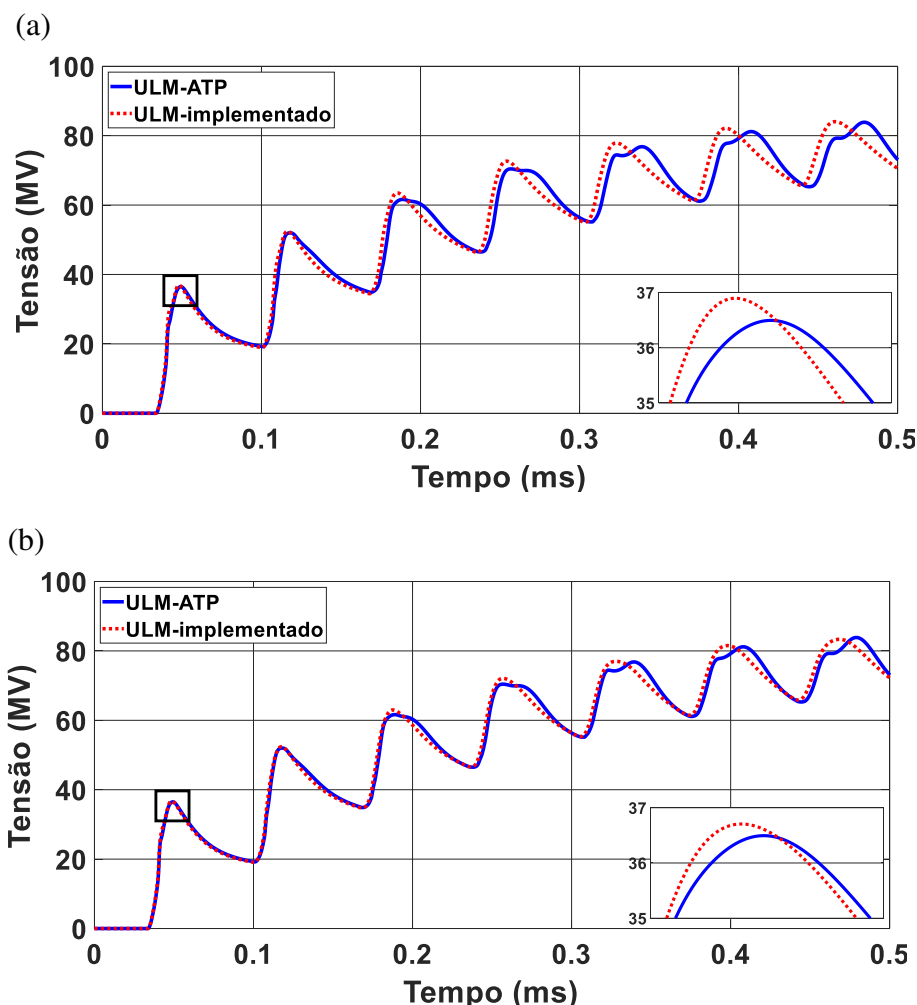
Fonte: Autoria própria.

porosidade (solo mais realista). A permissividade relativa é constante para a abordagem ULM-implementado, já que a equação proposta por Archie/Fu abrange apenas a condutividade do solo. O valor adotado para ϵ_r é igual a 10, típico de solos de areia saturada (Rhebergen *et al.*, 2002).

Nas Figuras 63, 64, 65, 66, 67 e 68, são exibidas, respectivamente, as tensões transitórias nos terminais receptores das fases 1, 2, 3, 4, 5 e 6.

As subfiguras com índice (a) para a abordagem ULM-implementado correspondem a um solo com 15% de teor de umidade e 30% de porosidade, enquanto, para a abordagem ULM-ATP, a condutividade constante é de 0,0004 S/m. As subfiguras com índice (b) para a abordagem ULM-implementado são para um solo com 5% de teor de umidade e 40% de porosidade, mantendo-se a mesma condutividade constante de 0,0004 S/m para a abordagem ULM-ATP. As curvas em azul e vermelho correspondem às abordagens ULM-ATP e ULM-implementado,

Figura 63 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.



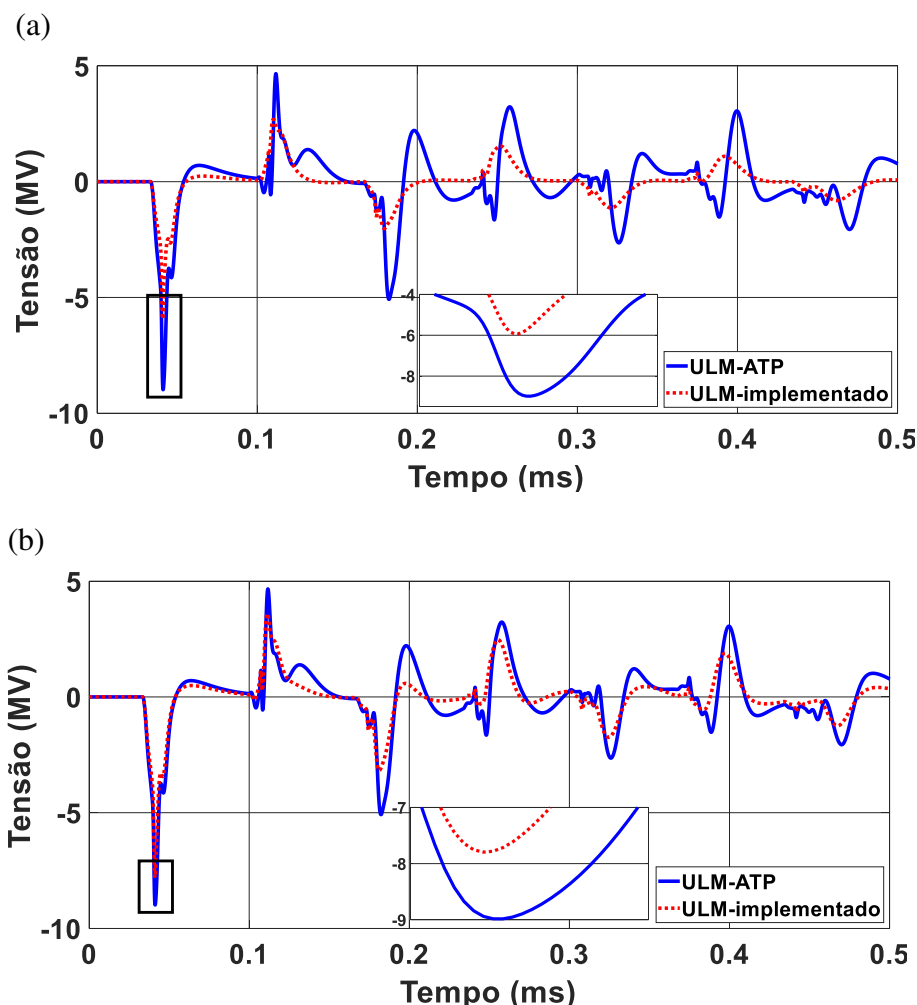
Fonte: Autoria própria.

respectivamente.

Conforme visto nas Figuras 63-68, o teor de umidade e a porosidade têm grande impacto nas tensões transitórias, já que as diferenças entre as duas abordagens são altamente pronunciadas em todas as fases. De modo geral, as tensões transitórias obtidas pela abordagem ULM-implementado exibem maiores atenuações em comparação com as avaliadas pela abordagem ULM-ATP. Apenas para a fase 1 (Figura 63), que é a fase onde há a incidência da descarga atmosférica que acontece o contrário. Nessa fase, as tensões transitórias da abordagem ULM-implementado tem valores de picos superiores, além de uma defasagem ao longo do tempo em relação à abordagem ULM-ATP. Além disso, as tensões induzidas na LT de 115 kV (Figuras 66, 67 e 68) apresentam maior atenuação na abordagem ULM-implementado em comparação à aquelas da LT de 230 kV, pelas mesmas razões discutidas nas subseções anteriores.

Neste cenário, a condutividade do solo é significativamente maior quando o teor de umidade

Figura 64 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.

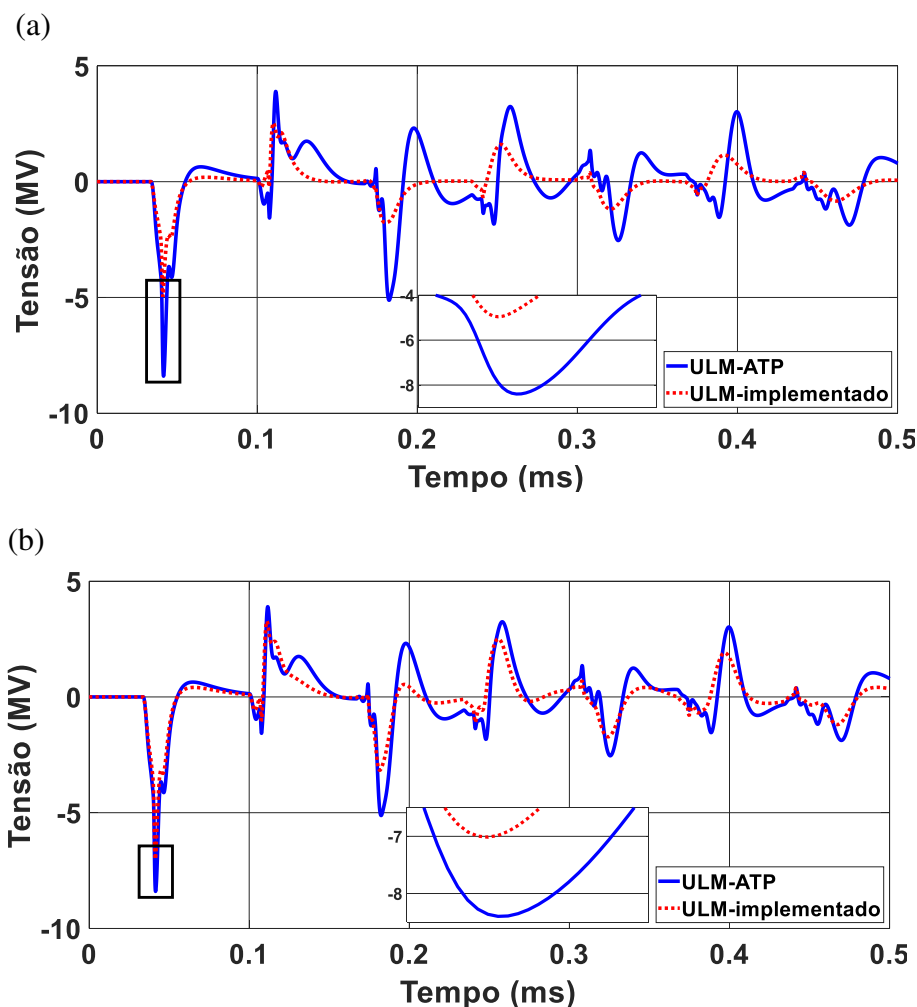


Fonte: Autoria própria.

e a porosidade são considerados, alcançando 0,011479 S/m para o solo com $W = 15\%$ e $\phi = 30\%$ e a 0,001899 S/m para o solo com $W = 5\%$ e $\phi = 40\%$. Sendo que, enquanto isso, para o solo seco da abordagem ULM-ATP a condutividade tem valor de 0,0004 S/m. Assim, verifica-se um aumento da condutividade de 28,69 vezes ($W = 15\%$ e $\phi = 30\%$) e de 4,7475 vezes ($W = 5\%$ e $\phi = 40\%$) quando o teor de umidade e a porosidade são incluídos no solo. Esse aumento é atribuído ao fato de que, em solos úmidos e porosos, a água preenche os espaços vazios, formando uma rede interligada que facilita a movimentação dos íons dissolvidos (Teixeira *et al.*, 2017). Sendo que, a maior condutividade deve-se à essa presença e movimentação desses íons na água. Essa diferença notável também está relacionada à natureza mais conservadora da abordagem ULM-ATP, que despreza as correntes de deslocamento e a admitância do solo, além de lidar com um solo seco, que é naturalmente pouco condutivo.

Em relação aos casos analisados, nota-se que as subfiguras com índice (a), que são as figuras com $W = 15\%$ e $\phi = 30\%$, apresentam as maiores diferenças. Isso é justamente pelo fato desse

Figura 65 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.



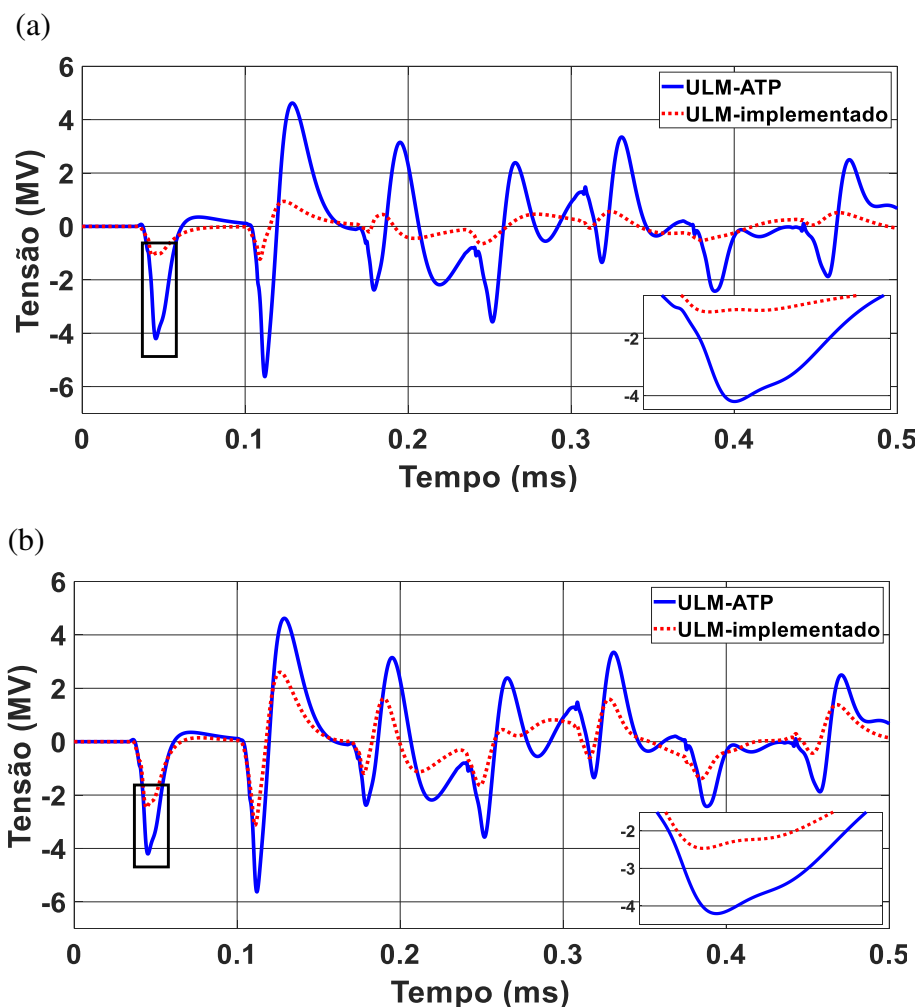
Fonte: Autoria própria.

solo quando comparado ao solo de $W = 5\%$ e $\phi = 40\%$ ser muito mais condutivo. Logo, quando comparado ao solo seco, as atenuações são mais pronunciadas.

A diferença percentual de pico (Δ_P (%)) relacionada às Figuras 63-68 é dada na Tabela 11.

A análise da Tabela 11 revela que o Δ_P é maior para a condutividade resultante com valor superior, ou seja, para os valores de 15% de teor de umidade e de 30% de porosidade. Nas fases induzidas, o Δ_P chegou a valores de 78,5619% ($W = 15\%$ e $\phi = 30\%$) e de 44,6550% ($W = 5\%$ e $\phi = 40\%$). Esses resultados destacam o impacto significativo da modelagem precisa do solo nas respostas transitórias, uma vez que a modelagem inadequada pode gerar imprecisões e interpretações equivocadas por parte dos usuários.

Figura 66 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.



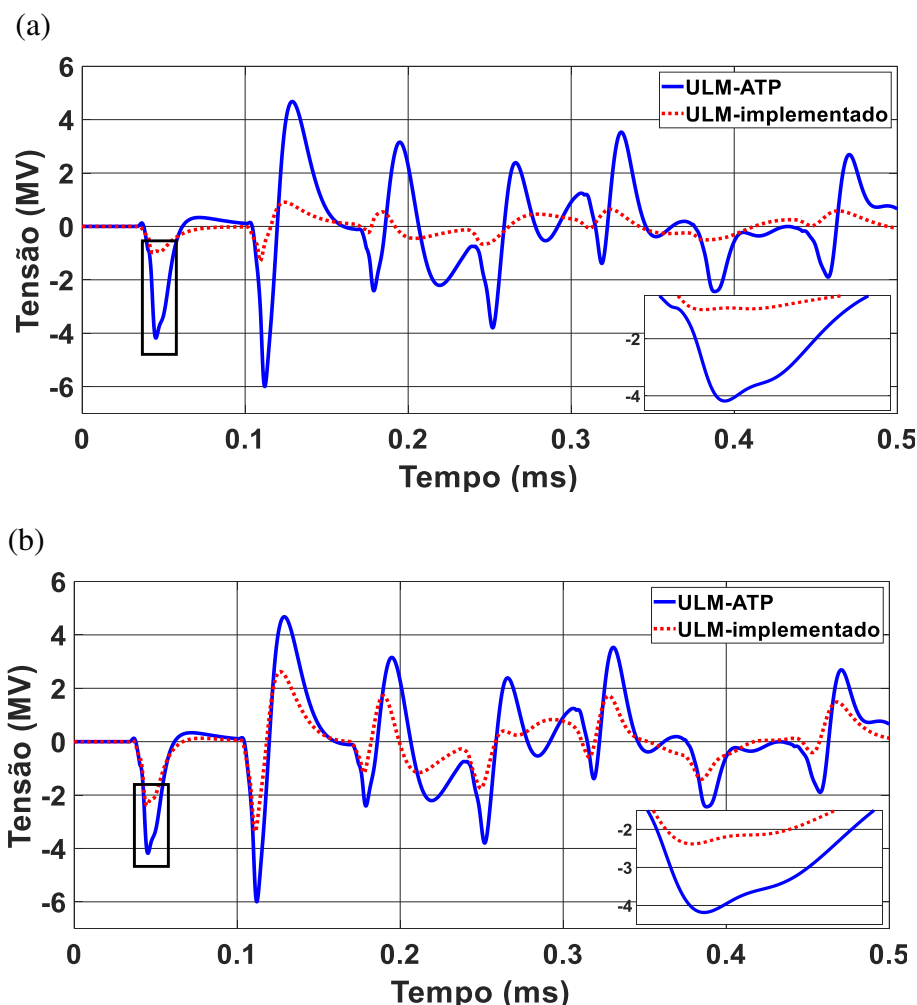
Fonte: Autoria própria.

Tabela 11 - Diferença Percentual de Pico (Δ_P (%)) - Condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade.

	230 kV			115 kV		
	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4	Fase 5	Fase 6
15%/30%	1,0889	33,9774	40,8829	74,4234	76,5477	78,5619
5%/40%	0,5762	13,3906	16,4919	41,3354	42,9793	44,6550

Fonte: Autoria própria.

Figura 67 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.



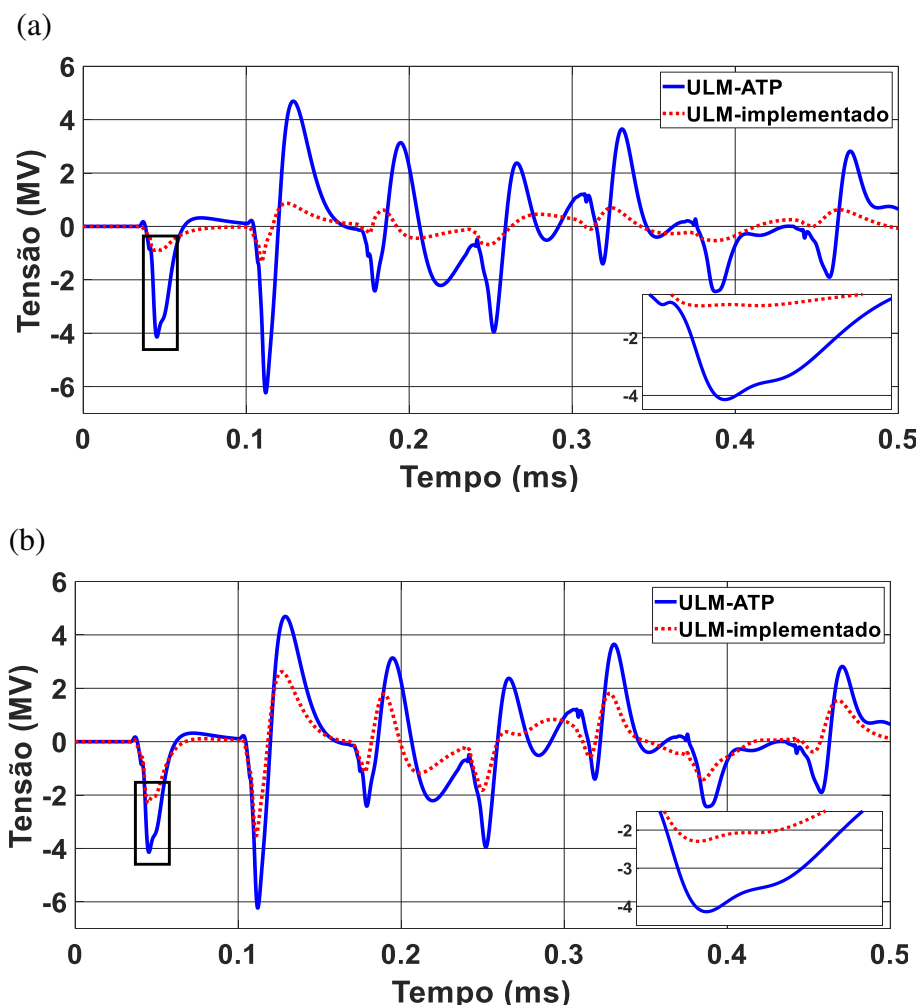
Fonte: Autoria própria.

5.2.4 Tensões transitórias considerando o solo como estratificado

Duas abordagens são consideradas para a obtenção das tensões transitórias:

1. **Abordagem ULM-ATP:** Esta abordagem é considerada como referência para fins comparativos. Para o modelo da linha é utilizado o ULM, que está disponível na versão mais recente do software ATP-EMTP. Nessa abordagem, a impedância do solo ($Z_{\text{solo}}(\omega)$) é calculada utilizando a formulação de Carson, e a admitância do solo ($Y_{\text{solo}}(\omega)$) é desprezada. Ao ignorar as correntes de deslocamento, o modelo simplifica o solo como um meio puramente condutor, sujeito a perdas. Além disso, a condutividade do solo (σ_{solo}) é considerada constante nos valores de 0,00066 e 0,001751 S/m.
2. **Abordagem ULM-implementado:** Para o modelo de linha, o ULM é implementado pela autora (como mostrado no Capítulo 4), utilizando os softwares MATLAB e ATP-EMTP,

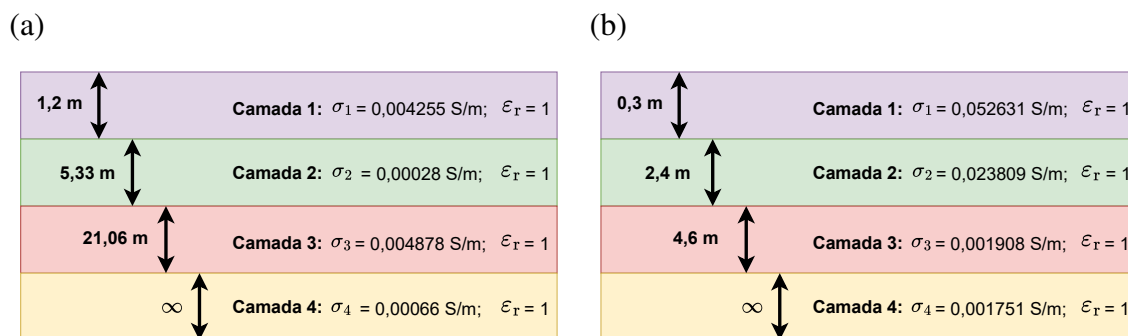
Figura 68 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para W e ϕ de: (a) 15%, 30% e (b) 5%, 40%.



Fonte: Autoria própria.

seguindo o procedimento descrito em Leal, Conti e Zanon (2023). Nesta abordagem, as equações (3), (5), (6) e (35) permitem o cálculo das impedâncias interna ($Z_{int}(\omega)$) e externa ($Z_{ext}(\omega)$) e da admitância externa ($Y_{ext}(\omega)$). Como a formulação de Carson não contempla parâmetros do solo dependentes da frequência, tampouco fornece uma formulação para o cálculo da admitância do solo, optou-se pela utilização da formulação de Wise/Nakagawa. Assim, a impedância do solo ($Z_{solo}(\omega)$) e a admitância do solo ($Y_{solo}(\omega)$) são determinadas pelas equações de Wise/Nakagawa (16), (17) e (38) em combinação com as equações (90)-(93) de Xue considerando o solo estratificado com 4 camadas. Os valores da condutividade do solo, da permissividade relativa e da profundidade de cada camada são divididos em dois casos, que são baseados em resultados experimentais (Ametani, 1974; He; Zeng; Zhang, 2012; Martins-Britto; Lopes; Rondineau, 2019) e são apresentados na Figura 69. A equação de Xue foi escolhida por ser se tratar da equação com menos limitações, como apresentado no Capítulo 3.

Figura 69 - Valores da condutividade do solo, permissividade relativa e profundidade de cada camada para: (a) caso 1 e (b) caso 2.



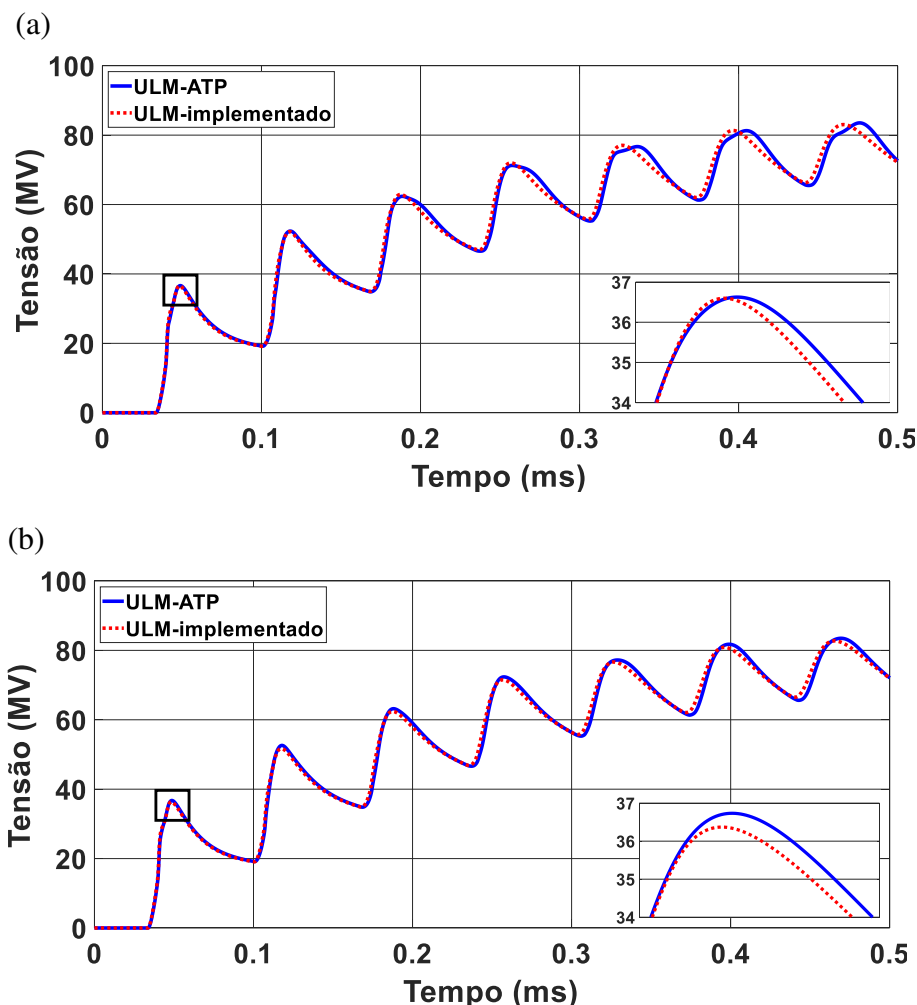
Fonte: Autoria própria.

Para a abordagem ULM-implementado, utilizou-se os valores de condutividade do solo, permissividade relativa e profundidade de cada camada, conforme especificado nos casos 1 e 2, conforme Figura 69. Para a abordagem ULM-ATP, consideraram-se condutividades constantes de 0,00066 e 0,001751 S/m. Esses valores de σ_{solo} na abordagem ULM-ATP foram adotados porque a condutividade do solo na última camada dos casos 1 e 2 também corresponde a 0,00066 e 0,001751 S/m, respectivamente. Conforme afirmado na literatura e no Capítulo 3, a contribuição de cada camada é aproximadamente proporcional à sua espessura (Southey; Dawalibi, 2002), o que indica que a camada final, com espessura infinita, exerce a maior influência nas respostas transitórias. Simulações demonstrando que a onda eletromagnética resultante da descarga atmosférica penetra até a última camada, confirmando assim a validade da afirmação feita anteriormente para os casos estudados, são apresentadas no Apêndice D.

As tensões transitórias nos terminais receptores das fases 1 a 6 são plotadas nas Figuras 70 a 75, respectivamente. As subfiguras com índice (a) para a abordagem ULM-implementado são para o solo estratificado do caso 1 (Figura 69), e para a abordagem ULM-ATP são para um solo com condutividade constante de 0,00066 S/m. As subfiguras com índice (b) para a abordagem ULM-implementado referem-se ao solo estratificado do caso 2 (Figura 69), enquanto para a abordagem ULM-ATP, considera-se uma condutividade constante de 0,001751 S/m. A curva relacionada a abordagem ULM-ATP é a de cor azul e a curva relacionada a abordagem ULM-implementado é a de cor vermelha.

A partir das Figuras 70-75, nota-se que as formas de onda de tensão são significativamente afetadas pela estratificação do solo. Conforme a Figura 70, as tensões geradas na fase 1 da LT 230 kV apresentam comportamento semelhante nas duas abordagens nos momentos iniciais. No entanto, à medida que o tempo avança, as diferenças tornam-se mais pronunciadas, especialmente na cauda da forma de onda. Para as tensões mostradas nas Figuras 71, 72, 73, 74 e 75, as formas de onda transitórias referentes à abordagem ULM-implementado apresentam uma atenuação significativa, sobretudo nos picos. Esse fenômeno é atribuído à interação entre

Figura 70 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 1 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.



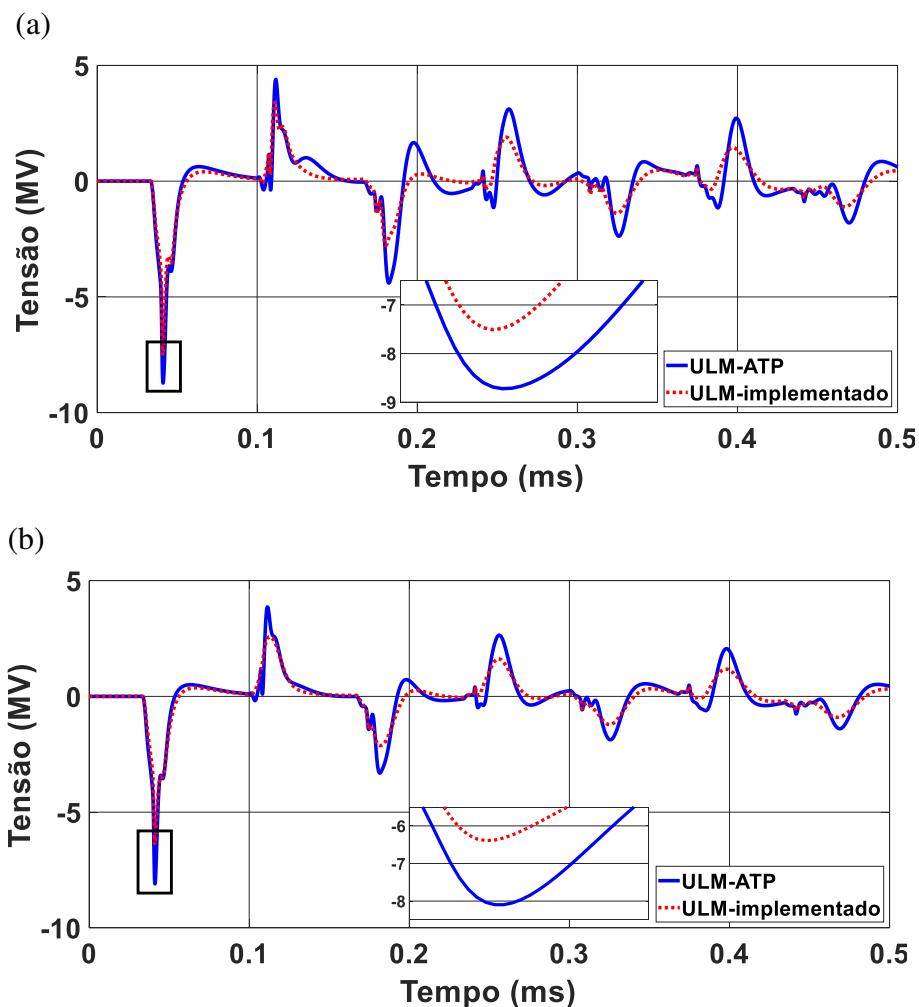
Fonte: Autoria própria.

as ondas eletromagnéticas e as diversas propriedades elétricas das diferentes camadas do solo.

Verifica-se, ainda, que a abordagem ULM-ATP produz resultados mais conservadores, com picos de tensão superestimados em comparação com a abordagem ULM-implementado. Dessa forma, mais uma vez, a diferença entre as abordagens pode ser associada ao fato de que a Abordagem ULM-ATP desconsidera as características reais do solo.

Nesse cenário, o solo estratificado é composto por camadas alternadas com condutividades distintas. Camadas de alta condutividade permitem que as ondas eletromagnéticas passem mais facilmente, mas também absorvem e dissipam mais energia, resultando em maior atenuação. Por outro lado, as camadas de baixa condutividade oferecem maior resistência ao fluxo de corrente, causando quedas de tensão ao longo da linha de transmissão. Além disso, a contribuição de cada camada para a atenuação geral é aproximadamente proporcional à sua espessura (Southey; Dawalibi, 2002). Nos dois casos, a terceira camada, com profundidades de 21,06 m e 4,6 m, e a quarta camada, com espessura infinita, têm o impacto mais significativo nas respostas

Figura 71 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 2 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.



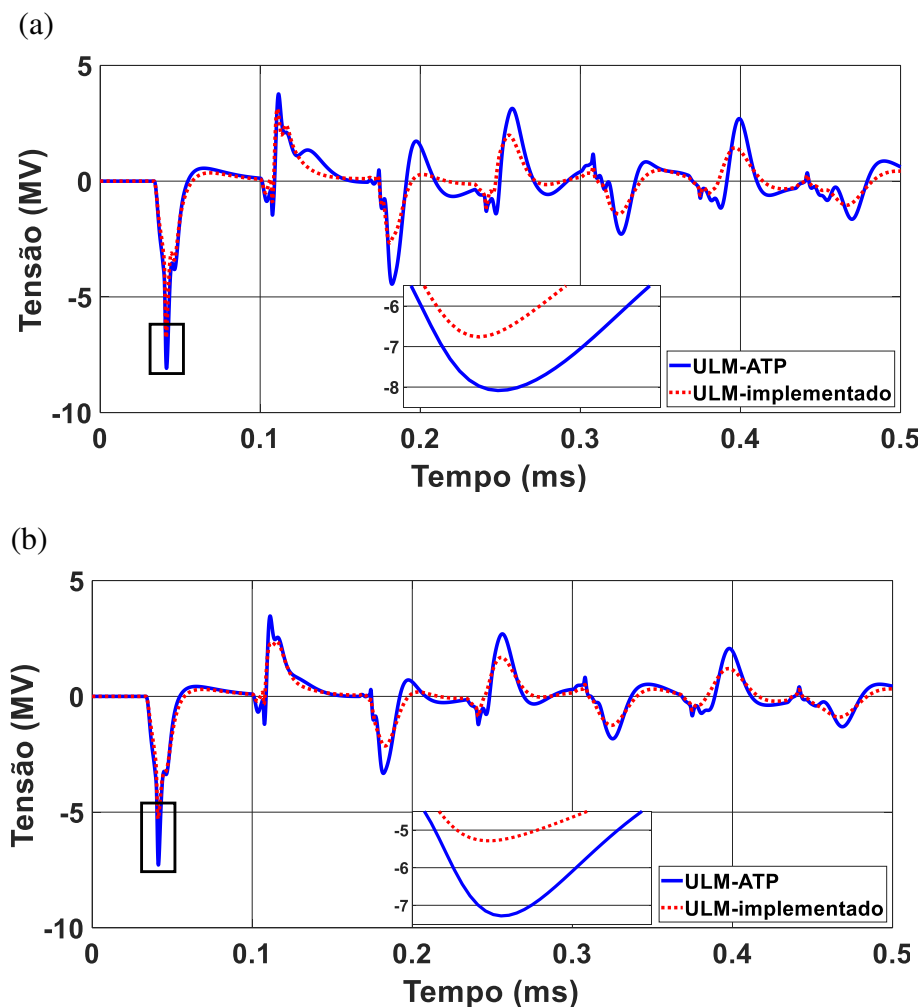
Fonte: Autoria própria.

transitórias, afetando principalmente as tensões induzidas na LT 115 kV.

Complementarmente, no caso 1 (subfiguras com índice (a)), as diferenças entre as abordagens para as fases induzidas são mais visíveis. Uma possível explicação para isso é que a condutividade constante atribuída à abordagem ULM-ATP nesse caso é menor do que no caso 2 (mesmos valores da última camada do solo estratificado), e solos com menor condutividade tendem a aumentar a susceptibilidade a erros de modelagem em fenômenos transitórios.

Para as Figuras 70-75 a diferença percentual de pico (Δ_p (%)) calculada pela equação (144) é mostrada na Tabela 12.

Figura 72 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 3 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.



Fonte: Autoria própria.

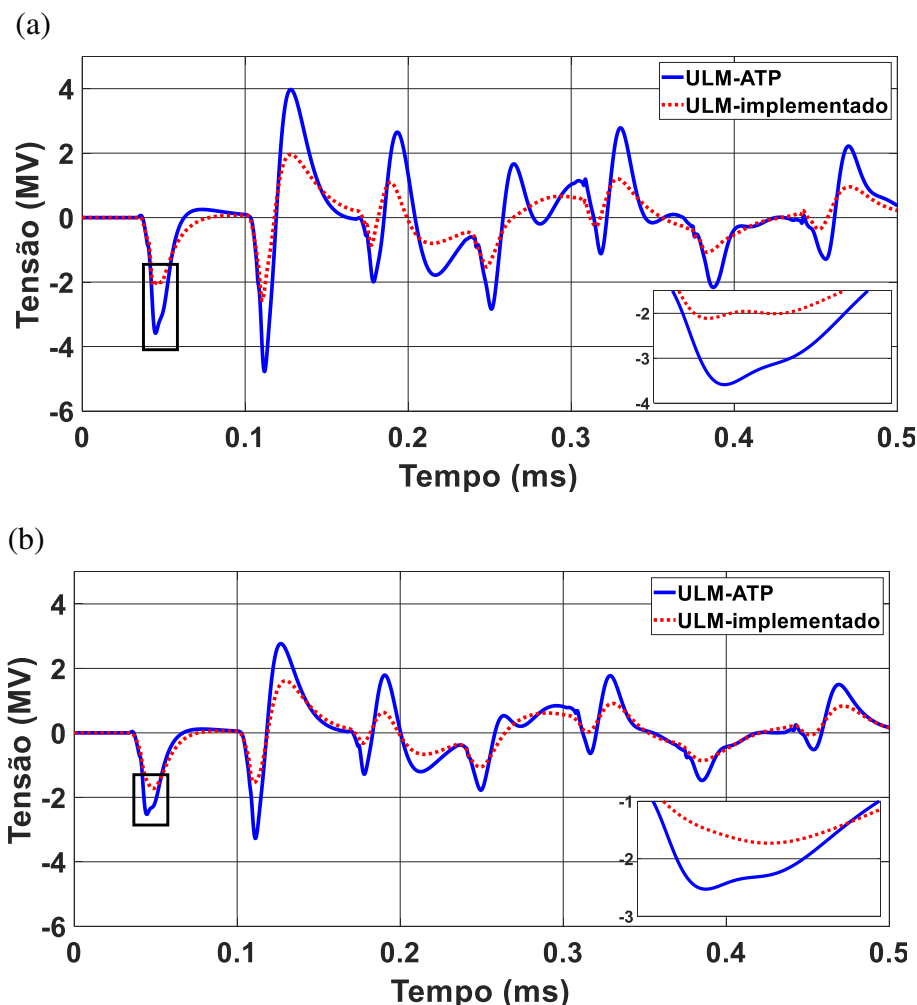
Tabela 12 - Diferença Percentual de Pico (Δ_P (%)) - Solo estratificado de 4 camadas.

	230 kV			115 kV		
	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 4	Fase 5	Fase 6
Caso 1	0,0780	13,9229	16,3747	41,2211	43,5429	45,9587
Caso 2	0,9876	21,0588	27,4290	31,6089	32,1950	33,5750

Fonte: Autoria própria.

No contexto da estratificação do solo, a Tabela 12 confirma que as maiores diferenças nas respostas transitórias entre as duas abordagens ocorrem no caso 1, sobretudo nas fases induzidas da LT de 115 kV, com diferenças de até 45,9587%. Mesmo no caso 2, essas diferenças permanecem relevantes, alcançando 33,5750%. Portanto, fica claro que a modelagem correta do solo é crucial para a previsão precisa dos fenômenos transitórios, evitando equívocos e assegurando

Figura 73 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 4 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.

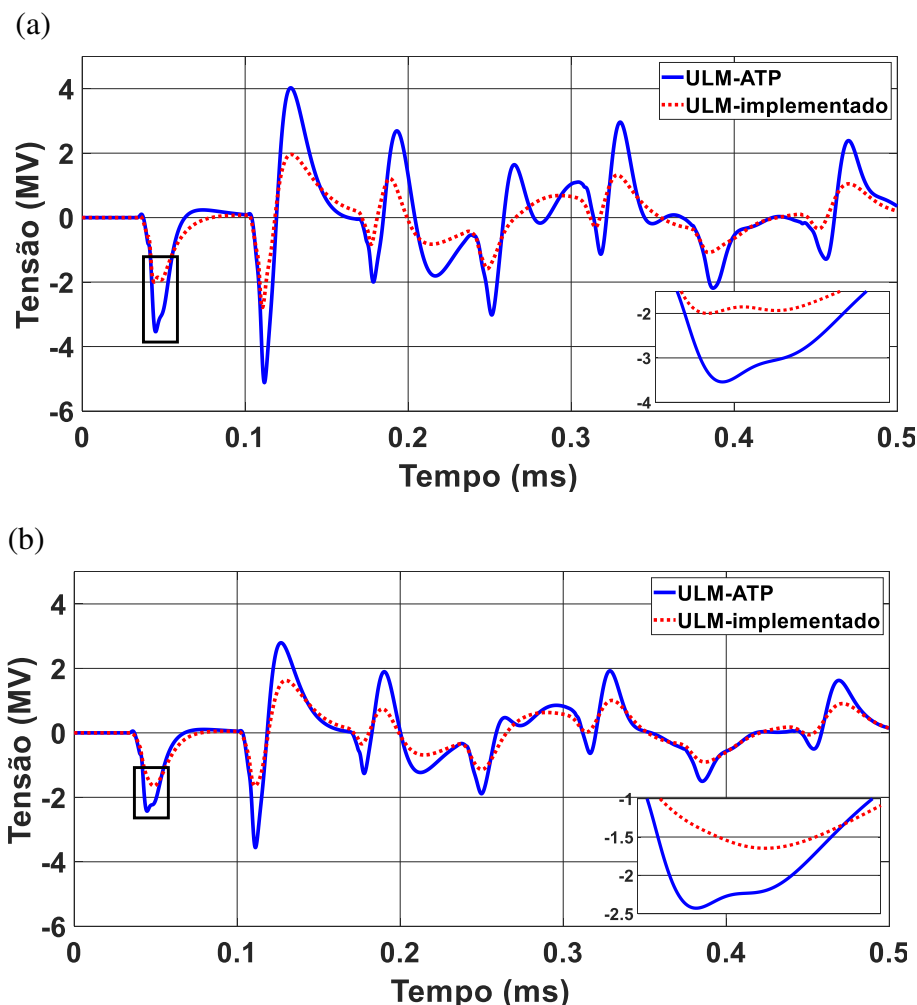


Fonte: Autoria própria.

a interpretação adequada das respostas do sistema elétrico frente a esses eventos.

A análise dos resultados das tensões transitórias, considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência, levou às seguintes conclusões: (i) as formas de onda das tensões são influenciadas pela inserção da dependência da frequência nos parâmetros do solo; (ii) a abordagem ULM-ATP gera resultados mais conservadores em relação à abordagem ULM-implementado, uma vez que o ULM-ATP apresenta limitações em sua modelagem, ignorando aspectos cruciais do solo, como as correntes de deslocamento, a admitância do solo e a dependência dos parâmetros do solo com a frequência; (iii) o solo de menor condutividade apresenta as maiores diferenças, resultantes da maior sensibilidade dos fenômenos transitórios a erros de modelagem em solos de baixa condutividade; (iv) as tensões transitórias nas fases induzidas da LT de 115 kV revelam as diferenças mais acentuadas, em função da complexidade das interações entre a propagação de ondas eletromagnéticas e o acoplamento entre as linhas paralelas; (v) as diferenças percentuais de pico chegaram a 14,2122% para o solo com condutividade de 0,001 S/m e a 27,2146% para o solo com condutividade de 0,0001 S/m.

Figura 74 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 5 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.

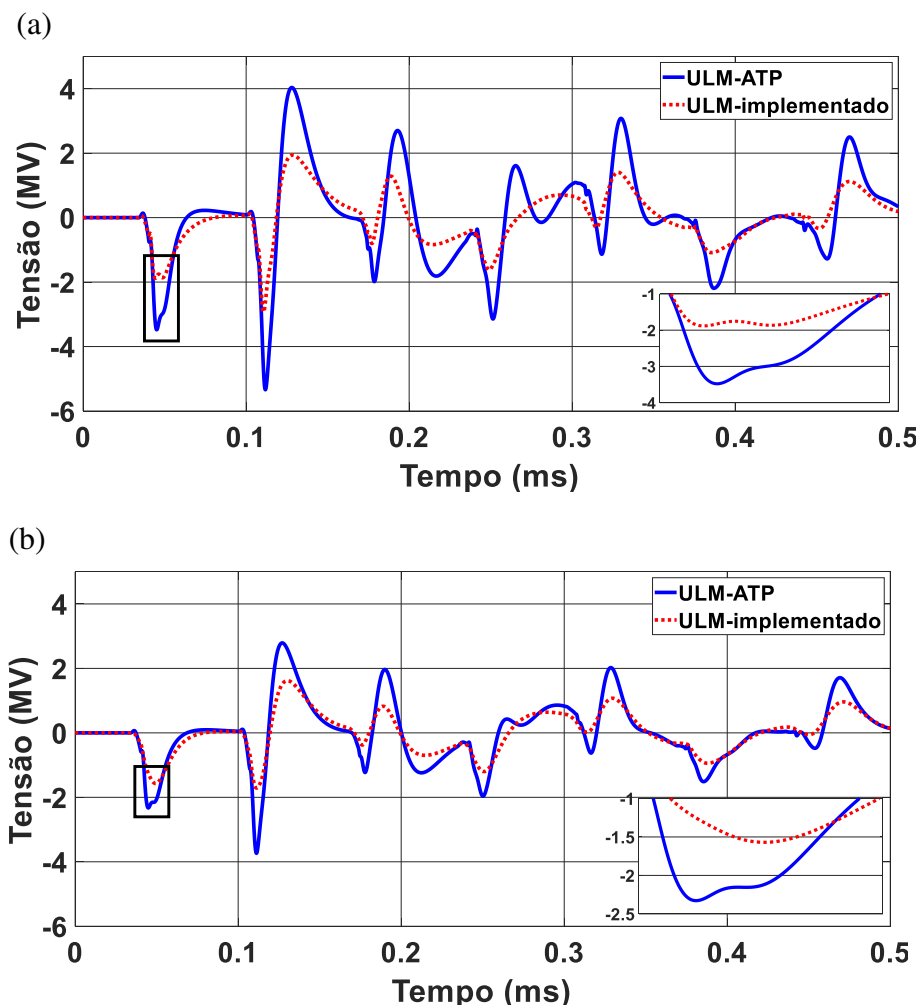


Fonte: Autoria própria.

Com base nos resultados das tensões transitórias em função dos parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade, pode-se tirar as seguintes conclusões: (i) a resposta das tensões transitórias é afetada quando o solo apresenta dependência da frequência e do teor de umidade; (ii) a abordagem ULM-implementado resulta em picos de tensão mais atenuados em comparação à abordagem ULM-ATP, devido à modelagem mais detalhada e realista do solo; (iii) o solo com maior teor de umidade mostra as menores diferenças entre as abordagens, pois o aumento do teor de umidade tende a elevar a condutividade do solo, reduzindo o impacto da dependência de frequência, especialmente em solos mais condutivos; (iv) as tensões transitórias geradas nas fases induzidas (fases 4, 5 e 6) exibem as maiores diferenças entre as abordagens, isso porque, a configuração com duas linhas paralelas, sendo uma de 230 kV e outra de 115 kV, cria um acoplamento eletromagnético significativo entre as fases e esse acoplamento é mais evidente nas fases da linha de 115 kV; (v) no solo com 4,04% de teor de umidade, o valor de Δp atingiu 6,1727%, enquanto no solo com 2,57% de teor de umidade, o valor foi de 10,7164%.

As conclusões obtidas dos resultados das tensões transitórias, considerando a condutividade

Figura 75 - Tensões transitórias no terminal receptor da fase 6 para: (a) caso 1 e (b) caso 2.



Fonte: Autoria própria.

do solo dependente do teor de umidade e da porosidade, são as seguintes: (i) as tensões transitórias são fortemente impactadas pela dependência do teor de umidade e da porosidade; (ii) as diferenças entre as abordagens são evidentes em todas as fases, sendo as mais pronunciadas entre todos os cenários analisados. Isso acontece pois, na abordagem ULM-implementado, o solo considera o teor de umidade e a porosidade, tornando-se mais condutivo, enquanto a abordagem ULM-ATP adota uma condutividade significativamente menor, além de desconsiderar aspectos importantes da modelagem do solo. A alta condutividade da abordagem ULM-implementado se deve à dissolução de íons na água, favorecida pela maior porosidade e umidade do solo; (iii) o solo com $W = 15\%$ e $\phi = 30\%$ mostra as maiores diferenças, pois, em comparação ao solo com $W = 5\%$ e $\phi = 40\%$, é mais condutivo; (iv) as tensões induzidas nas fases 4, 5 e 6 apresentam as maiores atenuações, um comportamento previamente observado e comentado em outros cenários; (v) quando o solo considera $W = 15\%$ e $\phi = 30\%$ o valor máximo de Δ_P é 78,5619%, e quando considera $W = 5\%$ e $\phi = 40\%$ o valor máximo é de 44,6550%.

As conclusões extraídas a partir das simulações das tensões transitórias para solos estrati-

ficados são: (i) a estratificação do solo exerce uma grande influência nas respostas das tensões transitórias; (ii) a abordagem ULM-ATP gera respostas transitórias com picos de tensão superestimados quando comparado à abordagem ULM-implementado, devido à sua simplificação que despreza características realistas do solo; (iii) as diferenças entre as abordagens nas fases induzidas são mais evidentes no caso 1, visto que tanto a condutividade da última camada da abordagem ULM-implementado quanto a condutividade constante da abordagem ULM-ATP são menores nesse caso; (iv) as fases induzidas da LT de 115 kV geram os resultados com maiores diferenças, um fato já relatado em outros cenários; (v) o solo do caso 1 tem uma diferença percentual de pico máxima de 45,9587%, e do caso 2 de 33,5750%.

Portanto, a modelagem adequada do solo, levando em consideração a frequência e os fatores ambientais como o teor de umidade, a porosidade e a estratificação, como foi feita na metodologia aprimorada é fundamental para a análise de fenômenos transitórios em sistemas de potência. A inclusão desses parâmetros torna o modelo do solo mais realista e proporciona previsões mais precisas das respostas do sistema elétrico, especialmente em eventos como descargas atmosféricas. Modelos simplificados que desconsideram correntes de deslocamento, admitância do solo e utilizam condutividade constante podem resultar em imprecisões e interpretações erradas, afetando a suportabilidade de equipamentos críticos, como isoladores, disjuntores e para-raios.

Além disso, os resultados apresentados reforçam a necessidade de incorporar uma modelagem precisa do solo em programas de simulação do tipo EMTP e em modelos de linha como o ULM, permitindo prever corretamente os eventos transitórios e evitando erros significativos que possam comprometer o desempenho dos componentes elétricos e a segurança do sistema. Portanto, atualizar essas ferramentas para considerar modelos mais realistas é essencial para a operação eficiente dos sistemas de potência.

5.3 Síntese do capítulo

Neste capítulo, foram realizadas simulações a fim de analisar as tensões transitórias, considerando a metodologia aprimorada, levando em conta o solo com características mais realistas. Para isso, utilizou-se o modelo ULM, implementado no Capítulo 4, aprimorado com a inclusão das características do solo.

As simulações foram realizadas para uma configuração com duas LTs trifásicas em paralelo, submetidas à uma incidência de descarga atmosférica. O solo foi modelado considerando sua dependência em relação à frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação. Como abordagem comparativa, utilizou-se o modelo ULM disponível na versão mais recente do software ATP-EMTP, o qual é considerado uma abordagem mais conservadora, pois não incorpora as características do solo. Por fim, os resultados permitiram compreender a relevância de utilizar um modelo de solo mais realista para a simulação dos transitórios eletromagnéticos.

6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS

6.1 Conclusões

Esta tese concentrou-se em avaliar a influência das características físicas do solo (frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação) nas respostas transitórias de sistemas de potência submetidos a descargas atmosféricas, utilizando como modelo de linha o ULM, implementado por meio dos softwares MATLAB e ATP-EMTP. Com isso, visou-se obter uma metodologia aprimorada que apresentasse menos limitações, considerando um solo mais realista para as simulações dos transitórios eletromagnéticos.

Para o cálculo dos transitórios eletromagnéticos em uma LT, é necessário determinar os parâmetros dessa linha. Assim, foram apresentados os modelos e métodos para o cálculo das impedâncias longitudinal, interna, externa e do solo e das admitâncias transversal, externa e do solo. Constatou-se que tanto a impedância do solo quanto a admitância do solo possuem diversos modelos para seu cálculo. Esses modelos foram descritos em ordem cronológica. Além disso, foram realizadas simulações desses parâmetros para uma LT monofásica, permitindo concluir e identificar que o modelo mais coerente e com menos limitações para a aplicação prática é o proposto por Wise/Nakagawa.

Nos solos reais, onde as LTs estão localizadas, há a influência de fatores físicos. Desse modo, os parâmetros do solo (condutividade do solo e permissividade relativa) são afetados pela frequência das ondas eletromagnéticas incidentes no solo, bem como por fatores ambientais, como teor de umidade, porosidade e estratificação. Com isso, esses fatores devem ser considerados no cálculo dos parâmetros da LT, e consequentemente, nas tensões transitórias. Os modelos e equações propostos na literatura para quantificar a influência desses fatores nos parâmetros do solo e nos da LT também foram apresentados cronologicamente. Adicionalmente, foram realizadas simulações para avaliar a condutividade do solo, permissividade relativa, constante de propagação, impedância e admitância do solo. Os resultados dessas simulações permitiram compreender o comportamento de cada fator físico e determinar a modelagem mais adequada para cada caso. Para considerar os parâmetros do solo dependentes da frequência é a modelagem de Alípio e Visacro, para os dependentes da frequência e do teor de umidade é a de Messier, para a condutividade dependente do teor de umidade e da porosidade é a de Archie/Fu e para o solo estratificado é a de Xue.

O modelo de linha utilizado foi o *Universal Line Model* (ULM), amplamente adotado como referência em estudos de transitórios eletromagnéticos, reconhecido por sua generalidade e precisão (Zanon, 2019). O ULM é desenvolvido diretamente no domínio das fases e utiliza a técnica de ajuste vetorial para ajustar a admitância característica e a função de propagação da linha. Embora disponível em softwares do tipo EMTP, e na versão mais recente do ATP-EMTP, sua implementação não permite, de forma direta, que os usuários ajustem aspectos importantes

do processo, como mudanças nas rotinas de cálculo e a consideração de uma modelagem mais rigorosa e realista do solo. No ULM do ATP-EMTP, a impedância do solo é calculada pela equação de Carson, enquanto as correntes de deslocamento e a admitância do solo são desconsideradas, e a condutividade do solo é tratada como constante. Para fornecer aos usuários uma maneira de contornar essas limitações, Leal, Conti e Zanon (2023) propuseram uma implementação do ULM utilizando o software MATLAB em conjunto com o software ATP-EMTP, descrita e validada no Capítulo 4 desta tese.

Para empregar a metodologia aprimorada e assim analisar a influência das características físicas do solo nas respostas transitórias, foram realizadas simulações considerando uma configuração com duas LTs trifásicas dispostas geometricamente em paralelo. Uma LT de 230 kV com dois cabos para-raios e outra LT de 115 kV, ambas com 10 km de extensão, submetidas a uma incidência de descarga atmosférica. Os resultados foram organizados em quatro subseções: (i) tensões transitórias considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência; (ii) tensões transitórias considerando os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade; (iii) tensões transitórias considerando a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade; (iv) tensões transitórias considerando o solo como estratificado.

As tensões transitórias foram calculadas para duas abordagens. A primeira abordagem, denominada ULM-ATP (usada como referência), emprega a equação de Carson para calcular a impedância do solo, desconsidera as correntes de deslocamento e a admitância do solo, e considera a condutividade do solo como constante, como implementado na versão recente do software ATP-EMTP. A segunda abordagem, denominada ULM-implementado, foi implementada pela autora, conforme descrito no Capítulo 4. Nesta abordagem seguiu-se a metodologia aprimorada, sendo que, a impedância e a admitância do solo foram calculadas pelas equações de Wise/Nakagawa, sendo aprimorada com as seguintes características do solo: (i) parâmetros do solo dependentes da frequência calculados pelas equações de Alípio e Visacro; (ii) parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade calculados pelas equações de Messier; (iii) condutividade do solo dependente do teor de umidade e porosidade calculada pela equação de Archie/Fu; (iv) solo considerado como estratificado calculado pela equação de Xue.

Os resultados mostraram que, em todos os casos, a abordagem ULM-ATP se diferenciou da abordagem ULM-implementado, independentemente da característica do solo considerada (frequência, teor de umidade, porosidade ou estratificação). A abordagem ULM-ATP gerou resultados mais conservadores, com picos de tensão superestimados. Isso ocorre pois, características importantes do solo, como as correntes de deslocamento e a admitância do solo são negligenciadas, e ainda a condutividade do solo é mantida como constante, fazendo com que o solo não seja modelado corretamente. As diferenças entre as abordagens foram mais pronunciadas nas fases induzidas da LT de 115 kV (fases 4, 5 e 6), que como foi explicado é devido a complexidade das interações entre a propagação de ondas eletromagnéticas e o acoplamento

entre as linhas paralelas. As diferenças percentuais de pico chegaram aos valores máximos de 27,2146% para os parâmetros do solo dependentes da frequência; 10,7164% para o parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade; 78,5619% para a condutividade dependente do teor de umidade e da porosidade; 45,9587% para o solo considerado como estratificado. Esses valores são extremamente significativos, demonstrando como a influência das características do solo impacta nas respostas transitórias.

Esta tese demonstrou a importância da modelagem adequada do solo para o estudo de transientes eletromagnéticos. Concluiu-se que tanto a escolha do modelo para o cálculo da impedância e da admitância do solo, quanto a consideração das características físicas do solo (frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação), tornando-o mais realista, são muito importantes e impactam na resposta final dos parâmetros da LT e principalmente nas tensões transitórias da linha. Sendo assim, o conhecimento correto dessas tensões proporciona previsões mais precisas, aumentando a confiabilidade da transmissão, a qualidade da energia elétrica fornecida e a operação adequada do sistema.

Adicionalmente, verificou-se a importância de incluir uma modelagem detalhada do solo em softwares de simulação de transientes eletromagnéticos (tipo EMTP) e em modelos de linha (como o ULM), destacando-se a necessidade de atualização dessas ferramentas para adotar modelos mais abrangentes e realistas, de forma a assegurar a operação confiável e eficiente dos sistemas de energia elétrica.

6.2 Propostas futuras

Como continuidade deste trabalho, propõe-se a investigação dos seguintes tópicos:

- A inclusão do modelo da torre de transmissão utilizando softwares, como exemplo o ATP-EMTP;
- A incorporação do aterramento da torre, representado por meio da impedância harmônica para solos realistas;
- Estudar novos tipos de solos, como o latossolo que é o de maior representatividade no Brasil, e que em média tem resistividade elevada;
- Incorporar a granulometria do solo;
- Testar a metodologia em novos tipos de softwares;
- Considerar a cadeia de isoladores e o Efeito Corona para as simulações.

REFERÊNCIAS

- ALVARADO, F. L.; BETANCOURT, R. An accurate closed-form approximation for ground return impedance calculations. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, Piscataway, v. 71, n. 2, p. 279–280, 1983.
- ALÍPIO, R.; VISACRO, S. Modeling the frequency dependence of electrical parameters of soil. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 56, n. 5, p. 1163–1171, 2014.
- AMETANI, A. Stratified earth effects on wave propagation-frequency-dependent parameters. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, Piscataway, n. 5, p. 1233–1239, 1974.
- AMETANI, A.; MIYAMOTO, Y.; BABA, Y.; NAGAOKA, N. Wave propagation on an overhead multiconductor in a high-frequency region. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1638–1648, 2014.
- ANTONINI, G. Spice equivalent circuits of frequency-domain responses. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 45, n. 3, p. 502–512, 2003.
- ARAÚJO, A. E. D. *Cálculos de transitórios eletromagnéticos em sistemas de energia*. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2005.
- ARAÚJO, A. R.; AZEVEDO, W. L.; COLQUI, J. S.; Pissolato Filho, J. Backflashover analysis in power transmission lines located on high-resistive porous soil. In: *IET. 23rd International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2023)*. Glasgow, 2023. p. 1–7.
- ARAÚJO, A. R. de; AZEVEDO, W. L. de; Pissolato Filho, J. Study of frequency-dependent soils with water content in transient responses. In: *IEEE. 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. São Paulo, 2021. p. 535–536.
- ARCHIE, G. E. The electrical resistivity log as an aid in determining some reservoir characteristics. *Transactions of the AIME*, OnePetro, Houston, v. 146, n. 01, p. 54–62, 1942.
- AZEVEDO, W. L. M. de; ARAÚJO, A. R. J. de; COLQUI, J. S. L.; Pissolato Filho, J.; KORDI, B. Transient analysis of power transmission towers above lossy ground with frequency dependent electrical parameters considering the water content of soil. *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, Elsevier, Amsterdam, v. 4, p. 100161, 2023.
- AZEVEDO, W. L. M. de; ARAÚJO, A. R. J. de; Pissolato Filho, J. Soil water content and porosity on earth potential rise of vertical grounding rods. In: *IEEE. 2022 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. Fortaleza, 2022. p. 1–6.
- BAÑUELOS-CABRAL, E. S.; GUTIÉRREZ-ROBLES, J. A.; GUSTAVSEN, B. *Rational fitting techniques for the modeling of electric power components and systems using MATLAB environment*. Croatia: IntechOpen, 2017.
- BATISTA, R.; CAETANO, C.; PAULINO, J.; BOAVENTURA, W.; LOPES, I.; CARDOSO, E. A study of grounding arrangements composed by vertical electrodes for two-layered stratified

- soil models. *Electric power systems research*, Elsevier, Amsterdam, v. 180, p. 106129, 2020.
- BUDNER, A. Introduction of frequency-dependent line parameters into an electromagnetic transients program. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, Piscataway, n. 1, p. 88–97, 1970.
- CABALLERO, P. T. *Inclusion of the frequency dependence in the Bergeron model: representation of short and long transmission lines considering electromagnetic transients resulting from switching operations and lightning strikes*. Tese (PhD thesis) — São Paulo State University (UNESP), Ilha Solteira, 2018.
- CARSON, J. R. Wave propagation in overhead wires with ground return. *The Bell System Technical Journal*, Nokia Bell Labs, Piscataway, v. 5, n. 4, p. 539–554, 1926.
- CAVKA, D.; MORA, N.; RACHIDI, F. A Comparison of frequency-dependent soil models: Application to the analysis of grounding systems. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 56, n. 1, p. 177–187, 2014.
- CHRYSOCHOS, A. I.; PAPADOPOULOS, T. A.; PAPAGIANNIS, G. K. Enhancing the frequency-domain calculation of transients in multiconductor power transmission lines. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, Amsterdam, v. 122, p. 56–64, 2015.
- CIGRE, C. W. G. *Impact of soil-parameter frequency dependence on the response of grounding electrodes and on the lightning performance of electrical systems*. Paris, 2019. 1–66 p.
- CLARKE, E. *Circuit Analysis of A-C Power Systems*. New York: Wiley, 1943.
- COLQUI, J. S.; MOURA, R. A.; SCHROEDER, M. A. O.; Pissolato Filho, J. Analysis of transmission line parameters considering multilayer soils. In: IEEE. 2022 *IEEE XXIX International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)*. Lima, 2022. p. 1–4.
- CONSTRUCTOR, T. *Permeability of Stratified Soil Deposits*. 2021. Disponível em: <https://theconstructor.org/geotechnical/permeability-stratified-soil-deposits/29630/>. Acesso em: 15 de novembro de 2023.
- CONTI, A. D.; EMÍDIO, M. P. S. Simulation of transients with a modal-domain based transmission line model considering ground as a dispersive medium. In: ELSEVIER. *International Conference on Power Systems Transients (IPST 2015)*. Cavtat, 2015. p. 1–8.
- CONTI, A. D.; EMÍDIO, M. P. S. Extension of a modal-domain transmission line model to include frequency-dependent ground parameters. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, Amsterdam, v. 138, p. 120–130, 2016.
- CONTI, A. D.; VISACRO, S. Analytical representation of single-and double-peaked lightning current waveforms. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 49, n. 2, p. 448–451, 2007.
- DANIEL, V. V. *Dielectric Relaxation*. New York: Academic Press Inc., 1967.
- DATSIOS, Z.; MIKROPOULOS, P. Characterization of the frequency dependence of the

- electrical properties of sandy soil with variable grain size and water content. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, Piscataway, v. 26, n. 3, p. 904–912, 2019.
- DERI, A.; TEVAN, G.; SEMLYEN, A.; CASTANHEIRA, A. The complex ground return plane a simplified model for homogeneous and multi-layer earth return. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, Piscataway, n. 8, p. 3686–3693, 1981.
- DINIZ, F. A.; ALÍPIO, R. S.; MOURA, R. A. R. d. Assessment of the influence of ground admittance correction and frequency dependence of electrical parameters of ground of simulation of electromagnetic transients in overhead lines. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer, Berlin, p. 1–15, 2022.
- DUBANTON, C. Calcul approché des parametres primaires et secondaires d'une ligne de transport. *EDF Bull. Direct. Etudes Rech*, Électricité de France (EDF), Paris, v. 1, p. 53–62, 1969.
- EWING, R.; HUNT, A. Dependence of the electrical conductivity on saturation in real porous media. *Vadose Zone Journal*, GeoScienceWorld, Tysons Corner, v. 5, n. 2, p. 731–741, 2006.
- FU, Y.; HORTON, R.; REN, T.; HEITMAN, J. A general form of archie's model for estimating bulk soil electrical conductivity. *Journal of Hydrology*, Elsevier, Amsterdam, v. 597, p. 126160, 2021.
- FUCHS, R. D. *Transmissão de energia elétrica: Linhas aéreas teorias das linhas em regime permanente*. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora; Itajubá: Escola Federal de Engenharia, 1979.
- GEO, M. *Embrapa lança mapeamento digital dos solos brasileiros*. 2014. Disponível em: <https://mundogeo.com/2014/09/18/embrapa-lanca-novo-mapeamento-digital-dos-solos-brasileiros/>. Acesso em: 21 de dezembro de 2023.
- GHANBARIAN, B.; HUNT, A. G.; EWING, R. P.; SKINNER, T. E. Universal scaling of the formation factor in porous media derived by combining percolation and effective medium theories. *Geophysical Research*, Wiley Online Library, New Jersey, v. 41, n. 11, p. 3884–3890, 2014.
- GLOVER, P. W. A new theoretical interpretation of archie's saturation exponent. *Solid Earth*, Copernicus GmbH, Göttingen, v. 8, n. 4, p. 805–816, 2017.
- GUSTAVSEN, B. Improving the pole relocating properties of vector fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 21, n. 3, p. 1587–1592, 2006.
- GUSTAVSEN, B. *User's Guide for vectfit3.m*. Trondheim, 2008.
- GUSTAVSEN, B. Optimal time delay extraction for transmission line modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 32, n. 1, p. 45–54, 2016.
- GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Combined phase and modal domain calculation of transmission line transients based on vector fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 13, n. 2, p. 596–604, 1998.

- GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 14, n. 3, p. 1052–1061, 1999.
- HE, J.; ZENG, R.; ZHANG, B. *Methodology and technology for power system grounding*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2012.
- HEIDLER, F.; CVETIĆ, J. A class of analytical functions to study the lightning effects associated with the current front. *European transactions on electrical power*, Wiley Online Library, New Jersey, v. 12, n. 2, p. 141–150, 2002.
- HOFMANN, L. Series expansions for line series impedances considering different specific resistances, magnetic permeabilities, and dielectric permittivities of conductors, air, and ground. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 18, n. 2, p. 564–570, 2003.
- JAVOR, V. Frequency analysis of the typical impulse voltage and current waveshapes of test generators. *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, Serbia, v. 36, n. 1, p. 077–089, 2023.
- JI, Y.; MENG, X.; SHAO, J.; WU, Y.; WU, Q. The generalized skin depth for polarized porous media based on the cole–cole model. *Applied Sciences*, MDPI, Basel, v. 10, n. 4, p. 1456, 2020.
- KOU, X.; GUO, L.; ZHANG, K.; DONG, M.; LU, H.; LI, C.; HOU, M.; LIU, Y. Influence of soil structure on coating voltage of buried pipeline when lightning strikes transmission lines. In: IEEE. *2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*. Wuhan, 2021. p. 1–4.
- KUROKAWA, S.; Pissolato Filho, J.; TAVARES, M.; PORTELA, C.; PRADO, A. Behavior of overhead transmission line parameters on the presence of ground wires. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 20, n. 2, p. 1669–1676, 2005.
- LEAL, O. E.; CONTI, A. D.; ZANON, F. O. *USER MANUAL ULM-ATP VERSION 3.2*. Belo Horizonte, 2023.
- LI, Z.; HE, J.; ZHANG, B.; YU, Z. Influence of frequency characteristics of soil parameters on ground-return transmission line parameters. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, Amsterdam, v. 139, p. 127–132, 2016.
- LIMA, A. C. S. D.; PORTELA, C. M. Inclusion of frequency-dependent soil parameters in transmission-line modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 22, n. 1, p. 492–499, 2007.
- LIU, Y.; JIANG, Y.; GAO, Q.; LI, X.; YANG, G.; ZHANG, Q.; TANG, B. Influences of soil water content and porosity on lightning electromagnetic fields and lightning-induced voltages on overhead lines. *Frontiers in Environmental Science*, Frontiers, Lausanne, p. 927, 2022.
- LONGMIRE, C. L.; LONGLEY, H. J. *Time domain treatment of media with frequency-dependent electrical parameters*. Santa Barbara, 1971. Internal report.
- LONGMIRE, C. L.; SMITH, K. S. *A universal impedance for soils*. Santa Barbara, 1975.

Internal report.

LORRAIN, P.; CORSON, D. R.; LORRAIN, F. *Electromagnetic Fields and Waves*. New York: W.H. Freeman and Company, 1988.

MARCANO, F. J. *Modelling of transmission lines using idempotent decomposition*. Tese (PhD thesis) — University of British Columbia, Vancouver, 1996.

MARGITOVÁ, A.; KANÁLIK, M.; KOLCUN, M. Impact of ground wires on the series impedance, voltage and current conditions of overhead power lines. *Acta Electrotechnica et Informatica*, De Gruyter Brill, Berlin, v. 19, n. 1, p. 11–18, 2019.

MARTI, L. Simulation of transients in underground cables with frequency-dependent modal transformation matrices. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 3, n. 3, p. 1099–1110, 1988.

MARTINEZ-VELASCO, J. A. *Power system transients: parameter determination*. Flórida: CRC press, 2009.

MARTINS-BRITTO, A. G.; LOPES, F. V.; RONDINEAU, S. R. M. J. Multilayer earth structure approximation by a homogeneous conductivity soil for ground return impedance calculations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 35, n. 2, p. 881–891, 2019.

MESSIER, M. *The propagation of an electromagnetic impulse through soil: Influence of frequency dependent parameters*. Santa Barbara, 1980. Internal report.

MESSIER, M. *Another soil conductivity model*. Santa Barbara, 1985. Internal report.

MINGLI, W.; YU, F. Numerical calculations of internal impedance of solid and tubular cylindrical conductors under large parameters. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 151, n. 1, p. 67–72, 2004.

MOLINA, F. H.; COELHO, V. L.; RAIZER, A.; LIMA, M. R. de. Mapa de resistividades celest. In: ABRADÉE. *XVIII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica (SENDI 2008)*. Pernambuco, 2008. p. 01–09.

MORAES, C. M.; MARTINS-BRITTO, A. G.; LOPES, F. V.; SILVA, K. M.; RIBEIRO, E. P.; RODRIGUES, M. A. On the effects of emi and the soil structure on transmission line parameters—part ii: Impacts on fault locators. In: IEEE. *2021 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. Belo Horizonte, 2021. p. 1–6.

MORCHED, A.; GUSTAVSEN, B.; TARTIBI, M. A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 14, n. 3, p. 1032–1038, 1999.

MOURA, R. A.; SCHROEDER, M. A.; MENEZES, P. H.; NASCIMENTO, L. C.; LOBATO, A. T. Influence of the soil and frequency effects to evaluate atmospheric overvoltages in overhead transmission line—part 2: The influence of the soil in atmospheric overvoltages. In: ICAE. *Proceedings of XV International Conference on Atmospheric Electricity (ICAE)*. Norman, 2014. p. 15–20.

- NAKAGAWA, M. Admittance correction effects of a single overhead line. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, Piscataway, n. 3, p. 1154–1161, 1981.
- PAPADOPOULOS, T. A.; CHRYSOCHOS, A. I.; TRAIANOS, C. K.; PAPAGIANNIS, G. Closed-form expressions for the analysis of wave propagation in overhead distribution lines. *Energies*, MDPI, Basel, v. 13, n. 17, p. 4519, 2020.
- PAPADOPOULOS, T. A.; DATSIOS, Z. G.; CHRYSOCHOS, A. I.; MIKROPOULOS, P. N.; PAPAGIANNIS, G. K. Wave propagation characteristics and electromagnetic transient analysis of underground cable systems considering frequency-dependent soil properties. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 63, n. 1, p. 259–267, 2020.
- PETTERSSON, P. Image representation of wave propagation on wires above, on and under ground. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, Piscataway, v. 9, n. 2, p. 1049–1055, 1994.
- PETTERSSON, P. Propagation of waves on a wire above a lossy ground-different formulations with approximations. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, Piscataway, v. 14, n. 3, p. 1173–1180, 1999.
- PHAN, D. C. Reduction of the number of faults caused by lightning for transmission line. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, IAES, Indonesia, v. 9, n. 5, p. 3556–3563, 2019.
- PIATEK, Z.; SZCZEGIELNIAK, T.; KUSIAK, D. Electromagnetic field and impedances of high current busducts. In: IEEE. *2010 Modern Electric Power Systems*. Wrocław, 2010. p. 1–6.
- PORTELA, C. Frequency and transient behavior of grounding systems. part i: Physical and methodological aspects. In: IEEE. *IEEE 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Austin, 1997. p. 379–384.
- PORTELA, C. Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior. In: IEEE. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatability*. Seattle, 1999. p. 1004–1009.
- PORTELA, C. Statistical aspects of soil electromagnetic behavior in frequency domain. In: ICGE. *Ground'2000 - International Conference on Grounding and Earthing*. Rio de Janeiro, 2000. p. 99–104.
- PORTELA, C. Soil electromagnetic behavior in frequency domain and its influence on lightning effects. In: ICGE. *Ground'2002 - International Conference on Grounding and Earthing*. São Paulo, 2002. p. 211–216.
- RACHIDI, F.; NUCCI, C. A.; IANOZ, M. Transient analysis of multiconductor lines above a lossy ground. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 14, n. 1, p. 294–302, 1999.
- RAMOS-LEAÑOS, O.; NAREDO, J. L.; GUTIERREZ-ROBLES, J. A. An advanced transmission line and cable model in matlab for the simulation of power-system transients. In: *MATLAB: A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*. Rijeka: InTech, 2012. p. 269–304.

- RATCLIFFE, J. A.; WHITE, F. W. G. The electrical properties of the soil at radio frequencies. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, Taylor & Francis, Abingdon, v. 10, n. 65, p. 667–680, 1930.
- RHEBERGEN, J. B.; LENSEN, H. A.; SCHWERING, P. B.; MARIN, G. R.; HENDRICKX, J. M. Soil moisture distribution around land mines and the effect on relative permittivity. In: ISOP. *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets VII*. Orlando, 2002. v. 4742, p. 269–280.
- RHOADES, J.; RAATS, P.; PRATHER, R. Effects of liquid-phase electrical conductivity, water content, and surface conductivity on bulk soil electrical conductivity. *Soil Science Society of America Journal*, Wiley Online Library, New Jersey, v. 40, n. 5, p. 651–655, 1976.
- SALARIEH, B.; De Silva, H. J.; KORDI, B. Electromagnetic transient modeling of grounding electrodes buried in frequency dependent soil with variable water content. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, Amsterdam, v. 189, p. 106595, 2020.
- SALVADOR, J. P. L.; ALÍPIO, R.; LIMA, A. C. S.; BARROS, M. T. Correia de. A concise approach of soil models for time-domain analysis. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 62, n. 5, p. 1772–1779, 2020.
- SCHROEDER, M. A. O.; BARROS, M. T. C. de; LIMA, A. C.; AFONSO, M. M.; MOURA, R. A. Evaluation of the impact of different frequency dependent soil models on lightning overvoltages. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, Amsterdam, v. 159, p. 40–49, 2018.
- SCOTT, J. H. *Electrical and magnetic properties of rock and soil*. Washington, D.C., USA: United States Geological Survey, 1966. Theoretical Notes, Note 18.
- SCOTT, J. H.; CARROLL, R. D.; CUNNINGHAM, D. R. Dielectric constant and electrical conductivity of moist rock from laboratory measurements. *US Department of the Interior Geological Survey Technical Letter*, U.S. Government Printing Office, Washington, v. 17, 1964. Special Projects-12, August.
- SCOTT, J. H.; CARROLL, R. D.; CUNNINGHAM, D. R. Dielectric constant and electrical conductivity measurements of moist rock: A new laboratory method. *Journal of Geophysical Research*, Wiley Online Library, New Jersey, v. 72, n. 20, p. 5101–5115, 1967.
- SEMLYEN, A.; DABULEANU, A. Fast and accurate switching transient calculations on transmission lines with ground return using recursive convolutions. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, Piscataway, v. 94, n. 2, p. 561–571, 1975.
- SHARMA, S.; ISMAIL, M. M.; HITTIARACHHI, P.; COORAY, V.; MIRANDA, F. J. d. Frequency spectra of various events pertinent to lightning cloud flashes obtained from wavelet transform technique and ratified by narrow band measurement technique. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, Elsevier, Amsterdam, v. 220, p. 105664, 2021.
- SILVA, B. P.; VISACRO, S.; SILVEIRA, F. H. New approaches to represent the frequency dependence of soil parameters on the time-domain hybrid electromagnetic model (hem-td). *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 65, n. 6, p. 1793–1800, 2023.

- SMITH-ROSE, R. The electrical properties of soil for alternating currents at radio frequencies. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, The Royal Society London, London, v. 140, n. 841, p. 359–377, 1933.
- SOUTHEY, R.; DAWALIBI, F. Improving the reliability of power systems with more accurate grounding system resistance estimates. In: IEEE. *Proceedings. International Conference on Power System Technology*. Kunming, 2002. v. 1, p. 98–105.
- SPIES, B. R. Depth of investigation in electromagnetic sounding methods. *Geophysics*, Society of Exploration Geophysicists, Tulsa, v. 54, n. 7, p. 872–888, 1989.
- STOLL, R. L. *The analysis of eddy currents*. Oxford: Clarendon Press, 1974.
- STRATTON, J. A. *Electromagnetic theory*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007. v. 33.
- STRUTT, N. Measurement of the electrical properties of the earth between 20 and 2 x 10⁷ cycles per second. *Elektrische Nachrichten-Technik*, VDE Verlag, Frankfurt, v. 7, p. 387, 1930.
- SUNDE, E. D. *Earth conduction effects in transmission systems*. New York: Dover Publications Inc., 1968.
- TEIXEIRA, P.; DONAGEMMA, G.; FONTANA, A.; TEIXEIRA, W. *Manual of soil analysis methods*. Rio de Janeiro, 2017.
- TERESPOLSKY, B. R.; NIXON, K. J. Developing an approximation to the heidler function-with an analytical transformation into the frequency domain. In: IEEE. *2014 International Conference on Lightning Protection (ICLP)*. Shanghai, 2014. p. 1326–1330.
- TESCHE, F. M. Comparison of the transmission line and scattering models for computing the hemp response of overhead cables. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 34, n. 2, p. 93–99, 1992.
- TLEIS, N. *Power systems modelling and fault analysis: theory and practice*. Amsterdam: Elsevier, 2007.
- VISACRO, S. Aterramentos elétricos. *São Paulo: Artliber*, 2002.
- VISACRO, S. *Descargas atmosféricas: uma abordagem de engenharia*. São Paulo: Artliber, 2005.
- VISACRO, S.; ALÍPIO, R. Frequency dependence of soil parameters: Experimental results, predicting formula and influence on the lightning response of grounding electrodes. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 27, n. 2, p. 927–935, 2012.
- VISACRO, S.; ALÍPIO, R.; VALE, M. H. M.; PEREIRA, C. The response of grounding electrodes to lightning currents: The effect of frequency-dependent soil resistivity and permittivity. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, Piscataway, v. 53, n. 2, p. 401–406, 2011.
- VISACRO, S.; JR, A. S.; SCHROEDER, M. A. O.; CHERCHIGLIA, L. C.; SOUSA, V. J. de. Statistical analysis of lightning current parameters: Measurements at morro do cachimbo station. *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, Wiley Online Library, New Jersey,

v. 109, n. D1, 2004.

VISACRO, S.; PORTELA, C. Soil permittivity and conductivity behavior on frequency range of transient phenomena in electric power systems. In: IEEE. *Proceedings of 1987 International Symposium on High Voltage Engineering*. Braunschweig, 1987. p. 1–4.

WANG, D.; HOU, M.; GUO, Y. Travelling wave fault location of hvac transmission line based on frequency-dependent characteristic. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 36, n. 6, p. 3496–3505, 2021.

WEDEPOHL, L. M.; NGUYEN, H. V. Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using newton-raphson method. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, Piscataway, v. 11, n. 3, p. 1538–1546, 1996.

WHELAN, E.; HANRATTY, J. M.; MORGAN, B. Earth resistivity in ireland. In: SAFE ENGINEERING SERVICES-SES. *Proceedings of the CDEGS Users' Group*. Toronto, 2010. p. 155–164.

WISE, W. H. Potential coefficients for ground return circuits. *The Bell System Technical Journal*, Nokia Bell Labs, Piscataway, v. 27, n. 2, p. 365–371, 1948.

XUE, H.; MAHSEREDJIAN, J.; AMETANI, A.; MORALES, J.; KOCAR, I. Generalized formulation and surge analysis on overhead lines: Impedance/admittance of a multi-layer earth. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 36, n. 6, p. 3834–3845, 2021.

ZANON, F. d. O. S. *Implementação do modelo ULM na plataforma ATP para o estudo de transitórios em linhas de transmissão aéreas com configuração assimétrica*. Dissertação (Master's thesis) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil, 2019.

ZANON, F. O.; LEAL, O. E.; CONTI, A. D. *USER MANUAL ULM-ATP VERSION 2.0*. Belo Horizonte, 2021.

ZANON, F. O.; LEAL, O. E.; De Conti, A. Implementation of the universal line model in the alternative transients program. *Electric Power Systems Research*, Amsterdam, v. 197, p. 107311, 2021.

ZHANG, B.; CUI, X.; LI, L.; HE, J. Parameter estimation of horizontal multilayer earth by complex image method. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, Piscataway, v. 20, n. 2, p. 1394–1401, 2005.

APÊNDICE A - TABELAS

O Capítulo 2 abordou os modelos e métodos empregados para o cálculo dos parâmetros de uma linha de transmissão, com ênfase nas principais equações que determinam a impedância e a admitância do solo. O Capítulo 3, por sua vez, apresentou diversos modelos e expressões desenvolvidos ao longo dos anos, que consideram a dependência dos parâmetros do solo em relação à frequência, teor de umidade, porosidade e estratificação. Dessa forma, neste apêndice, esses modelos e formulações foram resumidos e organizados em tabelas para melhor compreensão.

Tabela 13 - Modelos e expressões para calcular a impedância do solo.

Modelo	Expressões	Parâmetros
CARSON 1926	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + j\omega \mu_0 \sigma_{\text{solo}} + \lambda}} d\lambda$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i + h_j) \lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + j\omega \mu_0 \sigma_{\text{solo}} + \lambda}} \cos(r_{ij} \lambda) d\lambda$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , $\sigma_{\text{solo}}, r_{ij}, \lambda$ descritos em [CARSON, 1926]
CARSON (APROXIMADO) 1926	$Z_{\text{solo}}(\omega) = \Delta R_{\text{solo}}(\omega) + j \Delta X_{\text{solo}}(\omega)$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\Delta R_{\text{solo}}, \Delta X_{\text{solo}}$ descritos em [CARSON, 1926]
WISE/NAKAGAWA 1948, 1981	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\alpha_1 \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}} + \lambda} d\lambda$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i + h_j) \lambda}}{\alpha_1 \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}} + \lambda} \cos(r_{ij} \lambda) d\lambda$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , $\mu_{\text{solo}}, r_{ij}, \lambda, \alpha_1, \mu_0$ descritos em [NAKAGAWA, 1981]
SUNDE 1968	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i \lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + \gamma_{\text{solo}}^2 + \lambda}} d\lambda$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i + h_j) \lambda}}{\sqrt{\lambda^2 + \gamma_{\text{solo}}^2 + \lambda}} \cos(r_{ij} \lambda) d\lambda$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , $\gamma_{\text{solo}}, r_{ij}, \lambda$ descritos em [SUNDE, 1968]
SUNDE (FORMA FECHADA) 1968	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{1 + \gamma_{\text{solo}} h_i}{\gamma_{\text{solo}} h_i} \right]$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \ln \left[\frac{[1 + 0,5\gamma_{\text{solo}}(h_i + h_j)]^2 + (0,5\gamma_{\text{solo}} r_{ij})^2}{[0,5\gamma_{\text{solo}}(h_i + h_j)]^2 + (0,5\gamma_{\text{solo}} r_{ij})^2} \right]$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , $\gamma_{\text{solo}}, r_{ij}$ descritos em [SUNDE, 1968]
DERI (FORMA FECHADA) 1981	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{(h_i + p_c)}{h_i} \right]$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{\sqrt{(h_i + h_j + 2p_c)^2 + r_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i + h_j)^2 + r_{ij}^2}} \right]$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , p_c, r_{ij} descritos em [DERI, 1981]
ALVARADO E BETANCOURT (FORMA FECHADA) 1983	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{p_c}{h_i} + 1 \right) - \frac{1}{12} \left(\frac{1}{(1 + h_i/p_c)^3} \right) \right]$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[\frac{1}{2} \ln \left(\frac{(1 + p_c)^2 + (r_{ij}/h_i)^2}{1 + (r_{ij}/h_i)^2} \right) - \frac{1}{24} \left(\frac{1}{p_c^2 (1 + r_{ij}/h_i)^3} \right) + \left(\frac{1}{p_c^2 (1 - r_{ij}/h_i)^3} \right) \right]$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , p_c, r_{ij}, H descritos em [ALVARADO; BETANCOURT, 1983]
PETTERSSON (FORMA FECHADA) 1994, 1999	$Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{1}{\beta h_i} \right)$ $Z_{\text{solo}}(\omega) = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{\sqrt{(h_i + h_j + \frac{2}{\beta})^2 + r_{ij}^2}}{\sqrt{(h_i + h_j)^2 + r_{ij}^2}} \right)$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, h_i, h_j , r_{ij}, β descritos em [PETTERSSON, 1994, 1999]
LIMA E PORTELA (FORMA FECHADA) 2007	$p_c = \frac{1}{\sqrt{j\omega \mu_0 (\sigma_{\text{solo}} + j\omega \epsilon_{\text{solo}})}}$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, σ_{solo} , ϵ_{solo} descritos em [LIMA; PORTELA, 2007]
AMETANI (FORMA FECHADA) 2014	$p_c = \frac{1}{\sqrt{j\omega \mu_0 [\sigma_{\text{solo}} + j\omega \epsilon_0 (\epsilon_r - 1)]}}$	$\omega = 2\pi f \text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, σ_{solo} , ϵ_r, ϵ_0 descritos em [AMETANI, 2014]

Fonte: Autoria própria.

Tabela 14 - Modelos e expressões para calcular a admitância do solo.

Modelo	Expressões	Parâmetros
WISE/NAKAGAWA 1981	$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) = j\omega[\mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega)]^{-1}$ $P_{\text{solo}ii}(\omega) = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\left(\lambda + \frac{\mu_{\text{solo}}}{\mu_0}\alpha_1\right)e^{-2h_i\lambda}}{\left(\lambda + \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}}\alpha_1\right)\left(\frac{\lambda^2}{\gamma_0^2} + \alpha_1\right)} d\lambda$ $P_{\text{solo}ij}(\omega) = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\left(\lambda + \frac{\mu_{\text{solo}}}{\mu_0}\alpha_1\right)e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\left(\lambda + \frac{\mu_0}{\mu_{\text{solo}}}\alpha_1\right)\left(\frac{\lambda^2}{\gamma_0^2} + \alpha_1\right)} \cos(r_{ij}\lambda) d\lambda$	$\omega = 2\pi\text{freq.}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, $\epsilon_0, h_i, h_j, \lambda, \alpha_1, \mu_{\text{solo}}$ $\gamma_0, r_{ij}, \lambda, \gamma_1$ descritos em [NAKAGAWA, 1981]
TESCHE 1992	$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) \approx \gamma_{\text{solo}}^2(\omega)(\mathbf{Z}_{\text{solo}}(\omega))^{-1}$	$\omega = 2\pi\text{freq.}$, $\gamma_{\text{solo}}, Z_{\text{solo}}$ descritos em [TESCHE, 1992]
PETTERSSON (FORMA FECHADA) 1994, 1999	$\mathbf{Y}_{\text{solo}}(\omega) = j\omega[\mathbf{P}_{\text{solo}}(\omega)]^{-1}$ $P_{\text{solo}ii}(\omega) = \frac{1}{(n^2+1)\pi\epsilon_0} \ln\left[1 + \frac{n^2+1}{2h_i\beta}\right]$ $P_{\text{solo}ij}(\omega) = \frac{1}{(n^2+1)\pi\epsilon_0} \ln\sqrt{\frac{\left((h_i+h_j) + \frac{n^2+1}{\beta}\right)^2 + r_{ij}^2}{\left((h_i+h_j)\right)^2 + r_{ij}^2}}$	$\omega = 2\pi\text{freq.}$, ϵ_0, n, h_i, h_j , r_{ij}, β descritos em [PETTERSSON, 1994, 1999]

Fonte: Autoria própria.

Tabela 15 - Modelos e expressões para calcular os parâmetros do solo dependentes da frequência.

Modelo	Expressões	Parâmetros
SCOTT et al. 1964, 1966, 1967 (S)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = 10^{K_1}$, $K_1 = 0,028 + 1,098 \log_{10}(\sigma_0) - 0,068 \log_{10}(f) + 0,036 \log_{10}^2(\sigma_0) - 0,046 \log_{10}(f) \log_{10}(\sigma_0) + 0,018 \log_{10}^2(f)$ $\epsilon_r(f) = 10^{D_1}$, $D_1 = 5,491 + 0,946 \log_{10}(\sigma_0) - 1,097 \log_{10}(f) + 0,069 \log_{10}^2(\sigma_0) - 0,114 \log_{10}(f) \log_{10}(\sigma_0) + 0,067 \log_{10}^2(f)$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{mS/m}$
LONGMIRE; SMITH 1975 (LS)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + 2\pi\epsilon_0 \sum_{i=1}^{13} \alpha_i F_i \frac{\left(\frac{f}{F_i}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{F_i}\right)^2}$ $\epsilon_r(f) = \epsilon_\infty + \sum_{i=1}^{13} \frac{\alpha_i}{1 + \left(\frac{f}{F_i}\right)^2}$ $F_i = (125\sigma_0)^{0,8312} \times 10^{i-1}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{S/m}$ $\epsilon_\infty = 5$ α_i Tabela 1
MESSIER 1980, 1985 (M)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + \sqrt{4\pi f \sigma_0 \epsilon_\infty \epsilon_0}$ $\epsilon_r(f) = \epsilon_\infty + \sqrt{\frac{\sigma_0 \epsilon_\infty}{\pi f \epsilon_0}}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{S/m}$ $\epsilon_\infty = 8$
VISACRO; PORTELA 1987 (VP)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0(f/100)^{0,072}$ $\epsilon_r(f) = 2,34 \times 10^6 \sigma_0^{0,535} f^{-0,597}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{S/m}$
PORTELA 1997, 1999, 2000, 2002 (P)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + \Delta_i \left[\cot\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right) \right] \left(\frac{f}{10^6}\right)^\alpha$ $\epsilon_r(f) = \Delta_i \left(\frac{f}{10^6}\right)^\alpha \frac{1}{2\pi f \epsilon_0}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{S/m}$ $\alpha = 0,706$ $\Delta_i = 11,71 \text{ mS/m}$
VISACRO; ALÍPIO 2011, 2012 (VA)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 \left\{ 1 + \left[1,2 \times 10^{-6} \left(\frac{1}{\sigma_0}\right)^{0,73} \right] [(f - 100)^{0,65}] \right\}$ $\epsilon_r(f) = \begin{cases} 7,6 \times 10^3 f^{-0,4} + 1,3 & f \geq 10\text{kHz} \\ 7,6 \times 10^3 (10.000)^{-0,4} + 1,3 & f < 10\text{kHz} \end{cases}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{S/m}$
ALÍPIO; VISACRO 2014 (AV)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = \sigma_0 + \sigma_0 \times h(\sigma_0) \left(\frac{f}{1\text{MHz}}\right)^\xi$ $\epsilon_r(f) = \frac{\epsilon_{r\infty}}{\epsilon_0} + \frac{\tan(\pi\xi/2) \times 10^{-3}}{2\pi\epsilon_0(1\text{MHz})^\xi} \sigma_0 \times h(\sigma_0) f^{\xi-1}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \text{mS/m}$ $\epsilon'_{\infty}/\epsilon_0, h(\sigma_0), \xi$ Tabela 2
DATSIOS; MIKROPOULOS 2019 (DM)	$\sigma_{\text{solo}}(f) = f \times 10^{-6} (\sigma_0 + 0,65\sigma_0^{0,43}) + [42 - 42(f - 42) \times 10^{-6}] [(\sigma_0/42) - (\sigma_0 + 0,65\sigma_0^{0,43}) \times 10^{-6}]$ $\epsilon_r(f) = \begin{cases} 1,24\sigma_0^{0,415} \epsilon_\infty + (3.000/f)^K [4\sigma_0^{0,463} (2,9\epsilon_\infty - 3,8) - 1,24\sigma_0^{0,415} \epsilon_\infty] & f \geq 3\text{kHz} \\ 1,24\sigma_0^{0,415} \epsilon_\infty + 1^K [4\sigma_0^{0,463} (2,9\epsilon_\infty - 3,8) - 1,24\sigma_0^{0,415} \epsilon_\infty] & f < 3\text{kHz} \end{cases}$	σ_{solo} e $\sigma_0 = \mu\text{S/cm}$ $\epsilon_\infty = 3,5$ $k = 0,537\sigma_0^{0,16}$

Fonte: Autoria própria.

Tabela 16 - Modelos e expressões para calcular os parâmetros do solo dependentes da frequência e do teor de umidade.

Modelo	Expressões	Parâmetros
SCOTT et al. 1966, 1967 (S)	$\sigma_{\text{solo}}(f, W) = 10^{\beta}$, $\beta = -0,604 + 1,64 \log_{10}(W) - 0,062 \log_{10}(f) + 0,062 \log_{10}^2(W) - 0,07 \log_{10}(W) \log_{10}(f) + 0,021 \log_{10}^2(f)$ $\varepsilon_r(f, W) = 10^{\alpha}$, $\alpha = 4,905 + 1,308 \log_{10}(W) - 0,971 \log_{10}(f) + 0,111 \log_{10}^2(W) - 0,168 \log_{10}(W) \log_{10}(f) + 0,059 \log_{10}^2(f)$	$\sigma_{\text{solo}} = \text{mS/m}$ $W = \%$
LONGMIRE; SMITH 1975 (LS)	$\sigma_{\text{solo}}(f, W) = \sigma_0 + \varepsilon_0 \sum_{i=1}^{13} \alpha_i \beta_i \frac{\left(\frac{\omega}{\beta_i}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\beta_i}\right)^2}$ $\varepsilon_r(f, W) = \varepsilon_{\infty} + \sum_{i=1}^{13} \frac{\alpha_i}{1 + \left(\frac{\omega}{\beta_i}\right)^2}$ $\sigma_0 = 8 \times 10^{-3} (W/10)^{1,54}$ $\beta_i = (W/10)^{1,28} 10^{i-1}$	$\sigma_{\text{solo}} = \text{S/m}$ $W = \%$ $\varepsilon_{\infty} = 5$ α_i Tabela 1
MESSIER 1985 (M)	$\sigma_{\text{solo}}(f, W) = \sigma_0 \left(1 + \sqrt{\frac{4\pi f \varepsilon_0}{W^{1,54} \times 10^{-4,54}}} \right)$ $\varepsilon_r(f, W) = 8 \left(1 + \sqrt{\frac{W^{1,54}}{\pi f \varepsilon_0 \times 10^{4,54}}} \right)$	$\sigma_{\text{solo}} \text{ e } \sigma_0 = \text{S/m}$ $W = \%$

Fonte: Autoria própria.

Tabela 17 - Modelo e expressão para calcular a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade.

Modelo	Expressões	Parâmetros
ARCHIE/FU 2021	$\sigma_{\text{solo}}(W, \phi) = \sigma_{\text{seco}} + \left(\frac{\sigma_{\text{sat}} - \sigma_{\text{seco}}}{\phi^2} - \eta \right) W^2 + \eta \phi W$ $\eta = \alpha \frac{\delta_{\text{argila}}}{\delta_{\text{areia}} + \delta_{\text{lama}}} + \beta$	$\sigma_{\text{solo}}, \sigma_{\text{seco}} \text{ e } \sigma_{\text{sat}} = \text{S/m}$ $W = \%$ $\phi = \%$ $\alpha = 0,654 \text{ e } \beta = 0,018$

Fonte: Autoria própria.

Tabela 18 - Modelos e expressões para calcular os parâmetros do do solo considerando o solo estratificado.

Modelo	Expressões	Parâmetros
MARTINS-BRITTO 2019	$\sigma_{N-1,N} = \sigma_{N-1} \left[\frac{(\sqrt{\sigma_{N-1}} + \sqrt{\sigma_N}) - (\sqrt{\sigma_{N-1}} - \sqrt{\sigma_N}) e^{-2d_{N-1} \sqrt{\pi f \mu_{N-1} \sigma_{N-1}}}}{(\sqrt{\sigma_{N-1}} + \sqrt{\sigma_N}) + (\sqrt{\sigma_{N-1}} - \sqrt{\sigma_N}) e^{-2d_{N-1} \sqrt{\pi f \mu_{N-1} \sigma_{N-1}}}} \right]^2$ $\vdots$ $\sigma_{m-1,m} = \sigma_{m-1} \left[\frac{(\sqrt{\sigma_{m-1}} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) - (\sqrt{\sigma_{m-1}} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) e^{-2d_{m-1} \sqrt{\pi f \mu_{m-1} \sigma_{m-1}}}}{(\sqrt{\sigma_{m-1}} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) + (\sqrt{\sigma_{m-1}} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) e^{-2d_{m-1} \sqrt{\pi f \mu_{m-1} \sigma_{m-1}}}} \right]^2$ $\vdots$ $\sigma_{eq} = \sigma_1 \left[\frac{(\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) - (\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) e^{-2d_1 \sqrt{\pi f \mu_1 \sigma_1}}}{(\sqrt{\sigma_1} + \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) + (\sqrt{\sigma_1} - \sqrt{\sigma_{m,m+1}}) e^{-2d_1 \sqrt{\pi f \mu_1 \sigma_1}}} \right]^2, (1 \leq m \leq N-1)$	$N = \text{número de camadas}$
XUE 2021	$\gamma_{eq} = \gamma_{e1} \frac{\gamma_{e1} + \gamma_{eq2,3} - (\gamma_{e1} - \gamma_{eq2,3}) e^{-2 d_1 \gamma_{e1}}}{\gamma_{e1} + \gamma_{eq2,3} + (\gamma_{e1} - \gamma_{eq2,3}) e^{-2 d_1 \gamma_{e1}}}$ $\gamma_{eq2,3} = \gamma_{e2} \frac{\gamma_{e2} + \gamma_{eq3,4} - (\gamma_{e2} - \gamma_{eq3,4}) e^{-2 d_2 \gamma_{e2}}}{\gamma_{e2} + \gamma_{eq3,4} + (\gamma_{e2} - \gamma_{eq3,4}) e^{-2 d_2 \gamma_{e2}}}$ $\gamma_{eq3,4} = \gamma_{e3} \frac{\gamma_{e3} + \gamma_{eq4,5} - (\gamma_{e3} - \gamma_{eq4,5}) e^{-2 d_3 \gamma_{e3}}}{\gamma_{e3} + \gamma_{eq4,5} + (\gamma_{e3} - \gamma_{eq4,5}) e^{-2 d_3 \gamma_{e3}}}$ $\vdots$ $\gamma_{eqN-1,N} = \gamma_{eN-1} \frac{\gamma_{eN-1} + \gamma_{eN} - (\gamma_{eN-1} - \gamma_{eN}) e^{-2 d_{N-1} \gamma_{eN-1}}}{\gamma_{eN-1} + \gamma_{eN} + (\gamma_{eN-1} - \gamma_{eN}) e^{-2 d_{N-1} \gamma_{eN-1}}}$ $\gamma_{e1} = \sqrt{\gamma_1^2 - \gamma_0^2}, \gamma_{e2} = \sqrt{\gamma_2^2 - \gamma_0^2}, \gamma_{e3} = \sqrt{\gamma_3^2 - \gamma_0^2}, \gamma_{eN-1} = \sqrt{\gamma_{N-1}^2 - \gamma_0^2}, \gamma_{eN} = \sqrt{\gamma_N^2 - \gamma_0^2}$ $\gamma_0^2 = j\omega\mu_0 j\omega\varepsilon_0, \quad \gamma_k^2 = j\omega\mu_k (j\omega\varepsilon_k + \sigma_k), \quad (1 \leq k \leq N)$	$N = \text{número de camadas}$

Fonte: Autoria própria.

APÊNDICE B - REDUÇÃO DOS CABOS PARA-RAIOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

A linha de transmissão (LT) utilizada nas simulações do Capítulo 4 e 5 possui cabos para-raios em sua estrutura, os quais, conforme mencionado no texto, foram considerados de forma implícita. Neste apêndice, é apresentada a maneira pela qual a representação implícita dos para-raios é realizada nas matrizes de impedância longitudinal e admitância transversal da linha.

Uma LT é composta por cabos condutores de fase (n_f) e cabos para-raios (n_p). Os cabos para-raios são instalados no topo das torres de transmissão, acima dos condutores de fase (Tleis, 2007), com base em uma configuração geométrica, e são aterrados ao solo em cada estrutura, seja por meio de conexão elétrica direta com a estrutura ou por cabos de descida conectados ao aterramento da linha (Visacro, 2005).

A finalidade dos cabos para-raios é proteger os condutores de fase (Fuchs, 1979) ao interceptar descargas atmosféricas incidentes no sistema de potência, direcionando-as de forma segura para o solo, o que reduz significativamente o número de faltas transitórias (Phan, 2019). Assim como os condutores de fase, os cabos para-raios possuem parâmetros elétricos (impedância longitudinal e admitância transversal). A impedância e a admitância dos cabos para-raios afetam diretamente a impedância longitudinal e a admitância transversal da linha, de modo que suas propriedades devem ser levadas em consideração ao se calcular esses parâmetros (Margitová; Kanálik; Kolcun, 2019). Para isso, o conjunto de cabos para-raios pode ser representado de forma explícita ou implícita (Kurokawa *et al.*, 2005).

Na representação explícita, os cabos para-raios são considerados como condutores adicionais da LT, o que resulta em matrizes de impedância longitudinal e de admitância transversal da linha, formadas por condutores de fase e cabos para-raios com dimensão $(n_f + n_p) \times (n_f + n_p)$. No entanto, na representação implícita, os efeitos dos cabos para-raios (aterrados ou isolados) são refletidos sobre os condutores de fase, de modo que a LT é considerada apenas com (n_f) condutores equivalentes. Como consequência, as matrizes de impedância longitudinal e admitância transversal são reduzidas para uma ordem de $n_f \times n_f$, o que diminui o tempo computacional para o cálculo dos transitórios eletromagnéticos (Kurokawa *et al.*, 2005; Wang; Hou; Guo, 2021).

Considerando que uma LT multifásica com n fases (sendo $n = n_f + n_p$), a matriz de impedância longitudinal ($\mathbf{Z}_{\text{long}}(\omega)$) e a matriz de admitância transversal ($\mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega)$), ambas com dimensão $n \times n$, podem ser reorganizadas em submatrizes expressas na forma (Kurokawa *et al.*, 2005; Wang; Hou; Guo, 2021):

$$\mathbf{Z}_{\text{long}}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{ff}(\omega) & \mathbf{Z}_{fp}(\omega) \\ \mathbf{Z}_{pf}(\omega) & \mathbf{Z}_{pp}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ff} + j\omega\mathbf{L}_{ff} & \mathbf{R}_{fp} + j\omega\mathbf{L}_{fp} \\ \mathbf{R}_{pf} + j\omega\mathbf{L}_{pf} & \mathbf{R}_{pp} + j\omega\mathbf{L}_{pp} \end{bmatrix}, \quad (145)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{\text{ff}}(\omega) & \mathbf{Y}_{\text{fp}}(\omega) \\ \mathbf{Y}_{\text{pf}}(\omega) & \mathbf{Y}_{\text{pp}}(\omega) \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{ff}} & \mathbf{C}_{\text{fp}} \\ \mathbf{C}_{\text{pf}} & \mathbf{C}_{\text{pp}} \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{\text{ff}} & \mathbf{P}_{\text{fp}} \\ \mathbf{P}_{\text{pf}} & \mathbf{P}_{\text{pp}} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (146)$$

onde, a submatriz $\mathbf{Z}_{\text{ff}}(\omega)$ ($n_f \times n_f$) representa os elementos próprios e mútuos somente para os condutores de fase, enquanto as submatrizes $\mathbf{Z}_{\text{fp}}(\omega)$ ($n_f \times n_p$) e $\mathbf{Z}_{\text{pf}}(\omega)$ ($n_p \times n_f$) representam os elementos mútuos entre os condutores de fase e os cabos para-raios. A submatriz $\mathbf{Z}_{\text{pp}}(\omega)$ ($n_p \times n_p$) refere-se aos elementos próprios e mútuos dos cabos para-raios. De modo análogo, os mesmos subíndices aplicam-se às submatrizes $\mathbf{Y}_{\text{ff}}(\omega)$, $\mathbf{Y}_{\text{fp}}(\omega)$, $\mathbf{Y}_{\text{pf}}(\omega)$ e $\mathbf{Y}_{\text{pp}}(\omega)$. O elemento $\mathbf{R}$ [Ω/km] corresponde à matriz de resistências, $\mathbf{L}$ [H/km] à matriz de indutâncias, $\mathbf{C}$ [F/km] à matriz de capacitâncias e $\mathbf{P}$ [km/F] à matriz dos coeficientes de potenciais de Maxwell (Caballero, 2018).

Quando os cabos para-raios são continuamente aterrados em cada estrutura da torre, e a impedância da torre é desconsiderada, a queda de tensão entre dois terminais de um cabo para-raios torna-se aproximadamente zero (Caballero, 2018; Wang; Hou; Guo, 2021). Neste caso, a corrente nos cabos para-raios $I_{\text{pp}}(\omega)$ é nula, e então (145) e (146) com base na redução de Kron, podem ser reescritas da seguinte forma (Kurokawa *et al.*, 2005; Wang; Hou; Guo, 2021):

$$\mathbf{Z}'_{\text{long}}(\omega) = \mathbf{Z}_{\text{ff}}(\omega) - \mathbf{Z}_{\text{fp}}(\omega)\mathbf{Z}_{\text{pp}}(\omega)^{-1}\mathbf{Z}_{\text{pf}}(\omega), \quad (147)$$

$$\mathbf{Y}'_{\text{trans}}(\omega) = j\omega[\mathbf{P}_{\text{ff}} - \mathbf{P}_{\text{fp}}\mathbf{P}_{\text{pp}}^{-1}\mathbf{P}_{\text{pf}}]^{-1}. \quad (148)$$

A partir das equações (147) e (148), é possível calcular a matriz reduzida da resistência $\mathbf{R}'$, indutância $\mathbf{L}'$ e capacitância $\mathbf{C}'$, da seguinte forma:

$$\mathbf{R}' = \mathbf{R}_{\text{ff}} - \mathbf{R}_{\text{fp}}\mathbf{R}_{\text{pp}}^{-1}\mathbf{R}_{\text{pf}}, \quad (149)$$

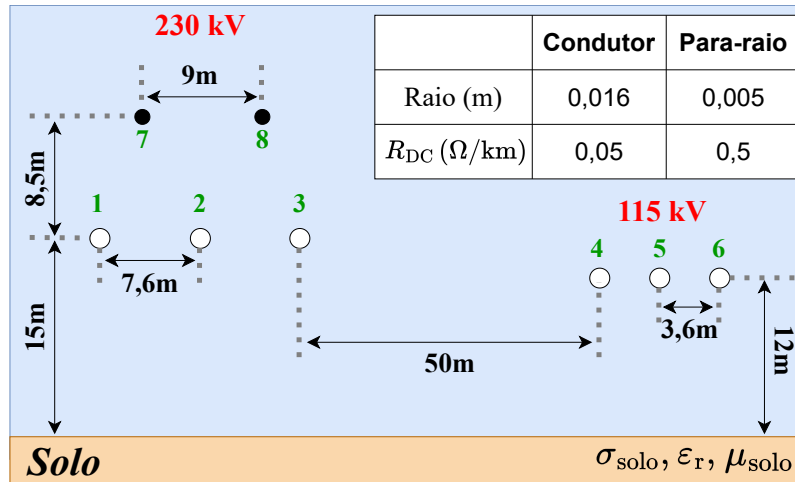
$$\mathbf{L}' = \mathbf{L}_{\text{ff}} - \mathbf{L}_{\text{fp}}\mathbf{L}_{\text{pp}}^{-1}\mathbf{L}_{\text{pf}}, \quad (150)$$

$$\mathbf{C}' = [\mathbf{P}_{\text{ff}} - \mathbf{P}_{\text{fp}}\mathbf{P}_{\text{pp}}^{-1}\mathbf{P}_{\text{pf}}]^{-1}. \quad (151)$$

Em (147)-(151), $\mathbf{Z}'_{\text{long}}(\omega)$, $\mathbf{Y}'_{\text{trans}}(\omega)$, $\mathbf{R}'$, $\mathbf{L}'$ e $\mathbf{C}'$ representam, respectivamente, as matrizes da impedância longitudinal, admitância transversal, resistência, indutância e capacitância em suas formas reduzidas (forma implícita), com o efeito dos cabos para-raios refletido sobre os condutores de fase.

Na Figura 76, a geometria da LT utilizada nos Capítulos 4 e 5 é mostrada. A LT de 230 kV possui dois cabos para-raios (denominados como 7 e 8 na figura). As matrizes de impedância

Figura 76 - Configuração de LT paralela usada nas simulações dos Capítulos 4 e 5.



Fonte: Autoria própria.

longitudinal e admitância transversal da linha para essa configuração são escritas como:

$$\mathbf{Z}_{\text{long}}(\omega) = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} & Z_{17} & Z_{18} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} & Z_{27} & Z_{28} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} & Z_{37} & Z_{38} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} & Z_{47} & Z_{48} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} & Z_{56} & Z_{57} & Z_{58} \\ Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{66} & Z_{67} & Z_{68} \\ Z_{71} & Z_{72} & Z_{73} & Z_{74} & Z_{75} & Z_{76} & Z_{77} & Z_{78} \\ Z_{81} & Z_{82} & Z_{83} & Z_{84} & Z_{85} & Z_{86} & Z_{87} & Z_{88} \end{bmatrix}, \quad (152)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{trans}}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} & Y_{17} & Y_{18} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} & Y_{27} & Y_{28} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} & Y_{37} & Y_{38} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} & Y_{47} & Y_{48} \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} & Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} & Y_{57} & Y_{58} \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} & Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} & Y_{67} & Y_{68} \\ Y_{71} & Y_{72} & Y_{73} & Y_{74} & Y_{75} & Y_{76} & Y_{77} & Y_{78} \\ Y_{81} & Y_{82} & Y_{83} & Y_{84} & Y_{85} & Y_{86} & Y_{87} & Y_{88} \end{bmatrix}. \quad (153)$$

Nas equações (152) e (153), cada matriz é subdividida em quatro submatrizes, conforme demonstrado nas equações (145) e (146). A primeira submatriz ($\mathbf{Z}_{\text{ff}}(\omega)/\mathbf{Y}_{\text{ff}}(\omega)$) representa os elementos próprios e mútuos para os condutores de fase, a segunda e a terceira submatrizes ($\mathbf{Z}_{\text{fp}}(\omega)$ e $\mathbf{Z}_{\text{pf}}(\omega)/\mathbf{Y}_{\text{fp}}(\omega)$ e $\mathbf{Y}_{\text{pf}}(\omega)$) representam os elementos mútuos entre os condutores de fase e os cabos para-raios, e a quarta submatriz ($\mathbf{Z}_{\text{pp}}(\omega)/\mathbf{Y}_{\text{pp}}(\omega)$) corresponde aos elementos próprios e mútuos dos cabos para-raios. Ao aplicar as equações (147) e (148) em (152) e (153),

as matrizes de impedância e admitância são reduzidas para:

$$\mathbf{Z}'_{\text{long}}(\omega) = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} & Z'_{13} & Z'_{14} & Z'_{15} & Z'_{16} \\ Z'_{21} & Z'_{22} & Z'_{23} & Z'_{24} & Z'_{25} & Z'_{26} \\ Z'_{31} & Z'_{32} & Z'_{33} & Z'_{34} & Z'_{35} & Z'_{36} \\ Z'_{41} & Z'_{42} & Z'_{43} & Z'_{44} & Z'_{45} & Z'_{46} \\ Z'_{51} & Z'_{52} & Z'_{53} & Z'_{54} & Z'_{55} & Z'_{56} \\ Z'_{61} & Z'_{62} & Z'_{63} & Z'_{64} & Z'_{65} & Z'_{66} \end{bmatrix}, \quad (154)$$

$$\mathbf{Y}'_{\text{trans}}(\omega) = \begin{bmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} & Y'_{13} & Y'_{14} & Y'_{15} & Y'_{16} \\ Y'_{21} & Y'_{22} & Y'_{23} & Y'_{24} & Y'_{25} & Y'_{26} \\ Y'_{31} & Y'_{32} & Y'_{33} & Y'_{34} & Y'_{35} & Y'_{36} \\ Y'_{41} & Y'_{42} & Y'_{43} & Y'_{44} & Y'_{45} & Y'_{46} \\ Y'_{51} & Y'_{52} & Y'_{53} & Y'_{54} & Y'_{55} & Y'_{56} \\ Y'_{61} & Y'_{62} & Y'_{63} & Y'_{64} & Y'_{65} & Y'_{66} \end{bmatrix}. \quad (155)$$

Assim, os cabos para-raios da Figura 76 são representados implicitamente, com seus efeitos refletidos sobre os condutores de fase.

APÊNDICE C - AJUSTE VETORIAL DA ADMITÂNCIA CARACTERÍSTICA E FUNÇÃO DE PROPAGAÇÃO

Nos Capítulos 4 e 5, utilizou-se o modelo ULM-implementado para obtenção das tensões transitórias. Esse modelo emprega o método do ajuste vetorial na matriz de admitância característica ($\mathbf{Y}_c$) e na matriz de função de propagação ($\mathbf{H}$). Neste apêndice, verifica-se se o ajuste realizado pelo *Vector Fitting* nos elementos dessas matrizes está correto.

Como no Capítulo 5 foram feitos oito casos diferentes e, para cada caso, o número de figuras geradas é de 36 para os elementos de $\mathbf{Y}_c$ e mais 6 para os modos de $\mathbf{H}$ — o que totalizaria 336 figuras, se todos os casos fossem exibidos —, escolheu-se um entre os oito casos para verificar o ajuste. O caso escolhido é aquele que apresentou a maior variação na diferença percentual de pico, chegando a 78%. Esse é o caso que considera a condutividade do solo dependente do teor de umidade e da porosidade, com W de 15% e ϕ de 30%.

As Figuras 77-88 mostram cada um dos elementos de matriz $\mathbf{Y}_c$. Como há 6 fases, a dimensão dessa matriz é de 6×6 para cada frequência, escrita como:

$$\mathbf{Y}_c(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{c\,1,1} & Y_{c\,1,2} & Y_{c\,1,3} & Y_{c\,1,4} & Y_{c\,1,5} & Y_{c\,1,6} \\ Y_{c\,2,1} & Y_{c\,2,2} & Y_{c\,2,3} & Y_{c\,2,4} & Y_{c\,2,5} & Y_{c\,2,6} \\ Y_{c\,3,1} & Y_{c\,3,2} & Y_{c\,3,3} & Y_{c\,3,4} & Y_{c\,3,5} & Y_{c\,3,6} \\ Y_{c\,4,1} & Y_{c\,4,2} & Y_{c\,4,3} & Y_{c\,4,4} & Y_{c\,4,5} & Y_{c\,4,6} \\ Y_{c\,5,1} & Y_{c\,5,2} & Y_{c\,5,3} & Y_{c\,5,4} & Y_{c\,5,5} & Y_{c\,5,6} \\ Y_{c\,6,1} & Y_{c\,6,2} & Y_{c\,6,3} & Y_{c\,6,4} & Y_{c\,6,5} & Y_{c\,6,6} \end{bmatrix}. \quad (156)$$

Cada uma dessas figuras apresenta três subfiguras, contendo a parte real e a parte imaginária de $\mathbf{Y}_c$, associadas aos elementos da matriz. A Figura 77 corresponde aos elementos $Y_{c\,1,1}$, $Y_{c\,1,2}$ e $Y_{c\,1,3}$, e assim consecutivamente, até a Figura 88, com os elementos $Y_{c\,6,4}$, $Y_{c\,6,5}$ e $Y_{c\,6,6}$. As curvas em azul representam $\mathbf{Y}_c$ calculada, enquanto as curvas em vermelho correspondem a $\mathbf{Y}_c$ ajustada pelo *Vector Fitting* utilizando 20 polos.

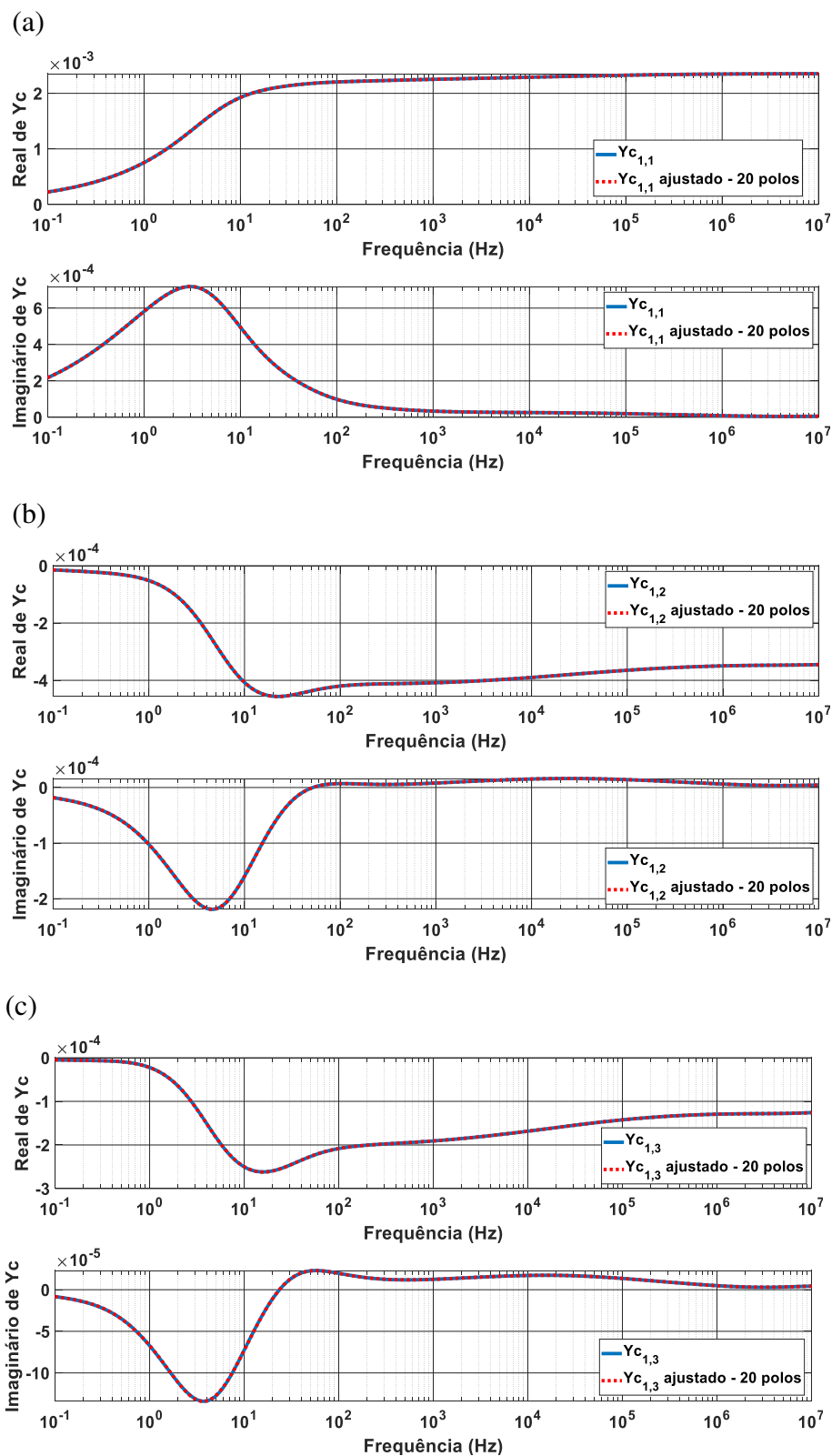
Pode-se observar, a partir das figuras, que para todos os elementos de $\mathbf{Y}_c$, o ajuste realizado está correto, visto que as duas curvas são semelhantes em toda a faixa de frequência.

Em relação a $\mathbf{H}$, como foi explicado no Capítulo 4, seu cálculo é realizado no domínio modal. Além disso, para sua aproximação pela técnica de ajuste vetorial, é necessário determinar um tempo de atraso mínimo (τ). Com isso, define-se uma função P_m , dada por:

$$P_m = H_m e^{s\tau_m}, \quad (157)$$

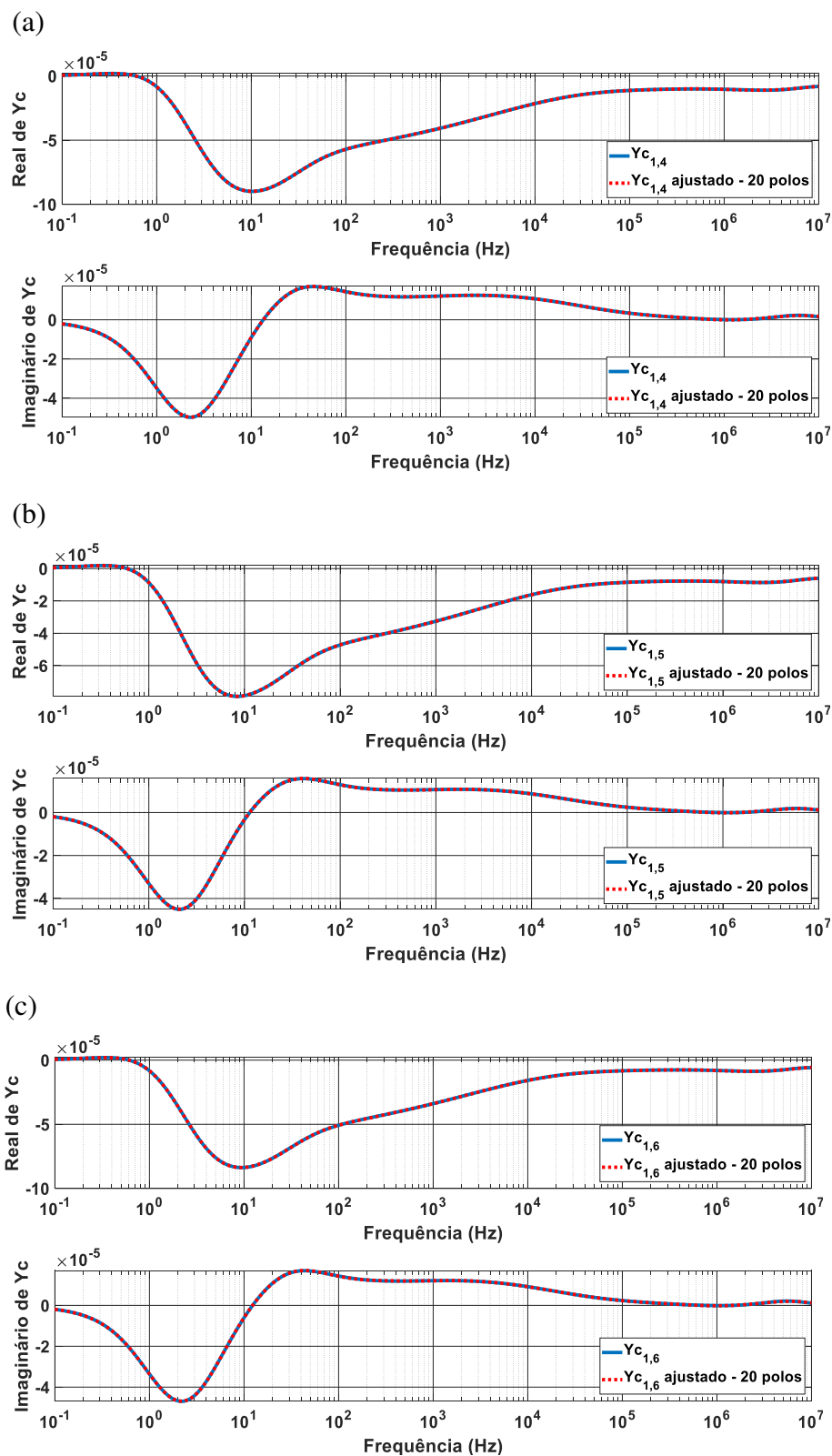
onde H_m e τ_m são a função de propagação e o tempo de atraso mínimo do m -ésimo modo.

O ajuste vetorial é realizado na função P_m . Dessa forma, a Figura 89 apresenta P_m (parte

Figura 77 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 1,1; (b) 1,2; (c) 1,3.

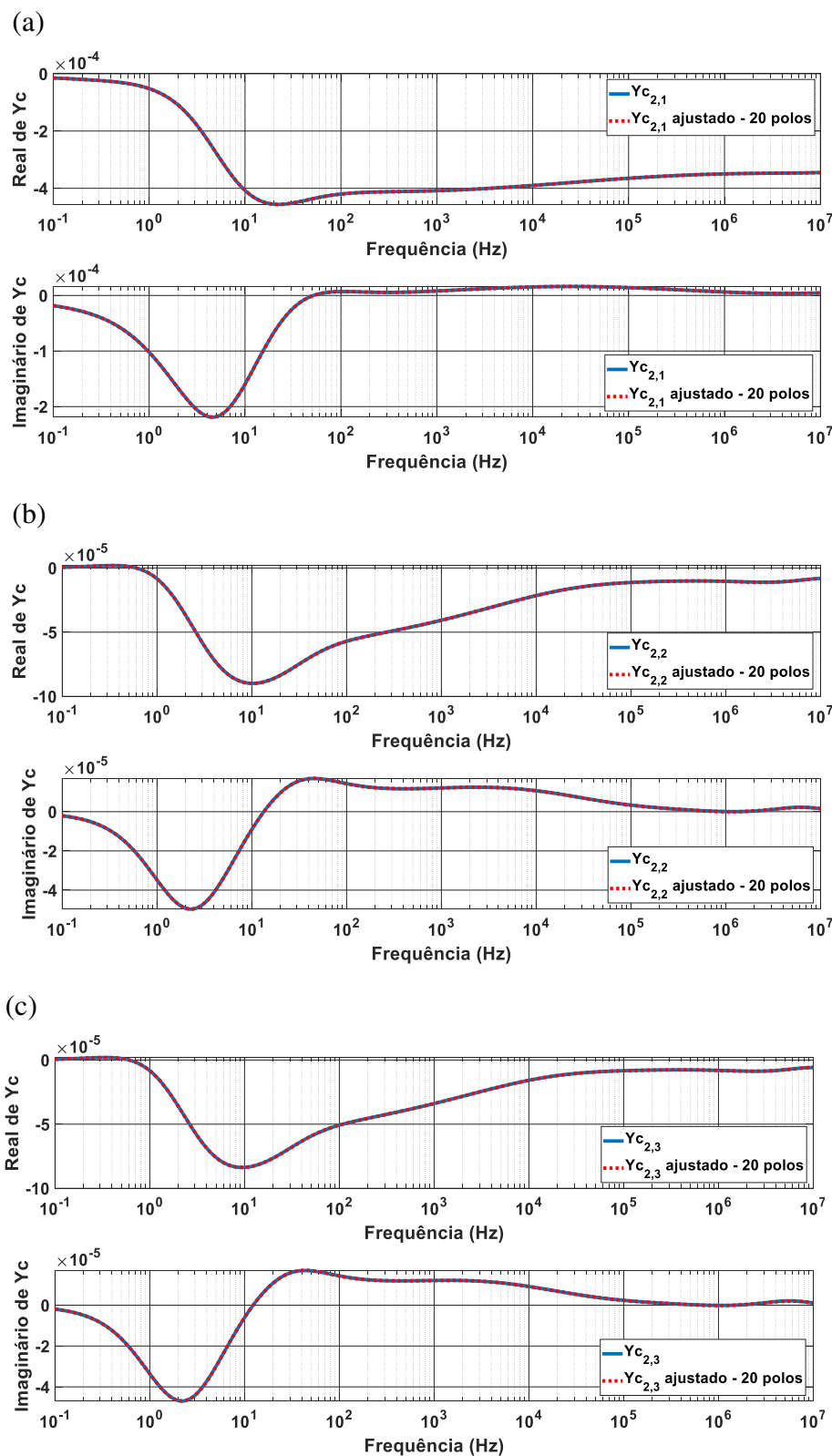
Fonte: Autoria própria.

real e imaginária) nos modos 1, 2 e 3 e a Figura 90 nos modos 4, 5 e 6. As curvas em azul e em vermelho representam $\mathbf{H}$ calculada e, $\mathbf{H}$ ajustada usando 20 polos, respectivamente.

Figura 78 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 1,4; (b) 1,5; (c) 1,6.

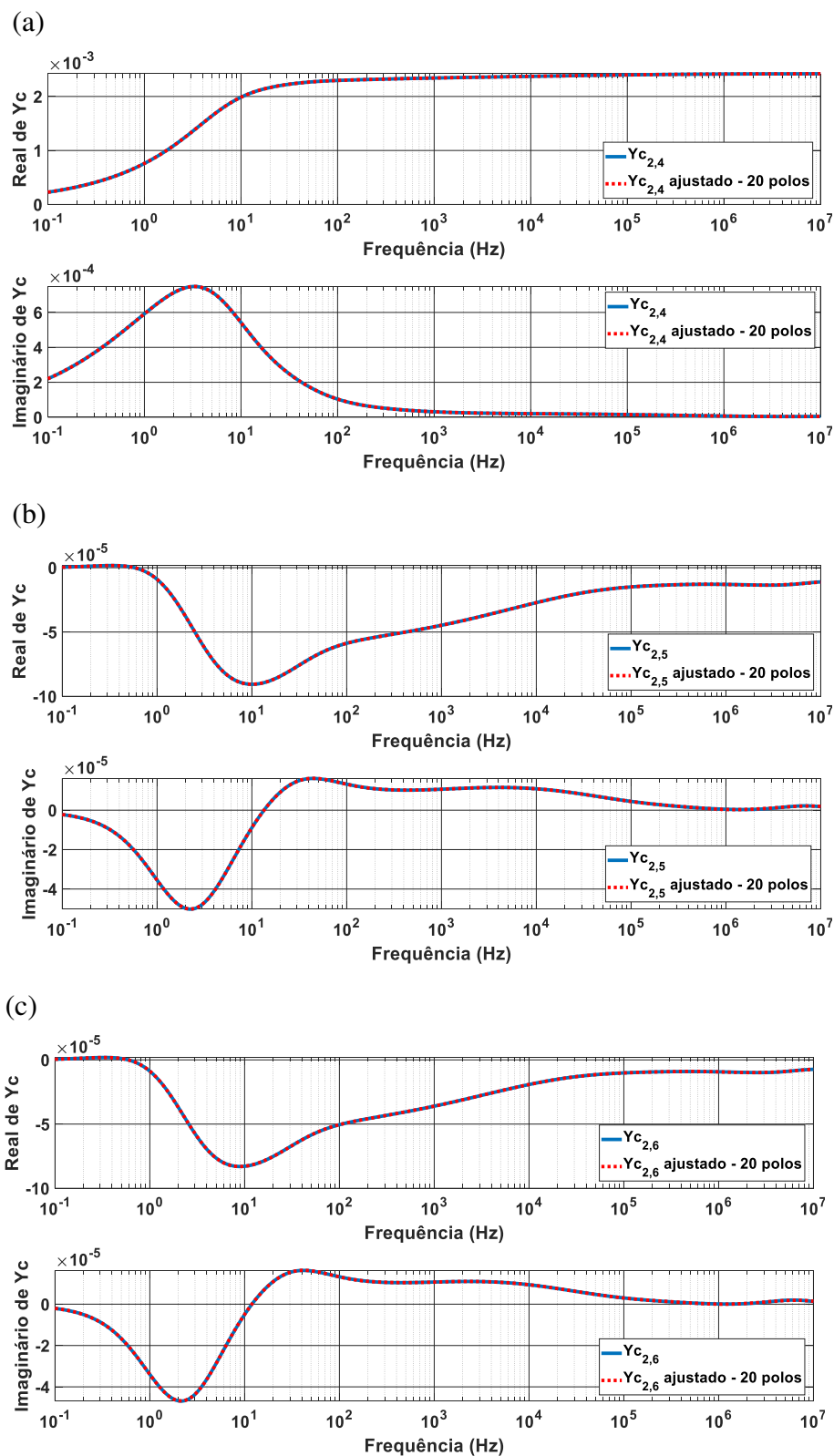
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 89, observa-se que as duas curvas são concordantes em toda a faixa de frequência. Já na Figura 90, os modos 4 e 5 mostram uma sutil diferença nas altas frequências. Essas

Figura 79 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 2,1; (b) 2,2; (c) 2,3.

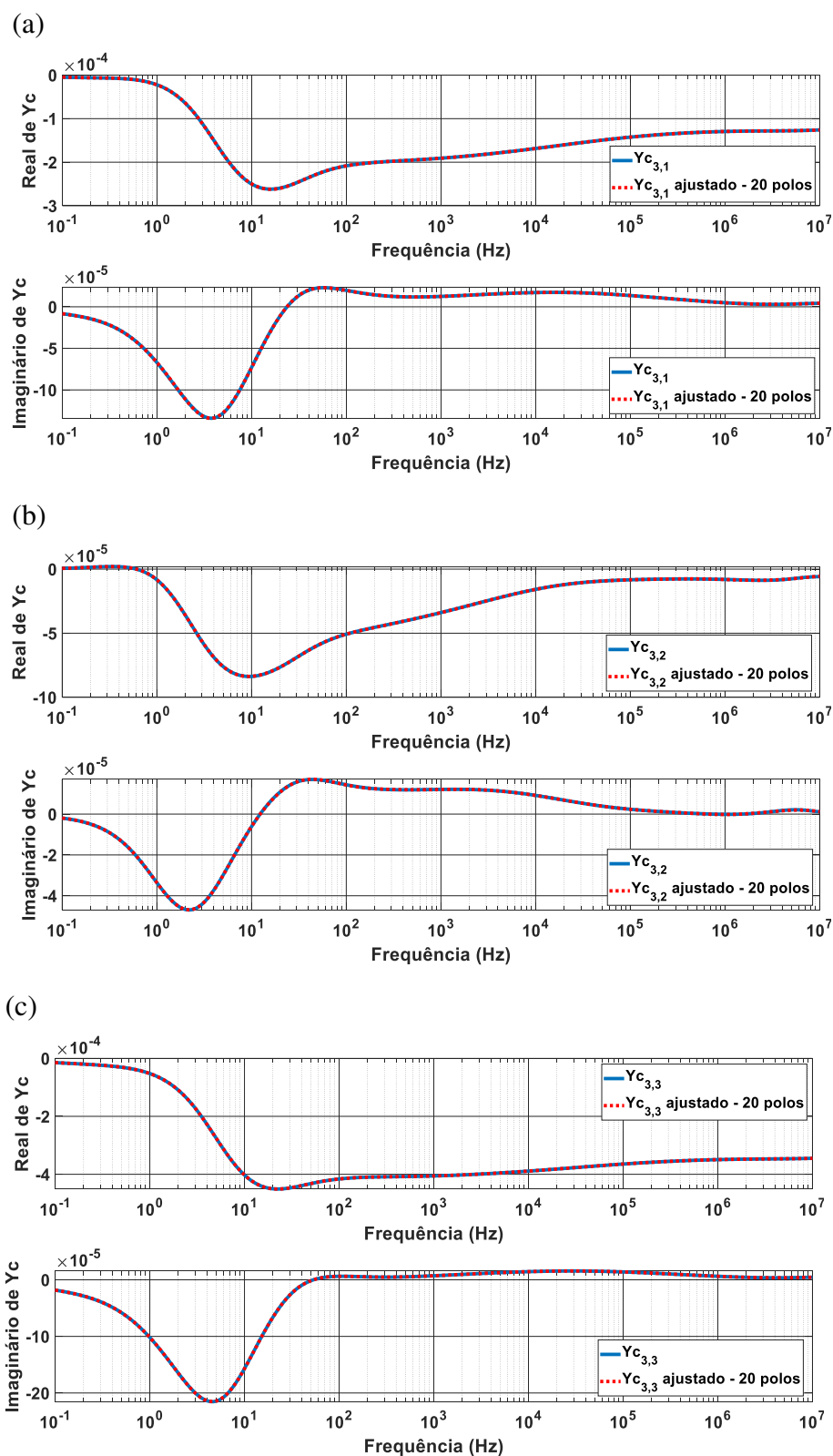
Fonte: Autoria própria.

diferenças podem estar associadas ao acoplamento entre as linhas paralelas, que influencia mais a linha induzida, correspondendo justamente às fases 4, 5 e 6. Entretanto, essas diferenças

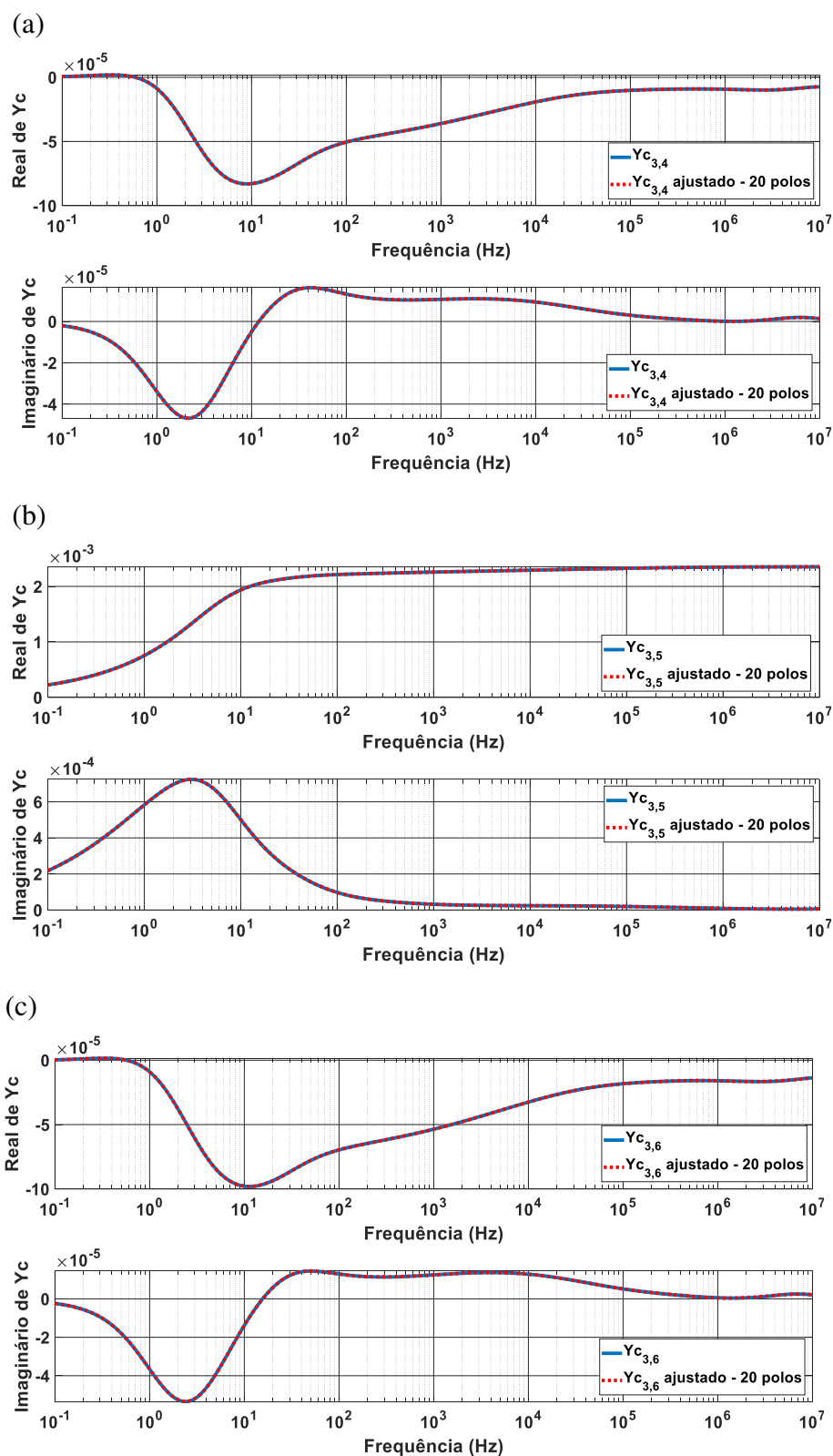
Figura 80 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 2,4; (b) 2,5; (c) 2,6.

Fonte: Autoria própria.

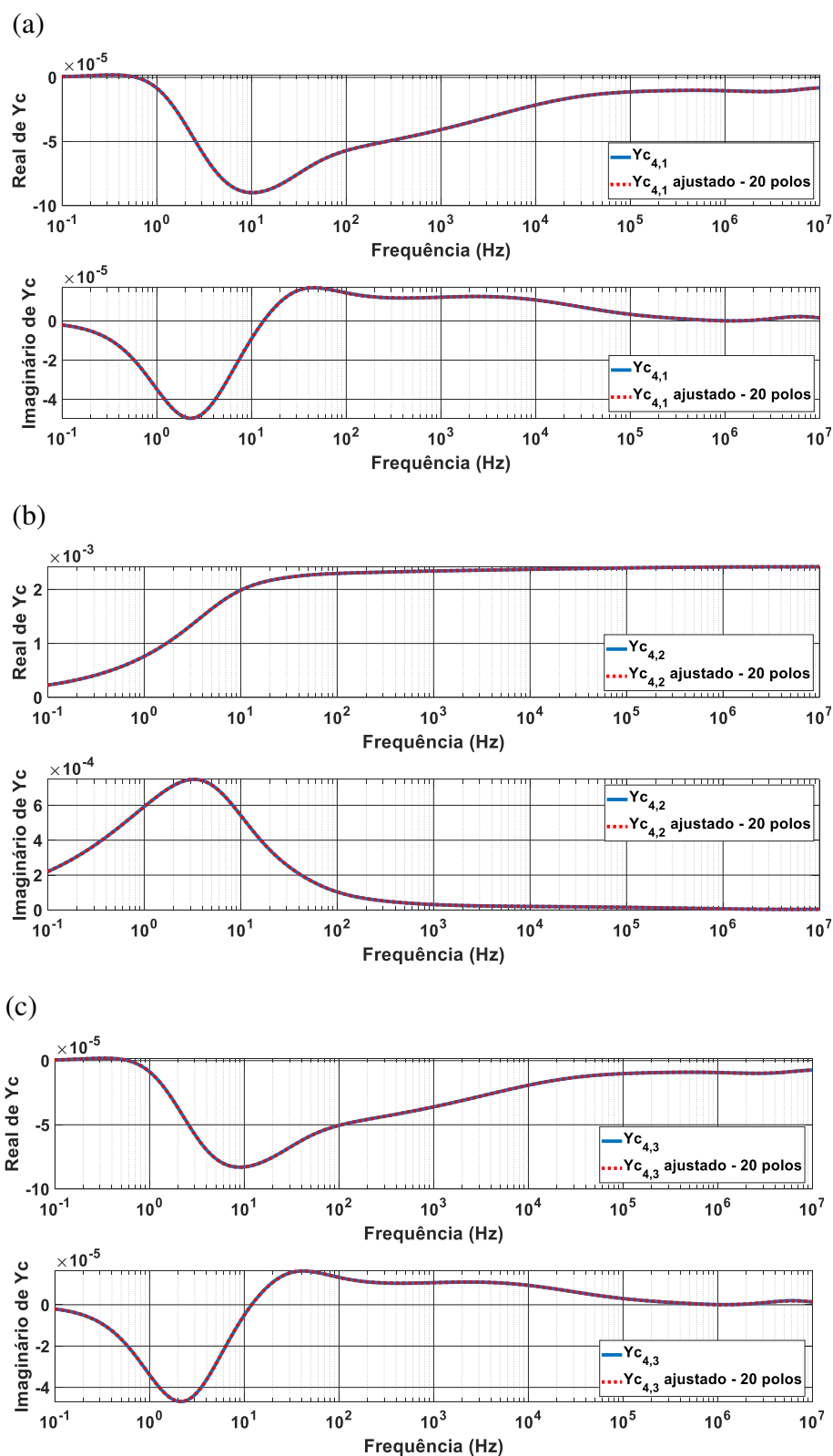
não ultrapassam 4% (considerando o desvio quadrático médio normalizado, equação (142)), indicando que o ajuste realizado está correto.

Figura 81 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 3,1; (b) 3,2; (c) 3,3.

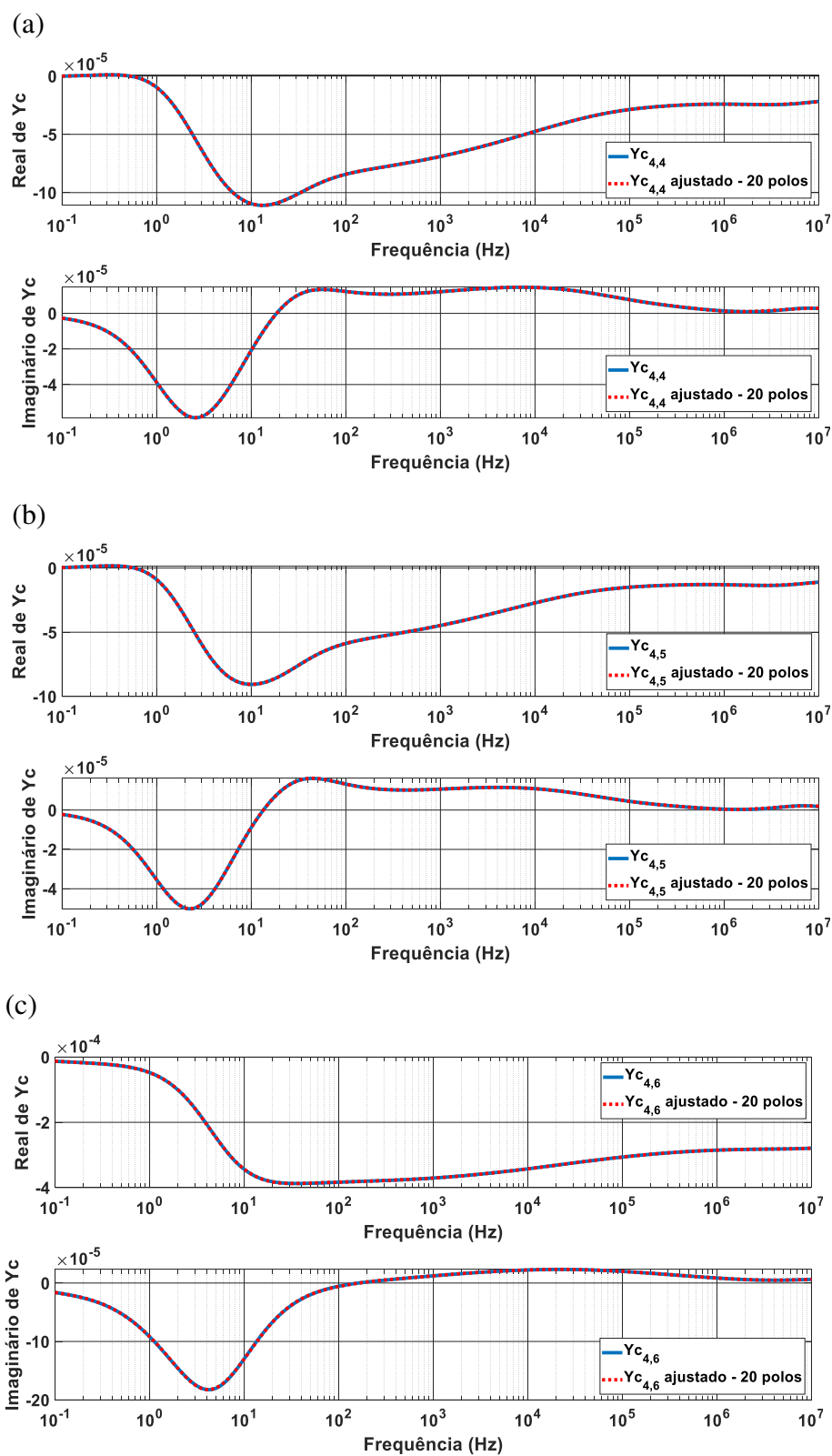
Fonte: Autoria própria.

Figura 82 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 3,4; (b) 3,5; (c) 3,6.

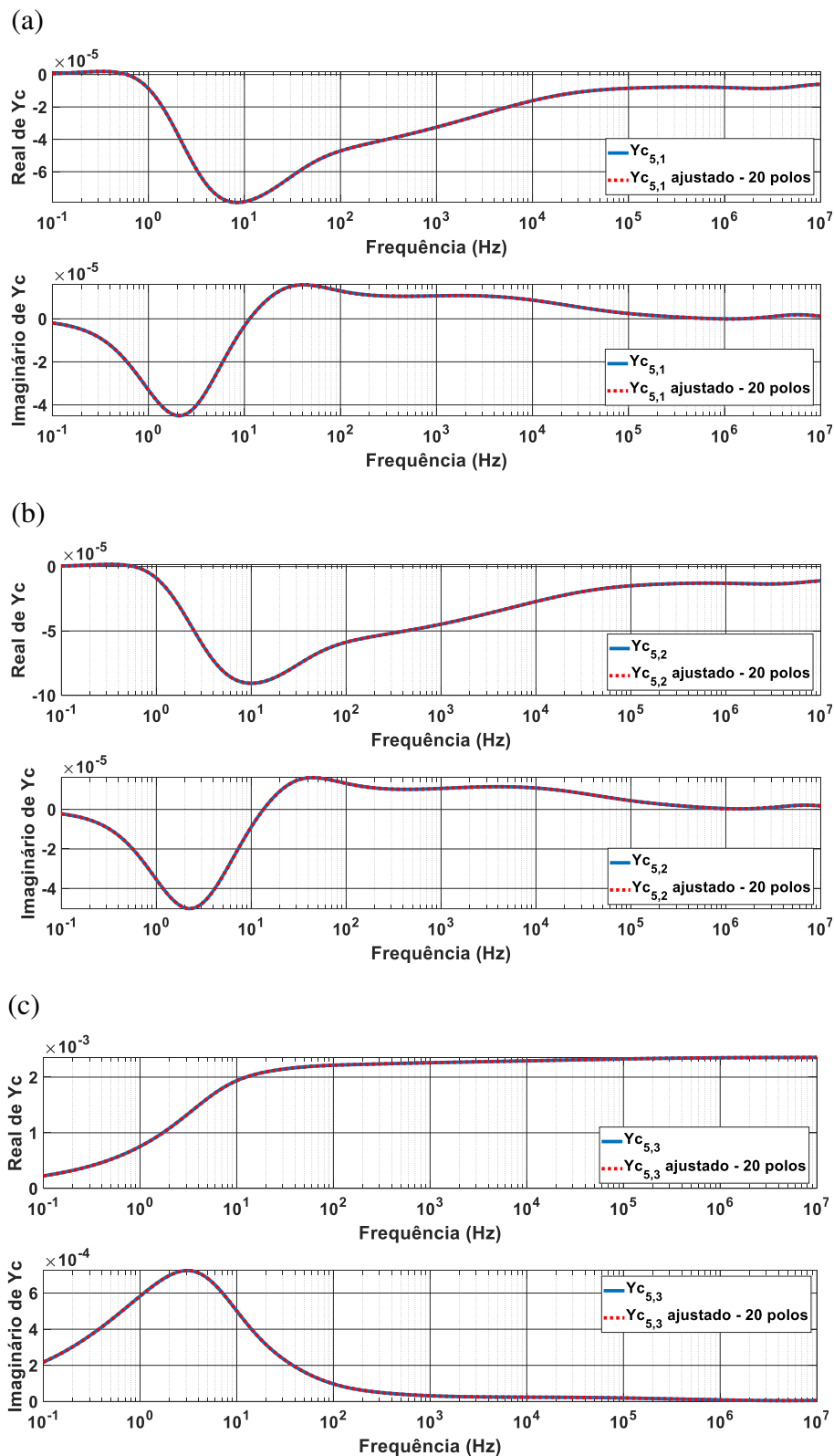
Fonte: Autoria própria.

Figura 83 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 4,1; (b) 4,2; (c) 4,3.

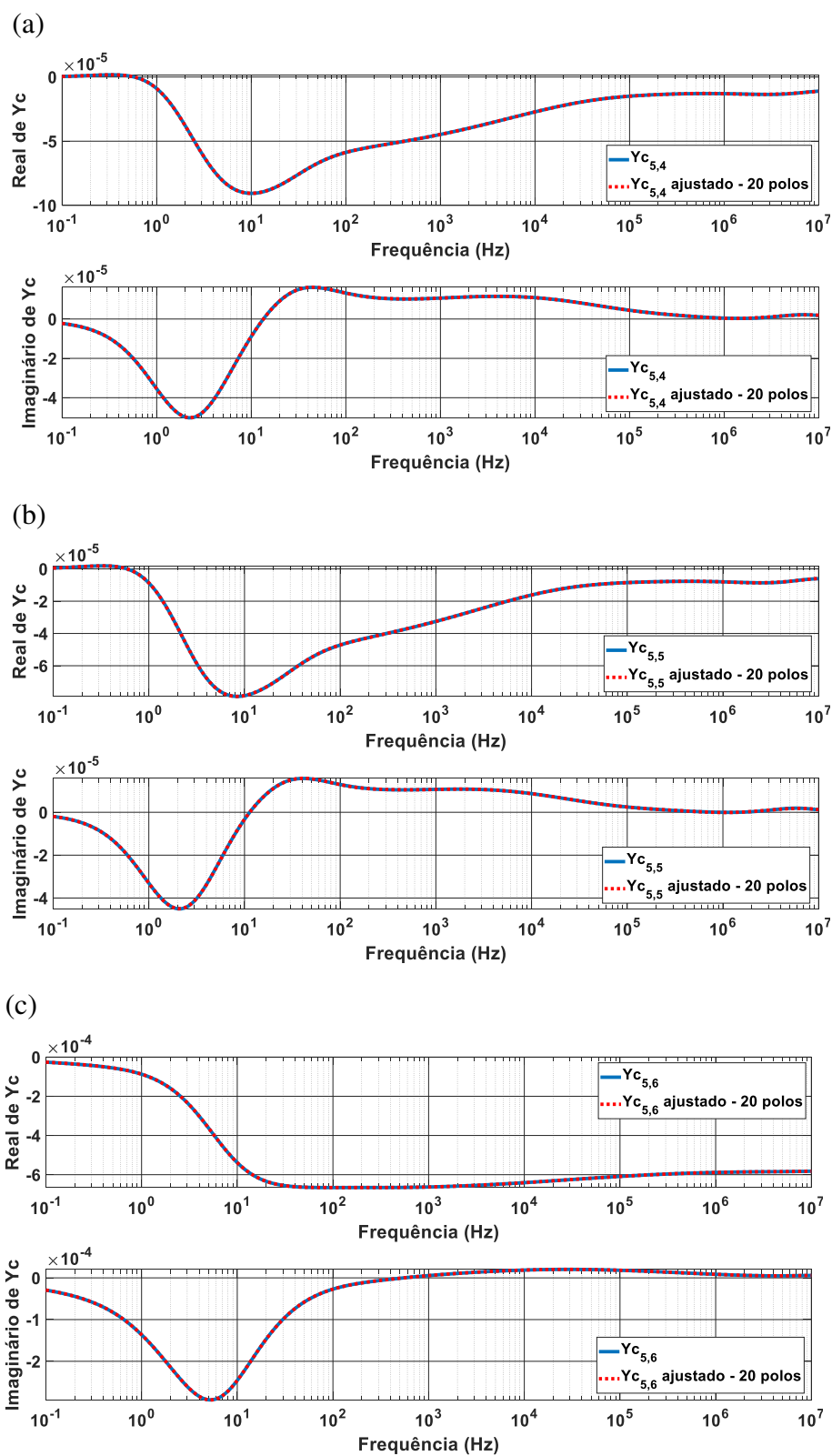
Fonte: Autoria própria.

Figura 84 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 4,4; (b) 4,5; (c) 4,6.

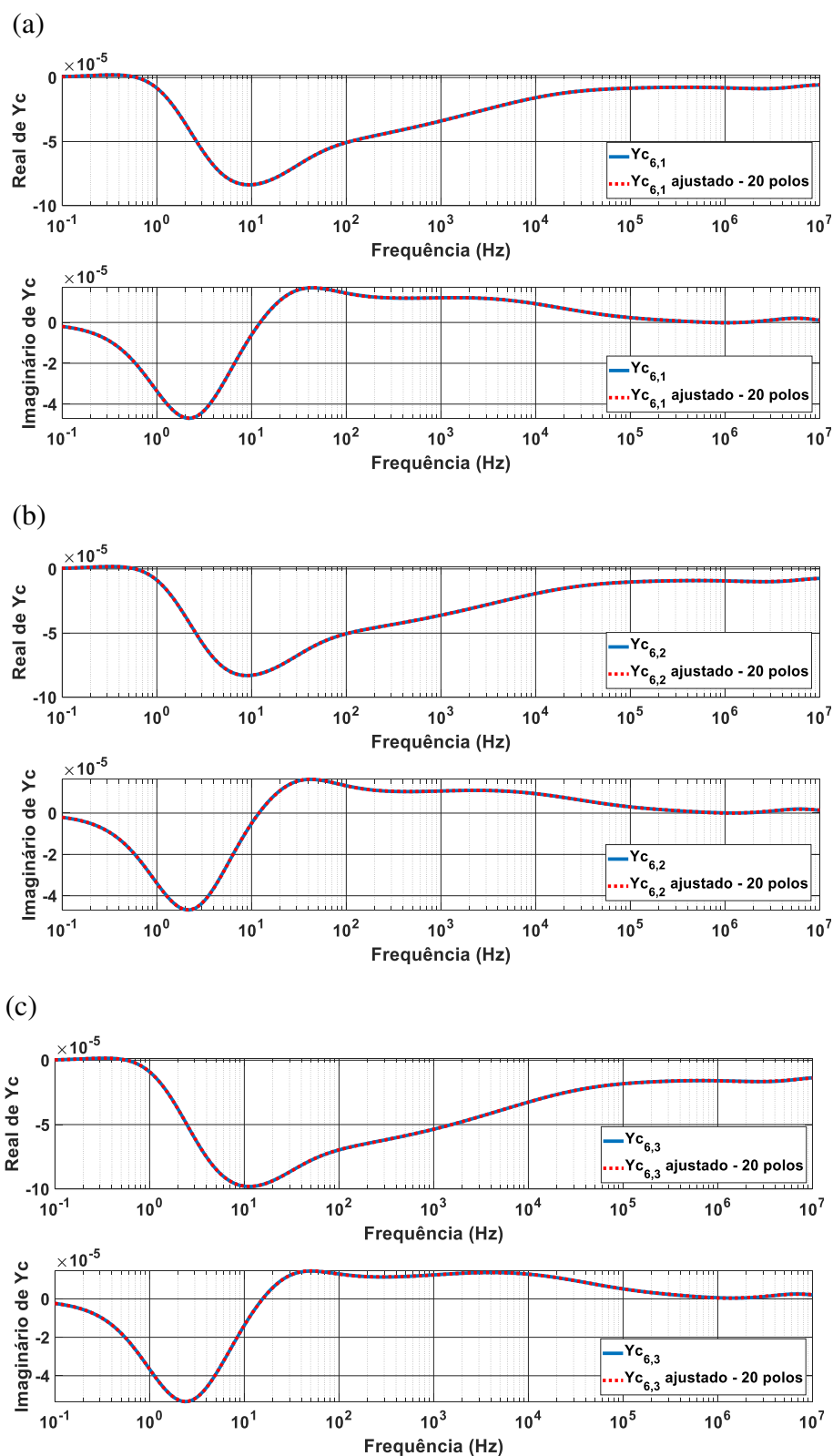
Fonte: Autoria própria.

Figura 85 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 5,1; (b) 5,2; (c) 5,3.

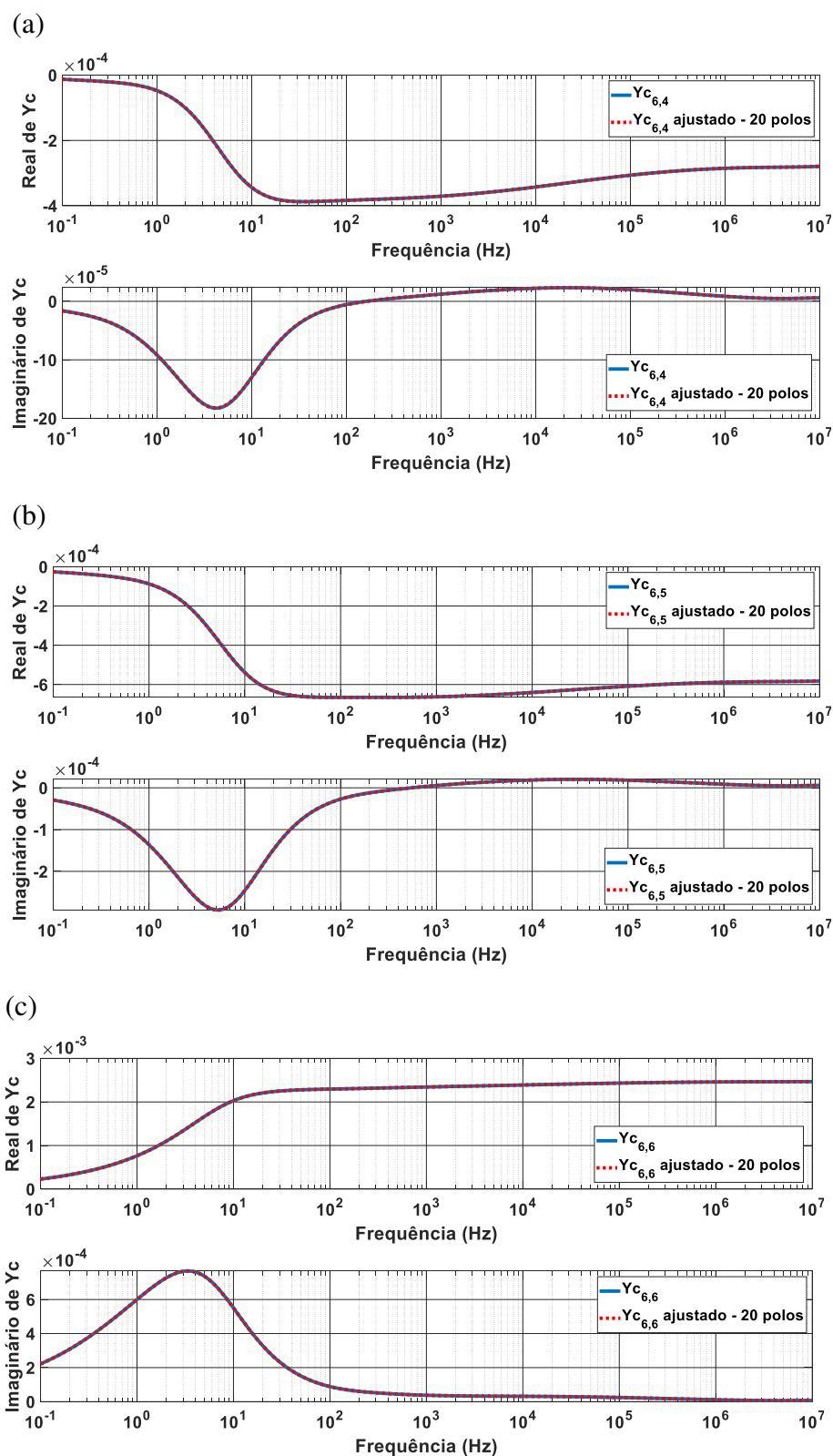
Fonte: Autoria própria.

Figura 86 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 5,4; (b) 5,5; (c) 5,6.

Fonte: Autoria própria.

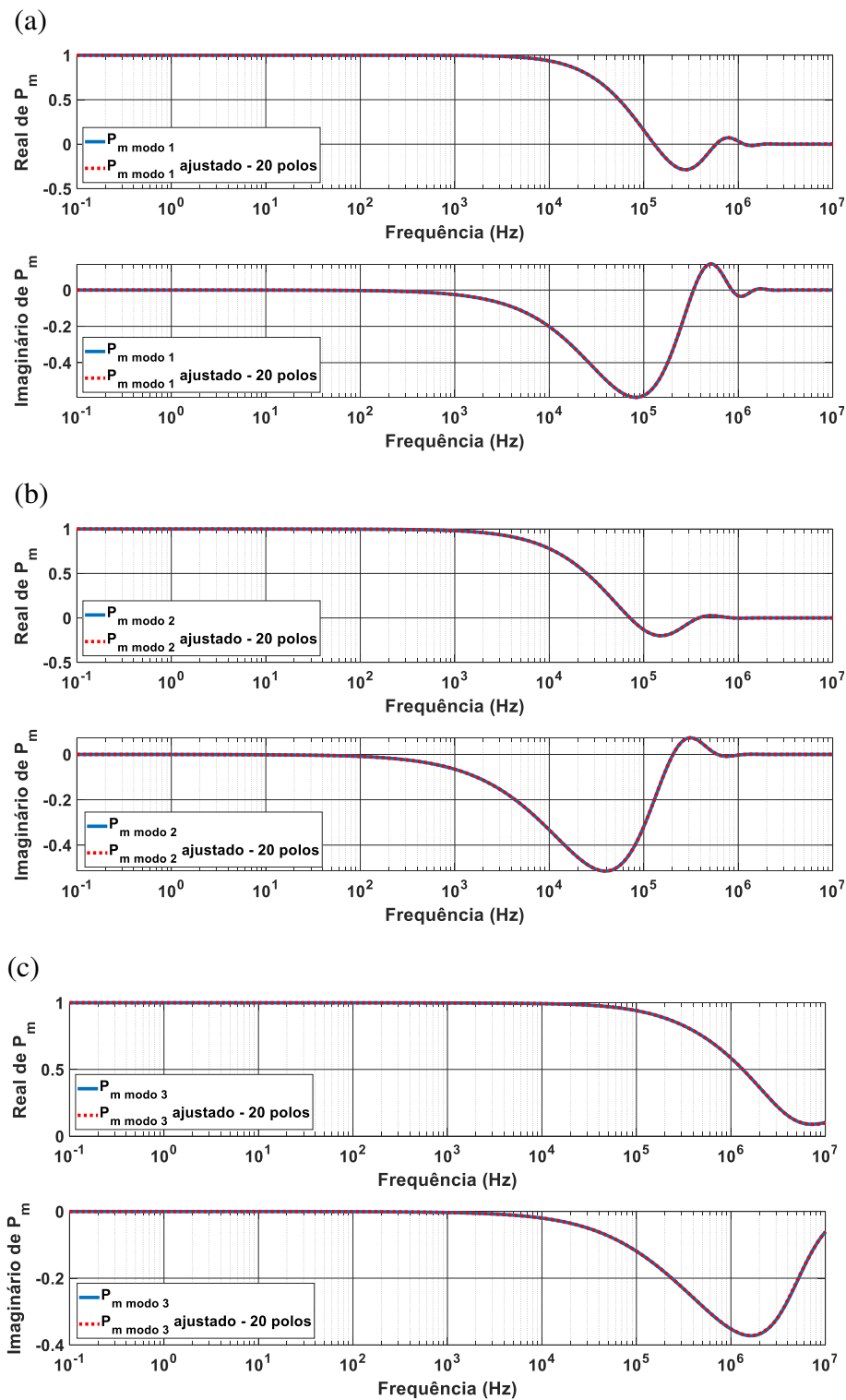
Figura 87 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 6,1; (b) 6,2; (c) 6,3.

Fonte: Autoria própria.

Figura 88 - Y_c utilizando a equação (137) para os elementos: (a) 6,4; (b) 6,5; (c) 6,6.

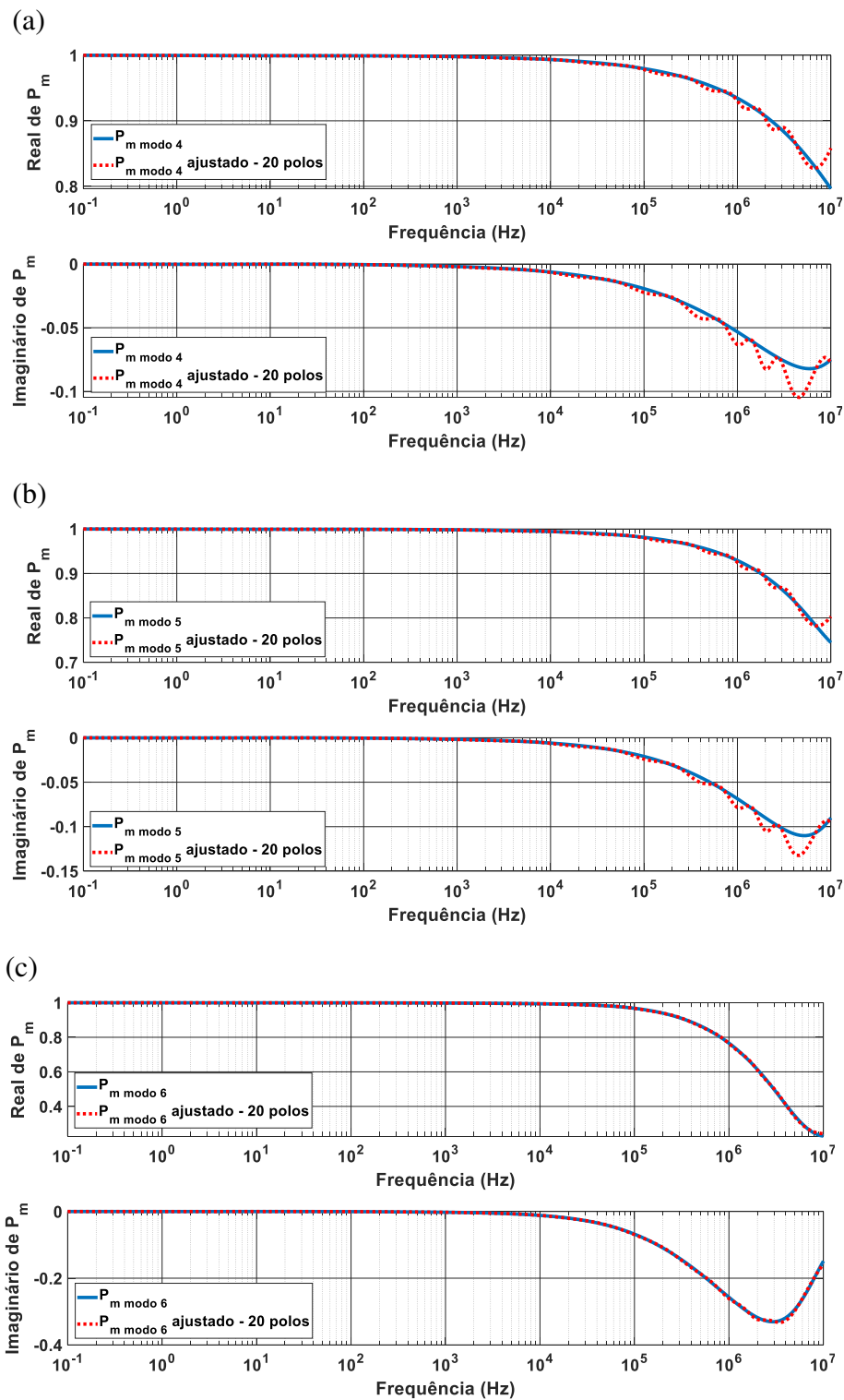
Fonte: Autoria própria.

Figura 89 - Função P_m utilizando a equação (139) para os modos: (a) 1; (b) 2; (c) 3.



Fonte: Autoria própria.

Figura 90 - Função P_m utilizando a equação (139) para os modos: (a) 4; (b) 5; (c) 6.



Fonte: Autoria própria.

APÊNDICE D - PROFUNDIDADE DE PENETRAÇÃO

No Capítulo 5, foi analisado um cenário no qual as tensões transitórias foram obtidas para um solo estratificado. Conforme constatado nesse capítulo e também mostrado no Capítulo 3, a camada que exerce a maior influência nas respostas é a última camada, uma vez que sua espessura é considerada infinita (Southey; Dawalibi, 2002). Entretanto, para que essa camada seja a mais influente, a onda eletromagnética gerada pela descarga atmosférica incidente na linha de transmissão (LT) deve alcançar essa camada. Por conta disso, para cada caso apresentado no Capítulo 5, considerando o solo estratificado, é calculada a profundidade de penetração.

A profundidade de penetração é dada como a distância que uma onda eletromagnética consegue penetrar em um material condutivo (como o solo) antes que sua intensidade caia significativamente. Mais precisamente, é definida como a profundidade na qual a amplitude da onda cai para $1/e$ (aproximadamente 37%) do seu valor de superfície (Stratton, 2007; Ji *et al.*, 2020). A profundidade de penetração (δ) de uma onda eletromagnética em um material condutor, pode ser descrita matematicamente como (Stoll, 1974; Spies, 1989; Ji *et al.*, 2020):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}, \quad (158)$$

onde, $\omega = 2\pi f$ [rad/s] é a frequência angular e f [Hz] é a frequência. No contexto deste trabalho, considerando que o meio condutor é o solo, $\mu = \mu_{\text{solo}}$ [H/m] representa a permeabilidade do solo, considerada igual à permeabilidade do vácuo $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m] e $\sigma = \sigma_{\text{solo}}$ [S/m] é a condutividade do solo. Essa profundidade de penetração está associada a ondas eletromagnéticas planas, onde a condutividade é geralmente considerada constante. Para a condutividade do solo dependente da frequência, é necessário redefinir a profundidade de penetração generalizada com base no modelo de condutividade do meio polarizado (Ji *et al.*, 2020).

A descarga atmosférica utilizada nas simulações do Capítulo 5 é representada matematicamente pela soma das funções de Heidler, escrita como (Conti; Visacro, 2007):

$$i(t) = \sum_{k=1}^p \frac{I_{0k}}{\eta_k} \frac{(t/\tau_{1k})^{n_k}}{1 + (t/\tau_{1k})^{n_k}} e^{-t/\tau_{2k}}, \quad \eta_k = e^{\left[-\left(\frac{\tau_{1k}}{\tau_{2k}}\right)\left(n_k \frac{\tau_{2k}}{\tau_{1k}}\right)\right]^{1/n_k}}, \quad (159)$$

onde I_{0k} [V] é o valor de pico da corrente, τ_{1k} [s] é a constante do tempo de frente, τ_{2k} [s] é a constante do tempo de decaimento, n_k é um coeficiente relacionado à inclinação da forma de onda, η_k é um fator de correção de pico e p é o número de termos. A fonte de corrente da descarga atmosférica é modelada como a soma de 7 funções de Heidler ($p = 7$), cujos parâmetros utilizados para as simulações são dados na Tabela 19 (Conti; Visacro, 2007). A forma de onda da descarga atmosférica do tipo *first return stroke*, no domínio da frequência, é apresentada na Figura 91.

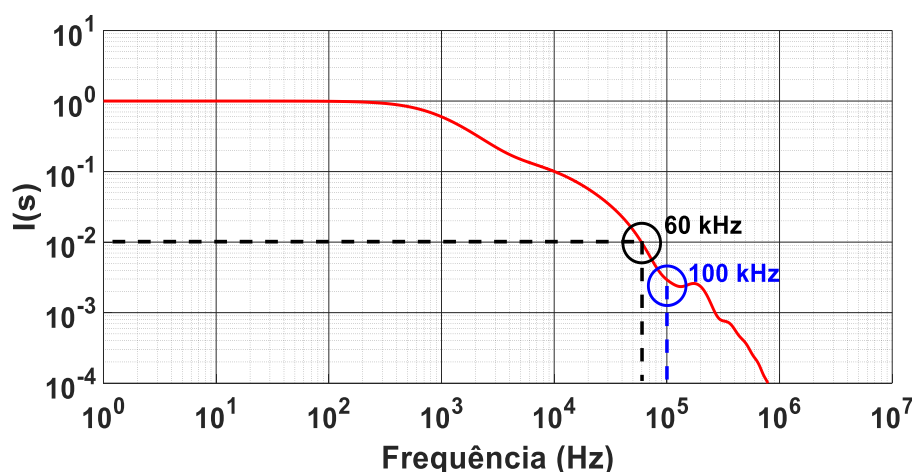
Para calcular a profundidade de penetração conforme equação (158), além da condutividade

Tabela 19 - Parâmetros da descarga atmosférica de Heidler.

p	1	2	3	4	5	6	7
$I_0(\text{kV})$	6	5	5	8	16,5	17	12
n	2	3	5	9	30	2	14
$\tau_1(\mu\text{s})$	3	3,5	4,8	6	7	70	12
$\tau_2(\mu\text{s})$	76	10	30	26	23,2	200	26

Fonte: Adaptado de (Conti; Visacro, 2007).

Figura 91 - Forma de onda da descarga atmosférica do tipo *first return stroke* no domínio da frequência.



Fonte: Autoria própria.

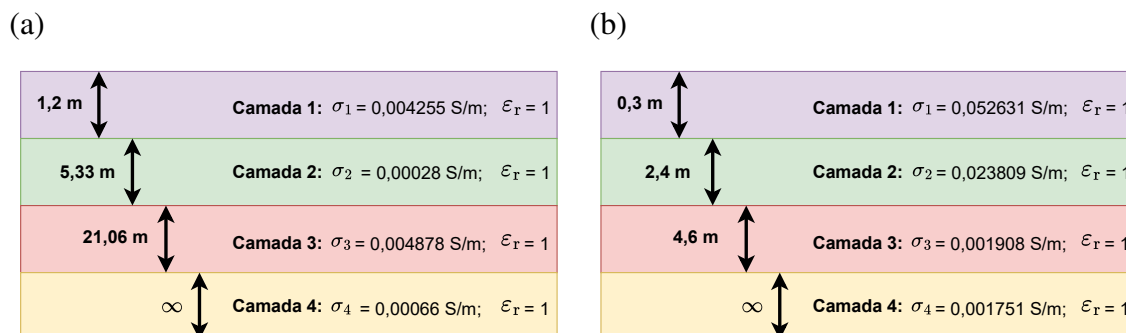
do solo e da permeabilidade do solo (considerada igual à do vácuo), é necessário determinar o valor da frequência. A escolha da frequência deve refletir o comportamento transitório da descarga atmosférica e seu espectro de frequência. Na Figura 91, dois valores de frequência são destacados, o de 60 kHz e o de 100 kHz.

Para a frequência de 60 kHz, alguns estudos adotam esse valor como representativo da descarga atmosférica em termos de sua frequência efetiva, tomando como referência o ponto em que a corrente cai a 1% do valor máximo (Javor, 2023). Para a frequência de 100 kHz, observa-se, pela Figura 91, que acima dessa frequência a amplitude da curva decai pronunciadamente, atingindo valores de $I(s)$ inferiores a 0,3% do valor máximo. Portanto, para esse estudo, o valor de 100 kHz foi considerado como o máximo. Em relação aos valores de condutividade do solo de cada camada, utilizou-se os especificados nos casos 1 e 2, apresentados na Figura 92.

Empregando a equação (158), os valores de condutividade do solo mostrados na Figura 92, e a faixa de frequência de 60 kHz a 100 kHz, calculou-se a profundidade de penetração. Essas simulações são ilustradas nas Figuras 93 e 94 para os casos 1 e 2, respectivamente.

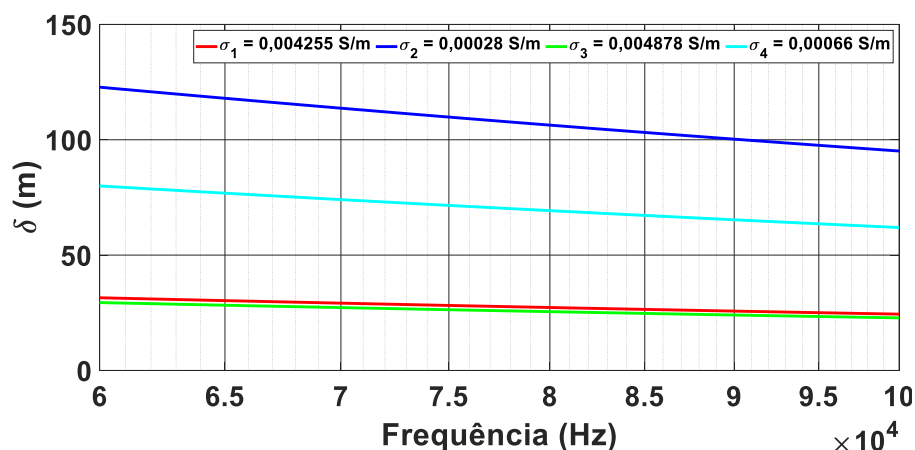
Nota-se, pelas Figuras 93 e 94, que a profundidade de penetração decresce com o aumento da frequência. Além disso, solos menos condutivos apresentam valores superiores de profun-

Figura 92 - Valores da condutividade do solo de cada camada para: (a) caso 1 e (b) caso 2.



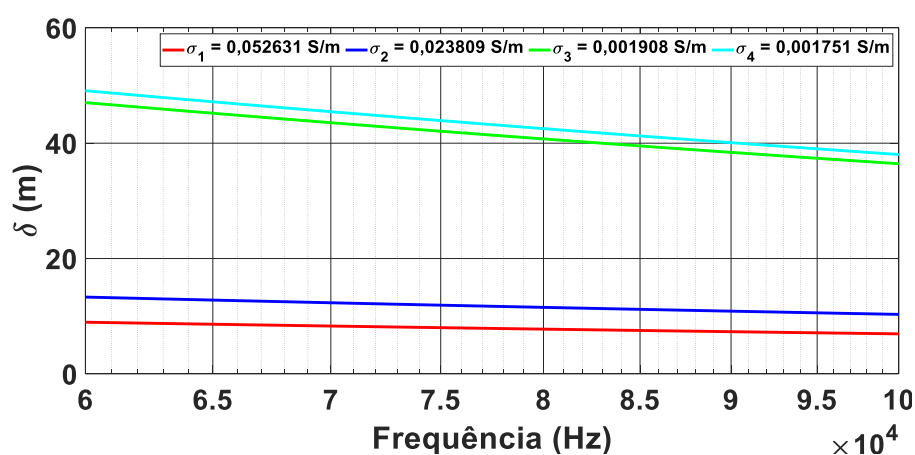
Fonte: Autoria própria.

Figura 93 - Profundidade de penetração calculada para cada condutividade do caso 1.



Fonte: Autoria própria.

Figura 94 - Profundidade de penetração calculada para cada condutividade do caso 2.



Fonte: Autoria própria.

didade de penetração. A partir das figuras, os valores exatos da profundidade de penetração para as frequências de 60 kHz e 100 kHz, considerando os solos dos casos 1 e 2, são dadas nas Tabelas 20 e 21, respectivamente.

Tabela 20 - Profundidade de penetração (δ) de cada camada para o caso 1.

	60 kHz	100 kHz
Camada 1	31,4988 m	24,3989 m
Camada 2	122,7907 m	95,1132 m
Camada 3	29,4187 m	22,7876 m
Camada 4	79,9783 m	61,9509 m

Fonte: Autoria própria.

Tabela 21 - Profundidade de penetração (δ) de cada camada para o caso 2.

	60 kHz	100 kHz
Camada 1	8,9561 m	6,9374 m
Camada 2	13,3160 m	10,3145 m
Camada 3	47,0387 m	36,4360 m
Camada 4	49,1022 m	38,0344 m

Fonte: Autoria própria.

Ao analisar as Tabelas 20 e 21 e compará-las com as espessuras dos solos dos casos 1 e 2, mostrados na Figura 92, observa-se que a profundidade de penetração calculada para cada camada, em ambos os casos e para ambos valores de frequência, é sempre superior à espessura utilizada. Ou seja, a onda eletromagnética resultante da descarga atmosférica incidente na LT utilizada no Capítulo 5 alcança a última camada. Dessa forma, conclui-se que a última camada é, de fato, a que exerce a maior influência nas respostas.