



REPRESENTAÇÃO DE LINHA DE TRANSMISSÃO COM GEOMETRIA NÃO UNIFORME PARA
ESTUDOS DE SOBRETENSÕES ATMOSFÉRICAS

Rodolfo Antônio Ribeiro de Moura

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima
Marco Aurélio de Oliveira Schroeder

Rio de Janeiro
Abrilde 2018

REPRESENTAÇÃO DE LINHA DE TRANSMISSÃO COM GEOMETRIA NÃO UNIFORME PARA
ESTUDOS DE SOBRETENSÕES ATMOSFÉRICAS

Rodolfo Antônio Ribeiro de Moura

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D. Sc.

Prof. Marco Aurélio de Oliveira Schroeder, D. Sc.

Prof. Robson Francisco da Silva Dias, D. Sc.

Prof. Alberto Resende De Conti, D. Sc.

Prof. Rafael Silva Alípio, D. Sc.

Profa. Maria Teresa Correia de Barros, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
ABRIL DE 2018

Moura, Rodolfo Antônio Ribeiro de

Representação de linha de transmissão com geometria não uniforme para estudos de sobretensões atmosféricas/
Rodolfo Antônio Ribeiro de Moura. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XIII, 89p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Marco Aurélio de Oliveira Schroeder

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 60 - 70.

1. Linhas de Transmissão. 2. Transitórios Eletromagnéticos.
3. Sobretensões Atmosféricas. I. Antonio Carlos Siqueira de Lima. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a meus pais, Antônio e Clea, que sempre me apoiaram e me ajudaram nas escolhas que fiz durante toda minha vida. A formação de meu caráter deve única e exclusivamente a forma como meus pais me criaram. Ainda lembrando-se de família, agradeço aos meus irmãos, Rafaela e Leandro, e minha sobrinha, pois os mesmos sempre me trazem motivos para manter-me firme nas batalhas da vida. Vale uma ênfase especial na família, especialmente pelo fato que, se cheguei até aqui, apenas 10% do mérito é meu, os outros 90% é graças a minha família que sempre me apoiou de maneira incondicional.

Agradeço ao professor e orientador Dr. Antonio Carlos Siqueira de Lima pelas discussões técnicas e paciência durante o desenvolvimento do trabalho. Durante os anos de orientação o mesmo apresentou muita paciência com minhas limitações e mostrou-se sempre presente independentemente da distância existente entre meu ambiente de trabalho (UFSJ) e meu ambiente de aprendizado (UFRJ). Posso dizer, com tranquilidade, que considero hoje o professor como um amigo pessoal me incentivando a crescer como profissional acadêmico.

Agradeço também ao professor, orientador e amigo Dr. Marco Aurélio de Oliveira Schroeder, que desde o começo vem modelando meu perfil acadêmico. É de praxe no mundo acadêmico chamar orientador como “pai”, acredito que o mesmo não tenha sido nada diferente disso para mim desde quando entrei na UFSJ, nos áureos tempos de iniciação científica, sempre dedicado e um exemplo de profissionalismo e caráter.

Aos professores e colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da COPPE. Do lado desses profissionais de ponta acredito ter adquirido conhecimento único e especializado para disseminar em outras regiões de maneira efetiva e com intuito de gerar uma qualidade de vida melhor para todos por meio de pesquisa e divulgação do conhecimento. Gostaria de fazer um agradecimento especial ao professor Robson Francisco da Silva Dias, pelas contribuições especiais feitas na qualificação deste trabalho.

Finalmente, agradeço a todos meus amigos que auxiliaram de maneira direta ou indireta para que esse trabalho fosse elaborado.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

REPRESENTAÇÃO DE LINHA DE TRANSMISSÃO COM GEOMETRIA NÃO UNIFORME PARA ESTUDOS DE SOBRETENSÕES ATMOSFÉRICAS

Rodolfo Antônio Ribeiro de Moura

Abril/2018

Orientadores: Antonio Carlos Siqueira de Lima
Marco Aurélio de Oliveira Schroeder

Programa: Engenharia Elétrica

A engenharia elétrica passa por um período de grande transformação, sendo necessário um conhecimento mais detalhado do comportamento de todos os componentes envolvidos na transmissão de energia elétrica. Por exemplo, há cenários com condicionantes que escapam às hipóteses pré-definidas no que se refere à obtenção dos parâmetros unitários de uma linha de transmissão, como no caso de cruzamentos de rios largos. Nesse caso, todos os elementos envolvidos, linha de transmissão aérea, torre e sistema de aterramento passam a ser caracterizados por um comportamento de linha não uniforme, i.e., onde os parâmetros unitários variam ao longo do circuito. Tal cenário apresenta-se como um desafio na análise de desempenho frente a descargas atmosféricas.

Nessa tese investiga-se a adequação de diferentes formulações dos modelos de linha de transmissão aéreas quando se considera a não uniformidade do vão, bem como aproximações no cálculo do sistema de aterramento. De acordo com os resultados, a modelagem tradicional a partir de cascatas de linhas uniformes levou a instabilidades numéricas para o caso de torres altas. Os resultados ainda ilustram que o aterramento elétrico influencia menos nas sobretensões atmosféricas dessas torres, sendo necessário aplicar técnicas alternativas para a melhoria de seu desempenho frente a descargas atmosféricas.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

Modeling Nonuniform Overhead Transmission Lines for Lightning Overvoltages Studies

Rodolfo Antônio Ribeiro de Moura

April/2018

Advisors: Antonio Carlos Siqueira de Lima

Marco Aurélio de Oliveira Schroeder

Department: Electrical Engineering

Modern electric power networks are facing a time of great challenges and demand suitable knowledge of all equipment involved in the process. For instance, there are scenarios where the well-known premises regarding the evaluation of per unit length impedances and admittances cannot be fully applied, such as in the crossing of wide-rivers. In this scenario, all components involved, i.e., overhead conductors, towers and grounding system, must be represented as nonuniform lines, thus representing a challenge for the lightning performance evaluation.

This thesis deals with an investigation regarding the adequacy of distinct formulations of overhead transmission lines when nonuniform spans are considered as well as different approximations for the grounding system. The results indicate that the conventional approach using a cascade of uniform lines might lead to numerical instabilities if tall towers are involved. The results also indicate that the grounding system has a lesser impact and alternative approaches might be needed.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabela	xiii
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Relevância e Motivação	1
1.2. Organização do Texto	3
1.3. Publicações Derivadas do Presente Trabalho.....	4
2. ESTADO DA ARTE.....	6
2.1. Introdução	6
2.2. Linhas de Transmissão Aéreas Uniformes	6
2.3. Linhas de Transmissão Aéreas Não Uniformes	8
2.4. Principais Contribuições	9
3. MODELAGEM DE LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS NÃO UNIFORMES POR MEIO DE CASCATA DE QUADRIPOLOS	11
3.1. Introdução	11
3.2. Modelagem de Linhas Não Uniformes por Meio de Cascata de Quadripolos	11
3.3. Consideração do Comprimento Finito da Linha na Modelagem via Quadripolos	13
3.4. Modelo Racional Usando Transformação de Modo Revelador	14
3.5. Exemplo: Travessia do rio Amazonas.....	15
3.6. Discussão.....	23
4. MODELAGEM DE LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS NÃO UNIFORMES POR MEIO DO MODELO ELETROMAGNÉTICO HÍBRIDO	25
4.1. Introdução	25
4.2. Aspectos Básicos do Modelo Eletromagnético Híbrido.....	25
4.3. Consideração do Solo Subjacente	30
4.3.1. Consideração do Solo na Impedância Transversal	31
4.3.2. Consideração do Solo na Impedância Longitudinal.....	32
4.4. Simplificações do Modelo de Eletromagnético Híbrido	33
4.5. Implementação do Modelo em LnU.....	34
4.6. Discussão.....	39
5. SOBRETENSÕES ATMOSFÉRICAS NAS CADEIAS DE ISOLADORES DE LINHAS DE TRANSMISSÃO	41
5.1. Introdução	41
5.2. Modelagem do Aterramento Elétrico.....	42

5.3.	Modelagem da Descarga Atmosférica	42
5.4.	Modelagem da Torre	43
5.5.	Sobretensões nas Cadeias de Isoladores.....	45
5.5.1.	Descrição do Sistema.....	45
5.5.2.	Análise de Sensibilidade I: Modelo da Linha de Transmissão.....	46
5.5.3.	Análise de Sensibilidade II: Influência do Aterramento Elétrico	48
5.6.	Conclusões e discussões.....	54
6.	Conclusões.....	55
6.1.	Principais Conclusões	55
6.2.	Propostas de Trabalhos Futuros	58
	Referências	60
APÊNDICE A - ASPECTOS BÁSICOS NA MODELAGEM DE LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS CONSIDERANDO AS CARACTERÍSTICAS DISPERSIVAS DO SOLO		71
i.	Introdução	71
ii.	Expressões para admitância e impedância	71
i)	Definição de tensão	72
ii)	Definição de diferença de potencial	73
iii)	Definição de potencial.....	73
iii.	Aproximações por formulações fechadas.....	74
iv.	Caso teste	74
i)	Modo terrestre da constante de propagação	75
i)	Admitância característica e função de propagação	76
ii.	Respostas temporais	77
iii.	Conclusões	81
APÊNDICE B - MODELAGEM TRANSITÓRIA DO SISTEMA DE ATERRAMENTO		82
i.	Aspectos básicos	82
ii.	Emprego de expressões fechadas	82
i)	Formulação fechada a partir do modelo de linha de transmissão finita	83
ii)	Formulação fechada a partir do modelo de linha de transmissão infinita	83
iii.	Emprego do modelo eletromagnético híbrido	84
iv.	Abordagens aproximadas	84
i)	Primeira aproximação: Série de Potência.....	84
ii)	Segunda aproximação: Aproximação de Padé.....	85
v.	Respostas transitórias de aterramentos elétricos	86

i) Formulações fechadas	86
ii) Aproximações do modelo eletromagnético híbrido	87
vi. Conclusões	89

Lista de Figuras

Figura 1 – Esquema representativo de um vão não simétrico usando cascata de linhas uniformes. Adaptado de [55].	13
Figura 2 – Catenária da linha que atravessa o Rio Amazonas.	16
Figura 3 – Foto da torre instalada no Rio Amazonas e arranjo dos condutores.	16
Figura 4 – Circuito esquemático para a resposta de uma entrada no nó #1.	17
Figura 5 – Tensão no fim da primeira fase (nó 7) no terminal #2, considerando uma entrada do tipo dupla exponencial (1,2/50 μ s) na mesma fase, contudo no terminal #1.	18
Figura 6 – Tensão no fim da segunda fase (nó 8) no terminal #2, considerando uma entrada do tipo dupla exponencial (1,2/50 μ s) na primeira fase, contudo no terminal #1.	18
Figura 7 – Admitância nodal e modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 50 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$).	19
Figura 8 – Admitância nodal e modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 50 polos (abordagem Linha Uniforme).	20
Figura 9 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da Travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 50 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). Modelo obtido por ajuste direto.	20
Figura 10 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). Modelo obtido por ajuste direto.	21
Figura 11 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). MRT aplicado antes de obter o modelo racional.	22
Figura 12 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (linha uniforme). Modelo obtido por ajuste direto.	22
Figura 13 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (linha uniforme). MRT aplicado antes de obter o modelo racional.	23
Figura 14 – Condutor elétrico percorrido por corrente imerso em um meio infinito em todas as direções.	25
Figura 15 – Elemento condutor fonte (i) e elemento condutor receptor (j).	28
Figura 16 – Aproximação da corrente longitudinal que circula no interior do segmento e da corrente transversal que flui para o meio onde ele se encontra inserido.	29
Figura 17 – Representação dos ângulos de incidência e reflexão dos campos gerados pelo eletrodo fonte em um eletrodo iluminado receptor.	31
Figura 18 – Representação dos elementos condutores fonte (i) e (i') e elemento condutor receptor (j) em meio infinito em todas as direções. Fora de escala.	32
Figura 19 – Representação dos elementos condutores fonte (i) e (i') e elemento condutor receptor (j) em meio infinito em todas as direções, considerando a profundidade de penetração complexa. Fora de escala.	33
Figura 20 – Catenária formada pela aplicação do modelo eletromagnético híbrido.	35
Figura 21 – Catenária formada com 70 segmentações da linha de transmissão.	35
Figura 22 – Admitância nodal da travessia do Rio Amazonas. Abordagem não convencional – Linha Não Uniforme considerando modelagem por meio da metodologia proposta por Ametani e cascata de quadripólos e pelo modelo eletromagnético híbrido (HEM).	36

Figura 23 - Circuito Elétrico Sintetizado. Adaptado de [74].	37
Figura 24 – Tensão de entrada no nó #1.	38
Figura 25 – Sobretensão na LT da travessia do Rio Amazonas. Abordagens por linha uniforme, linha não uniforme por cascata de quadripolos ($LnU_{Ametani}$) e linha não uniforme via modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}). Sobretensão própria (nó #7).	38
Figura 26 – Sobretensão na LT da travessia do Rio Amazonas. Abordagens por linha uniforme, linha não uniforme por cascata de quadripolos ($LnU_{Ametani}$) e linha não uniforme via modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}). Sobretensão mútua (nó #8).	39
Figura 27 – Resposta temporal (a) e espectro de frequência (b) de descarga atmosférica medida na estação meteorológica da Estação do Morro do Cachimbo. Primeira Descarga de Retorno – onda de corrente com parâmetros medianos.	44
Figura 28 – Configuração do cabo contrapeso. Adaptado de [78].	45
Figura 29 – Catenária das linhas adjacentes. Linha contínua é a representação via método dos eletrodos e representação intervalar é via quadripólo.	46
Figura 30 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (a) – apenas torres de 300 metros de altura.	47
Figura 31 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (b) – consideração do desnivelamento das torres adjacentes (sistema composto por torres de 300 e 90 metros).	48
Figura 32 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (b).	49
Figura 33 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (b). Modelagem das linhas aéreas via HEM. Consideração da resposta harmônica do aterramento.	51
Figura 34 – Catenária da linha que conecta torres desniveladas.	53
Figura 35 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Modelagem das linhas aéreas via HEM. Consideração da resposta harmônica do aterramento.	53
Figura 36 - Configuração dos condutores de uma linha aérea.	72
Figura 37 - Configuração das linhas aéreas estudadas.	75
Figura 38 - Constante de atenuação do modo de propagação terrestre, considerando as três formulações com modelagem via quasi-TEM (qT) e sua correspondente formulação fechada (ff).	76
Figura 39 - Velocidade de propagação do modo terrestre, considerando as três formulações com modelagem via quasi-TEM (qT) e sua correspondente formulação fechada (ff).	77
Figura 40 - Admitância característica para os circuitos testados.	78
Figura 41 - Função de propagação para os circuitos testados.	79
Figura 42 – Circuitos para avaliação das respostas temporais.	79
Figura 43 - Impulsos de tensão.	80
Figura 44 - Resposta de tensão para o caso de 138 kV considerando solo do tipo (a). Cabo pararraios excitado.	80
Figura 45 - Resposta de tensão para o caso de 138 kV considerando solo do tipo (c). Cabo pararraios excitado.	80
Figura 46 - Resposta de tensão para o caso de 230 kV considerando solo do tipo (a). Cabo pararraios excitado.	80
Figura 47 - Resposta de tensão para o caso de 230 kV considerando solo do tipo (c). Cabo pararraios excitado.	81

Figura 48 - Resposta de tensão para o caso de 138 kV considerando solo do tipo (c). Cabo fase excitado.	81
Figura 49 - Resposta de tensão para o caso de 230 kV considerando solo do tipo (c). Cabo fase excitado.	81
Figura 50 – Sistema equivalente para considerar interface ar-solo.	85
Figura 51 - Impedância harmônica de um eletrodo horizontal calculada por três abordagens distintas (HEM, comprimento finito e comprimento infinito).	87
Figura 52 - Impedância harmônica de um eletrodo horizontal, calculado pelo HEM considerando três possibilidades de aproximação (Padé, série de Maclaurin e série de Maclaurin truncado em 1 elemento) e o tradicional método dos momentos.	88

Lista de Tabela

Tabela 1 – Características geométricas e elétricas da linha de transmissão que atravessa o Rio Amazonas.....	17
Tabela 2 – Esforço Computacional para o reforço de passividade do modelo racional.....	21
Tabela 3 - Informações adicionais das torres principais, com dados disponíveis em [21].....	45
Tabela 4 - Informações das torres adjacentes.....	46
Tabela 5 - Sobretensões máximas para cada resistência de pé de torre. Valor entre parênteses igual à diferença percentual em relação ao HEM. Resistência de aterramento modelada por um parâmetro concentrado resistivo.....	50
Tabela 6 – Informações dos aterramentos elétricos simulados. Adaptado de [78]. Distância entre os eletrodos (d) de 20 metros.	51
Tabela 7 - Sobretensões máximas para cada configuração de aterramento. Valor entre parênteses igual à diferença percentual em relação à resposta harmônica do aterramento (resposta completa ou $Z(\omega)$).....	52
Tabela 8 – Características geométricas e dados da linha de transmissão circuito 230 kV.....	52
Tabela 9 - Parâmetros do solo.....	75
Tabela 10 - Configuração dos casos estudados.....	86
Tabela 11 - Eficiência computacional das aproximações propostas	89

1. INTRODUÇÃO

Nesse capítulo apresentam-se os aspectos básicos relacionados à elaboração dessa pesquisa, como relevância, motivação e estrutura do documento.

1.1. Relevância e Motivação

As descargas atmosféricas ocorrem naturalmente. Esses fenômenos são complexos e, grosso modo, correspondem a intensas descargas elétricas que ocorrem na atmosfera [1, 2]. Elas podem ocorrer dentro da própria nuvem, entre nuvens, nuvem e solo e nuvem e estratosfera. Segundo estatísticas, menos de 25% das descargas são do tipo nuvem-solo. Contudo, elas apresentam maior interesse prático visto que podem gerar sobretensões em estruturas, como prédios e linhas de transmissão, causando riscos para sociedade em geral [1, 3].

Adicionalmente, as fontes geradoras de energia elétrica localizam-se afastadas dos grandes centros consumidores. No sistema elétrico brasileiro, por exemplo, 50,4% da energia elétrica é consumida na região sudeste, enquanto apenas 28,9% dessa energia é gerada nessa região [4, 5]. Dessa maneira, para transportar energia elétrica das fontes geradoras para as consumidoras existe a necessidade de um elemento de conexão entre elas para guiar as ondas eletromagnéticas: as linhas de transmissão. Essas linhas, em países de dimensões continentais (caso do Brasil), podem percorrer alguns milhares de quilômetros. Por exemplo, tem-se a linha do Rio Madeira que é a maior existente no Brasil (com extensão de aproximadamente 2400 km) [6]. Nesse percurso, essas linhas ficam “expostas” a diversos fenômenos que podem causar seu desligamento, como as descargas atmosféricas.

De acordo com o ponto de incidência da descarga atmosférica, pode-se atribuir duas designações para sua interação em linhas de transmissão¹: i) descarga direta (quando incide em um cabo fase, cabo para-raios ou no topo da torre) ou ii) descarga indireta (quando incide no solo nas proximidades da torre). Quando há essa conexão entre torre/linha e nuvem via descarga atmosférica, existe a possibilidade de se perder a linha em questão, devido aos transitórios eletromagnéticos que passam a circular no sistema de transmissão. Segundo [3, 7], o número de desligamentos devido às descargas indiretas é insignificante para linhas de tensão de operação superior a 69 kV. Esses desligamentos geram prejuízos anuais, no Brasil, de aproximadamente 600 milhões de reais [8]. Por exemplo, em torno de 70% dos desligamentos não programados de linhas de transmissão são causados por descargas atmosféricas [9, 1, 10, 11]. Além disso, entre 5 a 10% desses desligamentos resultam em danos permanentes [12]. Somado a isso, no Brasil, essas linhas estão em diversas regiões geográficas com condições severas, como por exemplo, a necessidade de atravessar rios com largura da ordem de alguns quilômetros.

¹ Deve-se tomar cuidado, pois na literatura pode-se encontrar o termo descarga direta para o caso onde a mesma incide no cabo fase e indireta quando existe incidência no cabo para-raios. Nessa tese, o termo é conforme apresentado no texto.

Quando existe a incidência direta de uma descarga atmosférica no sistema de transmissão, dois fenômenos físicos podem levar ao desligamento do circuito, a saber:

- i) *Flashover* – acontece quando existe a falha de blindagem dos cabos pararraios e a corrente de descarga que incide direto no cabo fase tem valor suficientemente grande para ionizar a cadeia de isoladores configurando um curto-circuito. Não existem muitas ações que podem ser feitas para redução das taxas de *flashover* a não ser, basicamente, um posicionamento ótimo de cabospararraios, garantindo a proteção de fases expostas.
- ii) *Backflashover* [13] – acontece quando a descarga atinge o topo da torre ou um dos cabos pararraios. Quando há tal incidência, a corrente se divide, onde uma parcela circula pelos cabos pararraios e parte trafega pela torre. Nessa circulação de corrente pela torre, existe uma sobretensão nas mísulas da torre que leva a superação da tensão de suportabilidade da cadeia de isoladores originando um curto-circuito entre o condutor de fase e a estrutura. Esta é uma das principais causas dos defeitos fase-terra em linhas de transmissão aéreas.

Nos casos de *backflashover* o aterramento elétrico desempenha um papel essencial para redução da sobretensão atmosférica. Quando a onda de tensão, que viaja ao longo da torre, chega no “pé da torre” e encontra o aterramento elétrico (uma descontinuidade) há uma reflexão das ondas eletromagnéticas. Essa tensão refletida volta para a mísula da torre reduzindo a sobretensão atmosférica. Dessa maneira, uma técnica muito empregada na melhoria de desempenho de linhas frente a descargas atmosféricas é a redução da impedância do aterramento elétrico. De fato, a maior parte dos esforços para melhoria de desempenho de linhas está direcionada a redução do *backflashover* [14].

A discussão anterior ilustra, de maneira sucinta, como uma incidência direta de uma descarga atmosférica pode causar o desligamento de determinada linha de transmissão em operação. Esses passos são válidos para qualquer tipo de linha de transmissão aérea. Dessa maneira, existem diversos trabalhos que abordam a determinação de sobretensões decorrentes de descargas atmosféricas que incidem em linhas aéreas, área essa conhecida como “desempenho de linhas de transmissão frente a descargas atmosféricas”. Dentre eles, podem ser citados os diversos trabalhos elaborados na COPPE/UFRJ, como os livros do Professor Carlos Portela e as teses e dissertações no tema por ele orientadas [15, 16, 17, 3, 18, 19, 20].

Um aspecto interessante no que se refere à modelagem dos componentes envolvidos para a análise de sobretensão devida a descargas atmosféricas reside no emprego de modelos relativamente bem estabelecidos e documentados na literatura. Tipicamente, em representações empregadas para a solução no domínio do tempo, como nos programas do tipo EMTP², as linhas de transmissão aéreas são representadas por parâmetros distribuídos e variantes na frequência. Contudo, uma das hipóteses adotadas encontra-se em considerar o comprimento total do circuito algumas ordens de grandeza maior que a mais elevada altura dos condutores envolvidos, além de aproximar o condutor como paralelo ao solo. Todavia, em diversas configurações, como no caso do cruzamento de longos rios, essas hipóteses são

²*Electromagnetic Transients Program: Software* amplamente utilizado para estudo de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos.

violadas, sendo assim necessária uma investigação de novas abordagens no que se refere à modelagem das linhas aéreas.

Por conseguinte, essa tese vai ao encontro de uma atual demanda que é o estudo de transitórios eletromagnéticos, causados por descargas atmosféricas, em sistemas de transmissão compostos por linhas com características não convencionais³. Essas linhas encontram-se, por exemplo, no norte do Brasil onde torres de aproximadamente 300 metros de altura e 2 km de vão são necessárias para atravessar o rio Amazonas [21]. Outro exemplo é de uma linha existente na China onde uma torre de 210 metros de altura e 1,4 km de vão é utilizada também para solucionar problema similar [22]. Além disso, as modelagens propostas nessa tese também são aplicadas para situações onde existam vãos desnivelados (caso de travessia de rios simples, por exemplo). Ademais, é também foco desse trabalho ilustrar a influência do aterramento elétrico nas sobretensões atmosféricas quando as torres apresentam alturas da ordem de centenas de metros.

1.2. Organização do Texto

O objetivo dessa tese de doutorado é verificar a influência dos modelos de linhas de transmissão aéreas com características geométricas não uniformes e os impactos nas sobretensões atmosféricas geradas nas mísulas das cadeias de isoladores. Para alcançar tal objetivo, esse documento encontra-se dividido em 6 capítulos, incluindo esse capítulo introdutório, além de 2 apêndices.

No capítulo 2 é apresentado um breve estudo do estado da arte da modelagem de linhas de transmissão aéreas uniformes e não uniformes. Nele, conceitos básicos são apresentados.

No capítulo 3 é apresentada, de maneira detalhada, a modelagem de linhas de transmissão aéreas não uniformes por meio de cascata de quadripolos. Além disso, é apresentada uma técnica para facilitar o ajuste vetorial de linhas aéreas juntamente com uma nova formulação que leva em consideração o comprimento finito de cada segmento do quadripolo.

No capítulo 4 é apresentada a principal contribuição desse trabalho que é a consideração da modelagem de linhas não uniformes por meio do modelo eletromagnético híbrido. Para isso, considerações quanto à interface ar-solo são feitas.

O capítulo 5 mostra o estudo de sobretensões atmosféricas na linha de transmissão do rio Amazonas. Além disso, é mostrada nesse capítulo a influência dos aterramentos elétricos em sobretensões atmosféricas nas cadeias de isoladores para torres altas (nesse caso, da ordem de 300 metros de altura).

O capítulo 6 apresenta as conclusões geradas nesse trabalho, além de discussões e propostas de trabalhos futuros.

³ Quando o termo “linhas não convencionais” é utilizado nessa tese o mesmo refere a linhas com vãos e alturas atípicos: vãos da ordem de alguns quilômetros e altura da ordem de algumas centenas de metros.

Finalmente, 2 desenvolvimentos alcançados nesta tese, com características inovadoras, são apresentados em 2 apêndices. No Apêndice A são descritos alguns aspectos básicos da modelagem de linhas de transmissão aéreas considerando as características dispersivas do solo, enquanto no B são apresentadas algumas modelagens transitórias do sistema de aterramento. Estes desenvolvimentos são deixados em apêndices porque, apesar de terem sido elaboradas durante a realização desta tese de doutorado, não são diretamente utilizados nos estudos apresentados no corpo principal da mesma.

1.3. Publicações Derivadas do Presente Trabalho

As seguintes publicações têm origem neste trabalho de doutorado, até o presente momento:

Artigos em periódicos:

1. Lima, A. C. S., **Moura, R. A. R.**, Gustavsen, B., Schroeder, M. A. O. Modelling of Nonuniform Lines Using Rational Approximation and Mode Revealing Transformation. IET Generation Transmission & Distribution, v. 11, p. 2050-2055, 2017. (DOI: 10.1049/iet-gtd.2016.1676)
2. Schroeder, M.A.O., Barros, M. T. C., Lima, A. C. S., Afonso, M. M., **Moura, R. A. R.** Evaluation of the impact of different frequency dependent soil models on lightning overvoltages. Electric Power Systems Research, v. 159, p. 40-49, 2018. (DOI: 10.1016/j.epsr.2017.09.020)

Artigo em periódico aceito para publicação futura:

1. Lima, A. C. S., **Moura, R. A. R.**, Schroeder, M. A. O, Barros, M. T. C. Assessment of Different Formulations for the Ground Return Parameters in Modeling Overhead Lines. Electric Power Systems Research.

Artigos em conferências nacionais ou internacionais:

1. **Moura, R. A. R.**, Schroeder, M A. O., Lima, A.C.S., Nascimento, L. C. Avaliação dos Efeitos do Solo e da Frequência nos Parâmetros Longitudinais e Transversais de Linhas de Transmissão Aéreas Trifásicas. XXIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica (SNPTEE), 2015, Foz do Iguaçu. XXIII SNPTEE, 2015.
2. **Moura, R. A. R.**, Lima, A.C.S., Schroeder, M. A.O., Barros, M. T. C. Evaluation of the High Frequency Response of Overhead Lines When Finite Length is Considered. GROUND'16, 2016, Porto de Galinhas - Pernambuco. International Conference on Grounding and Earthing & 7th International Conference on Lightning Physics and Effects, 2016.
3. **Moura, R. A. R.**, Schroeder, M. A.O., Lima, A.C.S., Barros, M. T. C. Rational modeling of overhead transmission lines considering finite length impedance and admittance expressions. Power Systems Computational Conference, 2016, Genoa - Italy. 19th Power Systems Computational Conference, 2016.
4. Schroeder, M. A. O., Barros, M. T. C., Lima, A.C.S., Afonso, M. M., **Moura, R. A. R.**, Assis, S. C. Assessment of a Frequency Dependent Soil Model Impact on Lightning Overvoltages. International Conference on Lightning Protection (ICLP), 2016, Estoril. Proceedings of 33rd ICLP, 2016.

5. Oliveira, A. J., Schroeder, M. A. O., **Moura, R. A. R.**, Barros, M. T. C., Lima, A.C.S. Adjustment of Current Waveform Parameters for First Lightning Strokes: Representation by Heidler Functions. International Symposium on Lightning Protection (SIPDA), 2017, Natal - Brazil. XIV SIPDA, 2017.
6. Lima, A.C.S., **Moura, R. A. R.**, Schroeder, M. A. O., Correia de Barros, M. T. Different approaches on modeling of overhead lines with ground displacement currents. International Conference on Power Systems Transients (IPST), 2017, Seoul. IPST 2017, 2017.
7. Schroeder, M.A.O., **Moura, R. A. R.**, Amaral, A. B., Lima, A. C. S., Correia de Barros, M. T. Transient Grounding Behavior: Field vs. Transmission Line Theories Considering Frequency-Dependent Soil Parameters. The IEEE Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON), 2017, São Paulo - SP. Proceedings of GEMCCON 2017, 2017.
8. Workshop no GEMCCON 2017. **Moura, R. A. R.**, Lima, A. C. S., Barros, M. T. C. Wideband Modelling of Underground Cables.

2. ESTADO DA ARTE

Nesse capítulo apresenta-se um estudo do estado da arte relacionado à modelagem de linhas de transmissão aéreas uniformes e não uniformes. No fim são realçadas também as principais contribuições dessa tese de doutorado.

2.1. Introdução

Historicamente, o primeiro trabalho relacionado a transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão é conhecido na literatura como “*arrival curve*” [23]. Esse trabalho elaborado pelo professor William Thomson, consiste na análise das correntes de saída de um cabo telefônico (transatlântico) dadas duas entradas de tensões diferentes: a) uma onda impulsiva e b) um degrau [24]. Com intuito de estudar a interferência de sistemas de potência em linhas telefônicas, a *Bell Telephone Laboratory* iniciou um estudo detalhado de linhas de transmissão [25, 26]. Durante o desenvolvimento desse estudo, algumas formulações para a consideração do retorno de corrente pelo solo foram obtidas, onde algumas delas ainda são utilizadas para cálculo de impedância e admitância de linhas de transmissão [25, 26, 27]. Em paralelo, em 1918, o pesquisador H. B. Dwight propôs uma formulação matemática para a consideração do fenômeno conhecido como efeito pelicular [28].

Adicionalmente, devido ao desligamento de um transformador de potência em 1926 na Pensilvânia, causado pela interação entre uma linha de transmissão e uma descarga atmosférica, o estudo da teoria de ondas eletromagnéticas começou a ser intensificado em sistemas de potência de alta-tensão [23]. Desde então, o estudo de transitórios eletromagnéticos associados com sistemas de potência é tópico de discussão entre diversos pesquisadores.

2.2. Linhas de Transmissão Aéreas Uniformes

As linhas de transmissão uniformes são aquelas em que o condutor elétrico percorrido pela corrente encontra-se equidistante do solo em toda sua extensão. Para isso, deve-se considerar a linha como infinitamente longa e, assim, o modo de propagação do campo eletromagnético pode ser considerado transversal eletromagnético (TEM).

A rigor físico, o modo de propagação de uma onda eletromagnética propagando em uma linha de transmissão somente pode ser considerado TEM assumindo a mesma propagando em um meio infinito em todas as direções. Nesses casos, tais ondas são governadas pela Equação (1) [29], também conhecida como equação do Telegrafista. Contudo, nos casos onde a distância entre os condutores percorridos por corrente é muito maior que seus raios, o comprimento da

linha é muito maior que essa distância e o raio do condutor elétrico que compõe a linha de linha de transmissão é muito maior que o comprimento de onda do sinal (*thin wire approximation*), pode-se aproximar essa propagação como quase-TEM.

Para o modo de propagação quase-TEM considerando a linha equidistante do solo, tem-se a chamada modelagem por linhas uniformes. Assim, ambos os parâmetros por unidade de comprimento podem ser assumidos como invariantes no espaço. Nesse caso particular existe a possibilidade de desacoplar a Equação (1), reduzindo a mesma para Equação (2). Logo, sua solução analítica no domínio da frequência fica dependente dos valores de $\mathbf{Z}(s)$ e $\mathbf{Y}(s)$. Esse modelo vem sendo usado na literatura para representar, por exemplo, cabos [30] e linhas de transmissão aéreas [31].

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{V}(s)}{dx} &= -\frac{d}{dx}\mathbf{Z}(x,s)\mathbf{I}(s) \\ \frac{d\mathbf{I}(s)}{dx} &= -\frac{d}{dx}\mathbf{Y}(x,s)\mathbf{V}(s)\end{aligned}\tag{1}$$

onde ambos impedância longitudinal por unidade de comprimento ($\mathbf{Z}(x,s)$) e admitância transversal por unidade de comprimento ($\mathbf{Y}(x,s)$) podem ser dependentes da frequência, mas independentes da posição (no caso de linhas uniformes). Neste caso, são representados por $\mathbf{Z}(s)$ e $\mathbf{Y}(s)$.

$$\begin{aligned}\frac{d^2\mathbf{V}(s)}{dx^2} &= \mathbf{Z}(s)\mathbf{Y}(s)\mathbf{V}(s) \\ \frac{d^2\mathbf{I}(s)}{dx^2} &= \mathbf{Y}(s)\mathbf{Z}(s)\mathbf{I}(s)\end{aligned}\tag{2}$$

Para o cálculo adequado de $\mathbf{Z}(s)$ e de $\mathbf{Y}(s)$ os parâmetros eletromagnéticos do solo (condutividade, permissividade e permeabilidade) devem ser levados em consideração.

Os primeiros trabalhos encontrados na literatura que contemplam o estudo de transitórios eletromagnéticos em linhas uniformes foram os de Pollaczek [32] e Carson [25]. Em seus trabalhos, eles consideraram a linha como infinitamente longa e paralela ao solo (premissa para linhas uniformes). Em ambos os trabalhos, existe a necessidade da solução de integrais indefinidas. Além disso, a consideração da corrente de deslocamento que circula pelo solo é desconsiderada (mais detalhes sobre a influência dessa aproximação na avaliação da linha podem ser vistos no Apêndice A).

A fórmula integral proposta por Carson para o retorno pelo solo foi estendida por Wise [26] para considerar a permissividade elétrica do solo. Diferentemente do caso proposto por Carson, as formulações de Wise levam em consideração a corrente de deslocamento no solo.

Baseado no documento apresentado por Wise, Nakagawa [33] reduziu mais uma suposição feita por Carson, que foi a consideração da permeabilidade magnética do solo igual a do espaço livre. Contudo, essa contribuição não foi muito efetiva, visto que foi mostrado experimentalmente que a permeabilidade magnética do solo é aproximadamente igual à do vácuo [34].

Na época, a solução de integrais numéricas era um grande problema devido à limitação de computadores digitais. Assim, em 1981, Deri et. al [31], por meio de aproximações assintóticas, apresentou um formalismo para uma “solução fechada” para as integrais infinitas propostas por Carson, empregando o chamado conceito do “plano complexo” ou imagens complexas. Nesse conceito, considera-se uma profundidade de penetração do retorno de corrente no método das imagens.

Em 2006, Noda [35] apresentou um trabalho similar ao proposto por Deri para aproximar as equações de Carson, onde há a possibilidade de aumentar a precisão dos trabalhos apresentados em [31], principalmente para o acoplamento mútuo entre condutores. Essa aproximação, duplo-logarítmica, é feita com o intuito de levar em consideração, diretamente, o ângulo entre os condutores a serem considerados. Para obter resultados mais precisos, Noda utiliza dois planos complexos e leva em consideração os valores das distâncias entre os condutores para fazer o cálculo da pertinência de cada plano complexo no resultado final da impedância longitudinal do solo.

Para o estudo de sobretensões atmosféricas, conforme pode ser visto nos trabalhos [29, 36], a formulação por aproximação assintótica proposta em [31] para o cálculo da impedância longitudinal e a consideração do solo como um condutor elétrico perfeito, i.e., considerando o método das imagens ideal no cálculo da admitância transversal, levam aos mesmos resultados numéricos das soluções que necessitam da resolução de integrais indefinidas.

Nos casos de linhas de transmissão uniformes pode-se aplicar o conceito de admitância nodal. Essa matriz, que relaciona as tensões nodais com as correntes nodais é, naturalmente, dependente das matrizes $\mathbf{Z}(s)$ e $\mathbf{Y}(s)$ e pode ser calculada conforme (3) [37].

$$[\mathbf{Y}_n] = \begin{bmatrix} Y_c(U + A^2)(U - A^2)^{-1} & -2Y_c A(U - A^2)^{-1} \\ -2Y_c A(U - A^2)^{-1} & Y_c(U + A^2)(U - A^2)^{-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

onde $Y_c = \mathbf{Z}^{-1} \sqrt{\mathbf{ZY}}$, $A = e^{-l\sqrt{\mathbf{ZY}}}$, l é o comprimento da linha e U é a matriz identidade.

2.3. Linhas de Transmissão Aéreas Não Uniformes

A solução da equação do Telegrafista de maneira analítica, da relação entre corrente e tensão ao longo da linha (no domínio da frequência), somente existe para o caso de linhas uniformes. Essa abordagem permite soluções eficientes por meio do método das ondas viajantes. Contudo, existem diversas situações onde essa suposição não é válida como, por exemplo, no caso de linhas que atravessam rios e fiordes, onde a altura do condutor varia abruptamente ao longo da extensão da linha, caso presente na floresta Amazônica [38, 39]. Esses casos são usualmente referidos como linhas não uniformes (LnU) e, em geral, não apresentam solução analítica para a relação corrente/tensão ao longo da linha no domínio da frequência.

Uma das primeiras abordagens para resolver o problema de LnU é baseada no uso de diferenças finitas [40]. Esse método implica na discretização espacial ao longo da linha e

resolvendo as equações de campo no domínio do tempo. Essa metodologia apresenta a vantagem de implementação direta de fenômenos não lineares. Contudo, apresenta dificuldades na inclusão da variação de parâmetros no domínio da frequência. Além disso, consome um grande tempo computacional.

Em seguida, foi proposta a representação da LnU usando cascata de linhas uniformes e, então, o uso do conceito de *chain matrix*, i.e., uma matriz de transferência de corrente e tensão relacionando a entrada e saída de cada segmento. Essa técnica é utilizada para obter uma admitância nodal equivalente [41]. Ela será utilizada nessa tese como referência.

Mais recentemente, foi proposto representar a linha diretamente por uma matriz de transferência [42] com as respostas no domínio do tempo sendo obtidas via integração numérica [43]. Entretanto, oscilações numéricas podem ocorrer (ver Fig. 11 em [43]).

Outra possibilidade seria considerar que tanto a impedância longitudinal quanto a admitância transversal têm uma dependência espacial conhecida, e.g., com decaimento exponencial ao longo do circuito. Esse procedimento é conhecido como linha exponencial e tem aplicação em linhas sem perdas [44], linhas com perdas [45] e modelagem de torres considerando a dependência da frequência [46, 47]. Com essa representação é possível obter uma solução analítica da relação tensão/corrente. Contudo, essa técnica não é aplicável para o caso de linhas polifásicas. Dessa maneira, fica clara lacuna de conhecimento e a necessidade de representar a LnU em simuladores computacionais.

2.4. Principais Contribuições

Conforme foi comentando nesse estudo do estado da arte, a modelagem de LnU ainda se encontra em aberto. Pelos estudos presentes até agora, o autor concluiu que a melhor maneira da modelagem de LnU encontra-se no conceito de cascata de quadripolos. Contudo, algumas limitações numéricas e físicas foram encontradas durante a aplicação de tal modelo, a saber: i) dificuldade na síntese de funções racionais necessárias para a representação de redes variantes na frequência multifásicas para implementação em *softwares* de transitórios eletromagnéticos e ii) inconsistência das condicionantes físicas empregadas na consideração do modelo para o cálculo de cada segmento uniforme.

Dessa maneira, as primeiras contribuições desse trabalho de doutorado encontram-se em um melhor condicionamento da modelagem por cascata de quadripolos. Em seguida, é também proposta nessa tese a aplicação de uma técnica alternativa na solução numérica de LnU baseado no modelo eletromagnético híbrido (HEM, do inglês *Hybrid Electromagnetic Model*). Além disso, uma aproximação de ordem prática é apresentada, com o objetivo de agilizar o processo computacional. Estes desenvolvimentos encontram-se detalhados nos Capítulos 3 e 4, respectivamente.

Por fim, tem-se também como produto o estudo de sobretensões atmosféricas em torres altas, com diversas informações sobre a influência dos modelos de linha e do aterramento elétrico, cujo detalhamento é reservado para o Capítulo 5.

Outros resultados importantes dessa tese de doutorado referem-se aos limites de validade da desconsideração da corrente de deslocamento no retorno pelo solo e técnicas alternativas para melhoria do desempenho computacional no cálculo da impedância harmônica do aterramento elétrico. Dado que tais assuntos não constituem pontos principais dessa pesquisa e devido as longas manipulações matemáticas, essas contribuições foram condensadas nos Apêndices A e B.

3. MODELAGEM DE LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS NÃO UNIFORMES POR MEIO DE CASCATA DE QUADRIPOLOS

Nesse capítulo apresenta-se a modelagem de LnU por meio de cascata de quadripolos considerando o comprimento finito de cada segmentação. Além disso, apresenta-se também a aplicação de um método numérico no auxílio do ajuste racional da linha de transmissão.

3.1. Introdução

O aspecto chave na avaliação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência está na correta determinação dos parâmetros eletromagnéticos da rede que envolve o sistema a ser estudado [48]. Em estudos de linhas de transmissão aéreas submetidas a transitórios eletromagnéticos, a aproximação de que a onda excitante é quase-TEM leva as matrizes impedância e admitância a serem facilmente implementadas em modelos computacionais [49, 50].

Para modelagem de linhas de transmissão aéreas, existem algumas hipóteses simplificadoras. Entre elas, a de que a altura da linha é uniforme ao longo de sua extensão (como comentado no capítulo 2 dessa tese). Contudo, outra hipótese comumente aplicada é que, nos parâmetros por unidade de comprimento, a linha é considerada infinitamente longa. Essas premissas são consideradas para determinar a impedância de retorno pelo solo de cabos e de linhas de transmissão [32, 25, 27] por meio das expressões simplificadas como o plano complexo de Deri [31] e outras aproximações assintóticas [51]. Ademais, em [52] foi proposta uma modificação nas expressões do cálculo dos parâmetros por unidade de comprimento de linhas aéreas considerando seu comprimento finito.

Nesse capítulo é apresentada a modelagem de LnU por cascata de quadripólos. Mais adiante, é introduzida uma alteração no modelo tradicionalmente utilizado na literatura que é a consideração do comprimento finito de cada segmento. Finalmente, uma linha existente na Amazônia, com comprimento de aproximadamente 2 km e flecha da ordem de 300 metros (para os cabos fase) é avaliada.

3.2. Modelagem de Linhas Não Uniformes por Meio de Cascata de Quadripolos

Linhas de transmissão com desnivelamento, usualmente, não podem ser aproximadas como uniforme, visto que a aproximação de que ela encontra-se equidistante do solo é violada. Contudo, para determinados intervalos da linha, essa aproximação pode ser válida. Assim, o procedimento conhecido como cascata de quadripolos é implementado subdividindo a linha de transmissão, onde cada segmento é aproximado por uma linha uniforme.

Essa implementação é feita por meio de análise nodal, onde todas as matrizes de admitância nodal, de cada segmento, são combinadas em uma única matriz. Em situações com diversos segmentos, uma abordagem eficiente consiste no uso da representação por *chain matrix* de cada segmentação, evitando a necessidade da inversão de uma admitância matricial ampla (global). Com intuito de ilustrar esse procedimento, considere o vão não simétrico ilustrado na Figura 1. Assuma que esse vão particular, que de fato é uma LnU, dada a variação de altura das torres, pode ser aproximado por três linhas uniformes, L_1 , L_2 e L_3 (como ilustrado na Figura 1). Adicionalmente, considere que cada linha uniforme tem uma matriz admitância Y_i – Equação (4).

$$\mathbf{Y}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{i,11} & -\mathbf{Y}_{i,12} \\ -\mathbf{Y}_{i,21} & \mathbf{Y}_{i,22} \end{bmatrix} \quad (4)$$

com $\mathbf{Y}_{i,11} = \mathbf{Y}_{i,22}$ e $\mathbf{Y}_{i,12} = \mathbf{Y}_{i,21}$ podendo ser definidas no domínio das fases pela Equação (5) [53].

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{i,11} &= \mathbf{Y}_{c,i} (\mathbf{I} + \mathbf{H}_i^2) (\mathbf{I} - \mathbf{H}_i^2)^{-1} \\ \mathbf{Y}_{i,12} &= 2\mathbf{Y}_{c,i} \mathbf{H}_i (\mathbf{I} - \mathbf{H}_i^2)^{-1} \end{aligned} \quad (5)$$

onde \mathbf{Y}_{c_i} é a matriz admitância característica, \mathbf{H}_i é a matriz função de propagação para a segmentação L_i do vão e \mathbf{I} é a matriz identidade. A matriz admitância nodal para cada linha uniforme é convertida em uma matriz de transferência (\mathbf{Q}_i) relacionando tensão e corrente entre as duas extremidades, conforme Equação (6).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{j+1} \\ \mathbf{i}_{j+1} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_i \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}_j \\ \mathbf{i}_j \end{bmatrix} \quad (6)$$

Essa matriz de transferência, também conhecida como *chain matrix* [41], para cada segmento L_i , pode ser obtida conforme mostrado na Equação (6). Adicionalmente, \mathbf{Q}_i pode ser obtida de acordo com a Equação (7).

$$\mathbf{Q}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B}_i \\ \mathbf{C}_i & \mathbf{D}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{i,21}^{-1} \mathbf{Y}_{i,22} & \mathbf{Y}_{i,21}^{-1} \\ -\mathbf{Y}_{i,12} + \mathbf{Y}_{i,11} \mathbf{Y}_{i,12}^{-1} \mathbf{Y}_{i,22} & \mathbf{Y}_{i,11} \mathbf{Y}_{i,12}^{-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Repetindo o processo para todos os segmentos, pode-se obter a matriz de transferência da LnU fazendo a multiplicação em cascata de todos os elementos – Equação (8).

$$\mathbf{Q}_a = \mathbf{Q}_1 \cdot \mathbf{Q}_2 \cdot \mathbf{Q}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Da matriz de transferência da Equação (8) é possível obter a matriz admitância nodal equivalente \mathbf{Y}_{eq} , como ilustrado na Equação (9).

$$\mathbf{Y}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{DB}^{-1} & \mathbf{C} - \mathbf{DB}^{-1}\mathbf{A} \\ -\mathbf{B}^{-1} & -\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Como a matriz descrita na Equação (9) é simétrica, até mesmo para linhas não uniformes, apenas três dos quatro blocos precisam ser calculados, devido à relação mostrada na Equação (10).

$$\mathbf{C} - \mathbf{DB}^{-1}\mathbf{A} = (-\mathbf{B}^{-1})^T \quad (10)$$

Esse processo é capaz até mesmo de considerar efeito de fonte distribuída ao longo da LnU, como pode ser visto em [54].

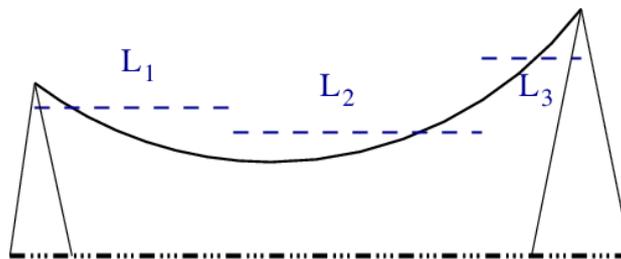


Figura 1 – Esquema representativo de um vão não simétrico usando cascata de linhas uniformes. Adaptado de [55].

3.3. Consideração do Comprimento Finito da Linha na Modelagem via Quadripolos

Conforme citado anteriormente, para a implementação da cascata de quadripolos é necessário o cálculo dos parâmetros por unidade de comprimento ($\mathbf{Z}(s)$ e $\mathbf{Y}(s)$) de cada segmento. Normalmente, esses parâmetros são calculados considerando o retorno de corrente pelo solo aproximando a linha como infinitamente longa. Contudo, em alguns casos, o comprimento de cada segmento é da ordem da altura do mesmo, violando a aproximação de linha infinita. Para contornar tal problema, é proposta nesta tese uma modificação do método dos quadripolos, onde no cálculo das expressões da impedância e admitância por unidade de comprimento da linha foram utilizadas as equações divulgadas em [52] que, de maneira resumida, são apresentadas a seguir.

Considere um caso de uma linha aérea com duas fases (ou dois condutores) sobre um solo homogêneo e uniforme. O condutor i tem uma altura h_i , raio r_i e comprimento s_1 , enquanto que o condutor j tem uma altura h_j , raio r_j e comprimento s_2 . A distância horizontal entre os condutores é y_{ij} e as expressões para o cálculo da impedância e admitância por unidade de comprimento podem ser dadas conforme Equações (11) e (12).

$$Z_{ij} = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_0^{x_{j1}} \int_0^{x_{j2}} \left(\frac{ds_1 ds_2}{\sqrt{(s_1-s_2)^2 + d_{ij}^2}} - \frac{ds_1 ds_2}{\sqrt{(s_1-s_2)^2 + S_{ij}^2}} \right) \quad (11)$$

onde $d_{ij} = \sqrt{(h_i - h_j)^2 + y_{ij}^2}$, $S_{ij} = \sqrt{\left(h_i + h_j + 2 \frac{\rho_s}{j\omega\mu} \right)^2 + y_{ij}^2}$, x_i é o comprimento do eletrodo i , x_{j1} e x_{j2} são, respectivamente, as posições iniciais e finais do eletrodo j considerando o início do eletrodo i como referência e a resistividade do solo é ρ_s .

$$\mathbf{Y} = j\omega 2\pi\epsilon \mathbf{P}_0^{-1} \quad (12)$$

onde a matriz \mathbf{P}_0 tem os elementos conforme Equação (13). Maiores detalhes sobre a modelagem resumida acima podem ser encontrados em [52].

$$P_{ij} = \frac{1}{2} \int_0^{x_{j1}} \int_0^{x_{j2}} \left(\frac{ds_1 ds_2}{\sqrt{(s_1-s_2)^2 + d_{ij}^2}} - \frac{ds_1 ds_2}{\sqrt{(s_1-s_2)^2 + S_{ij}^2}} \right) \quad (13)$$

3.4. Modelo Racional Usando Transformação de Modo Revelador

A matriz nodal equivalente \mathbf{Y}_{eq} , Equação (9), agora pode ser calculada em um conjunto discreto de frequências (s_k , $\mathbf{Y}_{eq}(s_k)$) e ajustada em um modelo racional passivo e com polos estáveis - Equação (14). O modelo resultante pode ser incluído em *softwares* do tipo EMTP usando circuitos equivalentes ou via convolução recursiva [56].

$$\mathbf{Y}_{eq}(s) \cong \mathbf{R}_0 + \sum_{n=1}^N \frac{\mathbf{R}_n}{s - p_n} \quad (14)$$

Obter o modelo (14) não é trivial visto que \mathbf{Y}_{eq} apresenta uma combinação de autovalores com grandes diferenças de amplitude. Há autovalores bem pequenos no espectro de frequência e outros bastantes elevados associados às ressonâncias ou antirressonâncias. Tipicamente, ao realizar a aproximação racional, perde-se a precisão no que se refere à representação dos autovalores pequenos. Sendo assim, para prevenir essa perda de precisão, que pode causar resultados inconsistentes na resposta temporal, já que durante a solução do circuito ocorre a inversão de \mathbf{Y}_{eq} levando a uma amplificação considerável desses pequenos erros, foi feito o uso de uma transformação conhecida como Transformação de Modo Revelador (ou do inglês, MRT) introduzido em [57]. O MRT tem como objetivo melhorar a observabilidade desses pequenos autovalores. Isso é feito escolhendo uma matriz de transformação \mathbf{T} tal que ela preserve as propriedades físicas de simetria, realismo, estabilidade, causalidade e passividade. Essa técnica pode ser compreendida como uma alternativa ao ajuste vetorial modal [58, 59] sem elevado custo computacional.

O processo da MRT é descrito a seguir. Primeiro calculam-se os autovalores da matriz \mathbf{Y}_{eq} a ser ajustada e determina-se a frequência onde ocorre a maior razão entre o maior e menor

autovalor. Por exemplo, se $\lambda(\mathbf{Y}_{eq})$ é a matriz de autovalores de \mathbf{Y}_{eq} , então $\kappa(s_0)$ é calculado conforme Equação (15).

$$\kappa(s_0) = \max_s [\max(\text{abs}(\lambda(\mathbf{Y}_{eq}(s)))) / \min(\text{abs}(\lambda(\mathbf{Y}_{eq}(s))))] \quad (15)$$

Em seguida, a matriz de autovetores \mathbf{T} em s_0 é rotacionada de maneira a minimizar a parte imaginária e aproximada por $\mathbf{T}_0 = \text{Re}(\mathbf{T})$. A matriz MRT é então obtida da aproximação ortogonal mais próxima de \mathbf{T}_0 usando decomposição em valores singulares, i.e., Equação (16).

$$\mathbf{T}_0 = \mathbf{U} \cdot \Sigma \cdot \mathbf{V}^H \quad e \quad \mathbf{Q} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{V}^H \quad (16)$$

Usando \mathbf{Q} obtém-se uma matriz admitância nodal modificada – Equação (17).

$$\bar{\mathbf{Y}} = \mathbf{Q}^T \cdot \mathbf{Y}_{eq} \cdot \mathbf{Q} \quad (17)$$

Essa nova matriz será sujeitada à aproximação por modelo racional – Equação (18).

$$\bar{\mathbf{Y}} \cong \sum_{m=1}^{N_p} \frac{\bar{\mathbf{R}}_m}{s - a_m} + \bar{\mathbf{R}}_0 \quad (18)$$

O reforço de passividade no modelo da Equação (18) é feito por meio de perturbação de resíduos, conforme descrito em [60]. Finalmente, a transformada inversa do MRT é aplicada e, então, o modelo racional da matriz \mathbf{Y} é obtido conforme Equação (19).

$$\mathbf{Y}_{eq} \cong \sum_{m=1}^{N_p} \frac{\mathbf{Q} \cdot \bar{\mathbf{R}}_m \cdot \mathbf{Q}^T}{s - a_m} + \mathbf{Q} \cdot \bar{\mathbf{R}}_0 \cdot \mathbf{Q}^T \quad (19)$$

3.5. Exemplo: Travessia do rio Amazonas

Para ilustrar o processo descrito nas seções precedentes, considere o caso da travessia do rio Amazonas. A Figura 2 retrata a catenária dessa linha (essa curva foi obtida por meio da Equação (20), considerando $q = 1,73$ km para os cabos fase e 4,26 km para os cabos pararraios). Ela apresenta vão de 2,1 km e flecha de 300 metros para os cabos fase e 100 metros para os cabos pararraios. Subjacente à linha encontra-se água do rio Amazonas, com resistividade de aproximadamente 20 $\Omega \cdot m$. Os dados dessa linha podem ser encontrados na Figura 3 e na Tabela 1. Para modelagem da linha via método dos quadripolos, foram consideradas 35 segmentações (cada um com 60 metros de comprimento). É importante ressaltar que a determinação do comprimento das segmentações foi obtida levando em conta o critério de Courant-Friedrichs-Lewy [54], onde cada segmentação deve ter um comprimento de no mínimo 30 metros [61]. Esse critério é uma condição necessária para a convergência, quando existe a necessidade de resolver numericamente elementos discretizados no espaço.

Para avaliar o impacto da metodologia proposta, três abordagens foram adotadas: i) linha uniforme, onde é considerada uma altura média dos condutores fase e pararraios; ii) LnU via quadripolos considerando os parâmetros por unidade de comprimento Y e Z por meio do método das imagens complexas (LnU_{Deri}), sendo que o comprimento da linha é considerado infinito e iii) LnU via quadripolos considerando o comprimento finito no cálculo dos parâmetros por unidade de comprimento ($\text{LnU}_{\text{Ametani}}$).

$$y = q \left(\cosh \left(\frac{x}{q} \right) - 1 \right) \quad (20)$$

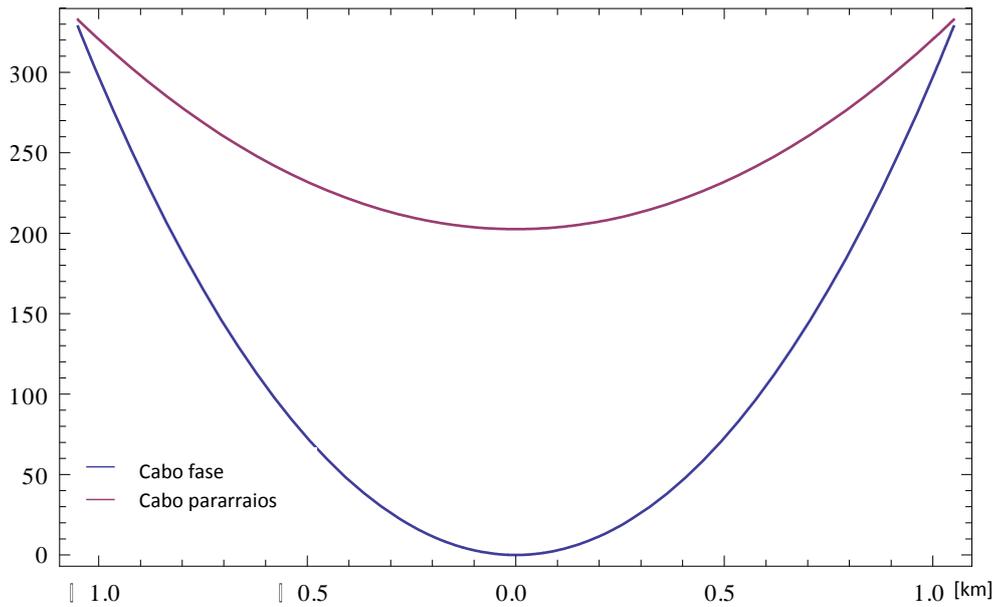
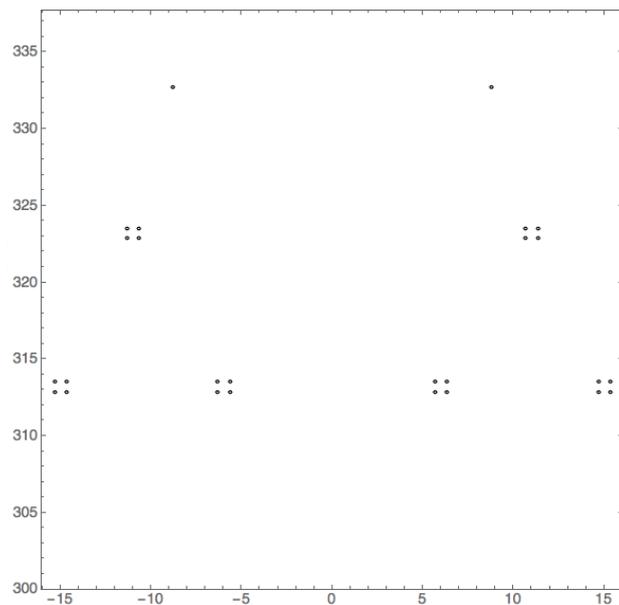


Figura 2 – Catenária da linha que atravessa o Rio Amazonas.



(a) Foto real da torre



(b) Feixe dos condutores e cabos pararraios

Figura 3 – Foto da torre instalada no Rio Amazonas e arranjo dos condutores.

Tabela 1 – Características geométricas e elétricas da linha de transmissão que atravessa o Rio Amazonas.

Tensão de operação	500 kV
Número de condutores/fase	4
Número de cabos pararraios	2
Distância entre subcondutores	0,457 m
Altura fase A	313,2 m
Altura fase B	323,2 m
Altura fase C	313,2 m
Altura cabos pararraios	332,7 m
Diâmetro conductor fase	29,591 mm
Diâmetro conductor pararraios	9,14 mm
Distância horizontal entre condutores fase	5 m
Distância horizontal entre condutores pararraios	17,6 m

No comportamento das respostas transitórias decorrentes de todas as abordagens, considerou-se o circuito esquemático apresentado na Figura 4, onde o terminal #1 representa o início da linha de transmissão e o #2 o fim. Uma tensão do tipo dupla-exponencial, com tempo de frente e tempo de cauda dados por, respectivamente 1,2 e 50 μ s, é injetada no terminal #1. Um tempo total de 80 μ s foi simulado e os resultados foram obtidos via transformada numérica de Laplace. Além disso, com intuito de reduzir possíveis ruídos foi aplicado o filtro anti-aliasing de Von Hann [62].

A Figura 5 retrata a resposta temporal no terminal #2 no nó 7 usando todas as abordagens. Pode ser notado que diferenças consideráveis aparecem entre as modelagens. O uso dos modelos de LnU apresentam as maiores sobretensões para o caso estudado. Ademais, segundo a Figura 5 pode-se perceber que a curva associada à abordagem LnU_{Deri} apresenta oscilações inexistentes nas demais curvas. Essas oscilações são decorrentes da consideração da linha como infinitamente longa no cálculo de **Y** e **Z**. Isto foi confirmado mediante a alteração do número de segmentações, onde se verificou que a intensidade das oscilações se reduzia quanto menor o número de intervalos, ou seja, quanto maior o tamanho de cada segmento. Essas oscilações podem ser mais facilmente observadas nas parcelas induzidas. A Figura 6 ilustra tais parcelas de tensão no nó 8.

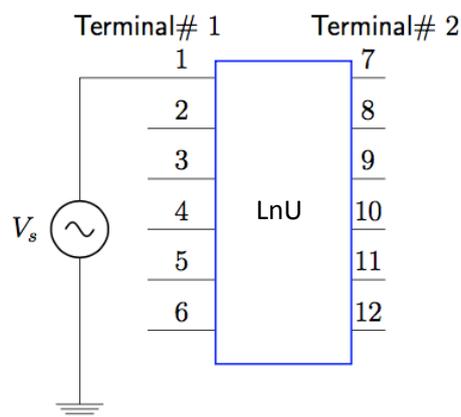


Figura 4 – Circuito esquemático para a resposta de uma entrada no nó #1.

Devido as oscilações numéricas supracitadas, optou-se por encontrar os modelos racionais aproximados apenas dos casos linha uniforme e $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$. Essa escolha também está associada à dificuldade encontrada em garantir a passividade da LnU_{Deri} , provavelmente natural desse mau condicionamento numérico do problema. Para o ajuste vetorial, duas abordagens foram adotadas: i) ajuste direto, i.e., obtendo o modelo diretamente de sua admitância nodal e ii) ajuste com auxílio do MRT, ou seja, aumentando a observabilidade dos pequenos autovalores existentes no espectro inferior de frequência.

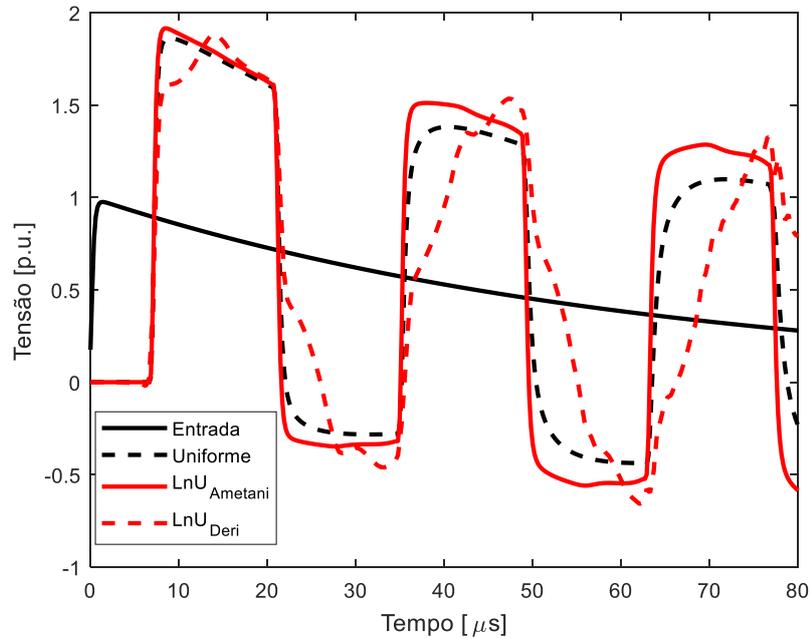


Figura 5 – Tensão no fim da primeira fase (nó 7) no terminal #2, considerando uma entrada do tipo dupla exponencial (1,2/50 μs) na mesma fase, contudo no terminal #1.

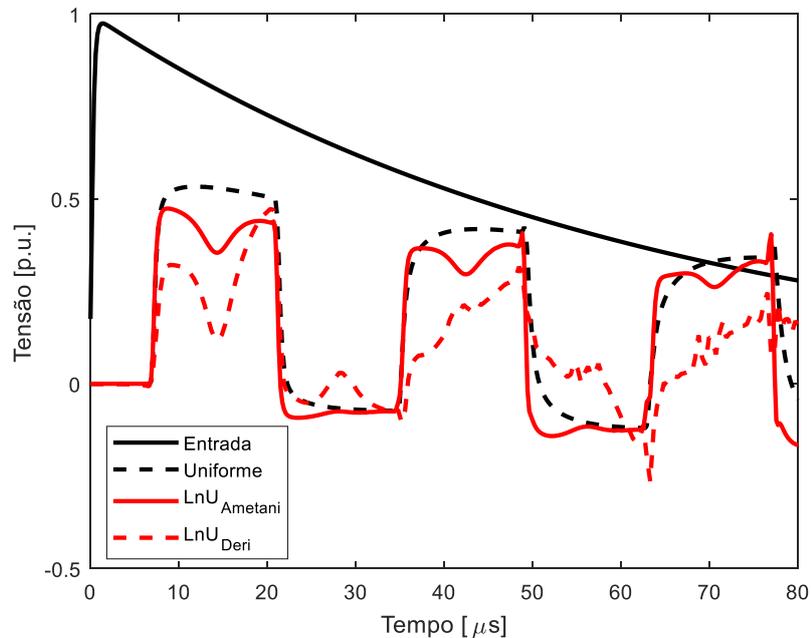


Figura 6 – Tensão no fim da segunda fase (nó 8) no terminal #2, considerando uma entrada do tipo dupla exponencial (1,2/50 μs) na primeira fase, contudo no terminal #1.

A Figura 7 ilustra o módulo da admitância nodal e a resposta em frequência do modelo racional obtido via ajuste vetorial para a abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$ considerando o ajuste direto. Na Figura 8 é apresentando o ajuste via modelagem de linha uniforme com altura média e com comprimento de 2,1 km. Em ambos os cenários, inicialmente, o modelo racional usando 50 pólos apresentou um bom ajuste. Contudo, algumas inexatidões foram encontradas nos autovalores ajustados. Essas divergências podem ser vistas na Figura 9 (para $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). Desvios consideráveis nos autovalores associados com a resposta em circuito aberto no espectro inferior de frequência foram encontrados.

Pode-se pensar que um aumento no número de polos providenciaria uma maior precisão, eliminando essas divergências. A Figura 10 ilustra os autovalores, contudo considerando 80 pólos no modelo racional. Apesar de existir uma melhora na observabilidade dos pequenos autovalores, esse aumento do número de polos não foi suficiente para eliminar a inexatidão.

Apesar de visível, com a melhoria obtida no modelo ajustado, as divergências não foram eliminadas com o aumento do número de polos. Tal fato está associado com o crescimento não linear do tempo consumido para fazer o reforço de passividade e com a memória computacional necessária durante esse processo, que inviabilizam tal solução. Por exemplo, para o caso estudado, após 120 pólos não foi possível encontrar um sistema passivo. Além disso, para verificar o aumento do esforço computacional, a Tabela 2 ilustra o mesmo em função do número de polos do modelo ajustado, considerando um computador com processador Intel I7 (I7-3770) com 12 Gb de RAM.

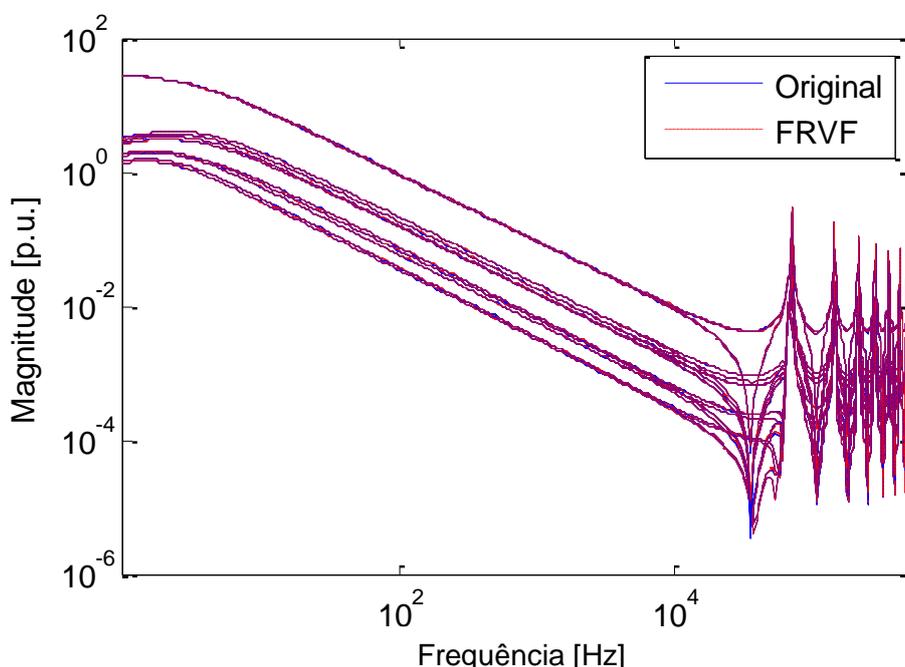


Figura 7 – Admitância nodal e modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 50 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$).

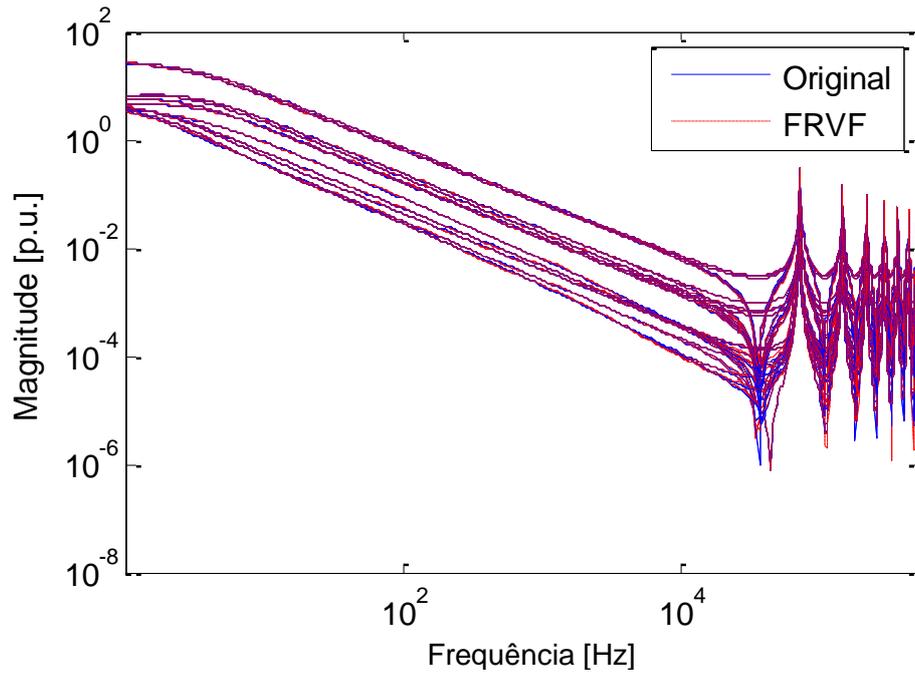


Figura 8 – Admitância nodal e modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 50 polos (abordagem Linha Uniforme).

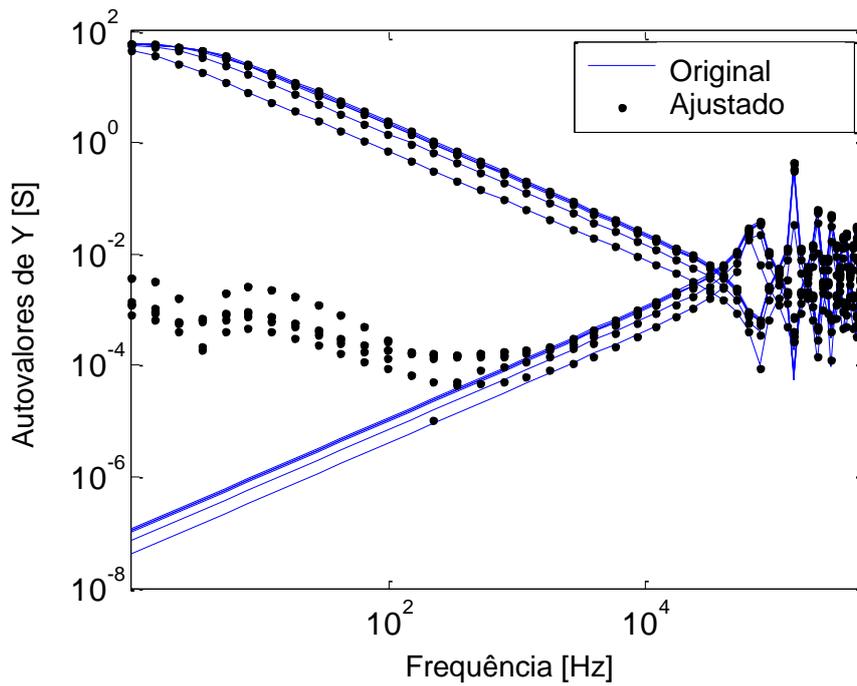


Figura 9 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da Travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 50 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). Modelo obtido por ajuste direto.

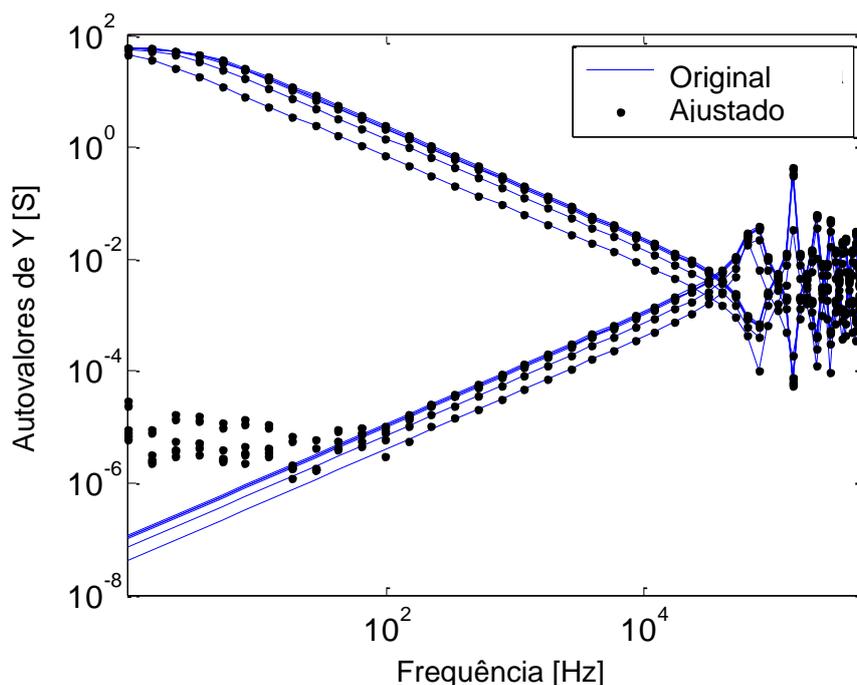


Figura 10 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (abordagem $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). Modelo obtido por ajuste direto.

Tabela 2 – Esforço Computacional para o reforço de passividade do modelo racional.

Número de pólos	Tempo [minutos]
40	3,3
50	4,5
60	5,5
70	7,2
80	23,7

Alternativamente, uma solução seria a aplicação do MRT. De posse de tal ferramenta, é possível aumentar a observabilidade desses autovalores e melhorar o modelo ajustado. A Figura 11 compara os autovalores do sistema original e do modelo racional considerando a aplicação do MRT antes de fazer uso do ajuste vetorial. Uma melhora significativa pode ser vista no espectro inferior de frequência.

Similarmente, foi feito o ajuste da linha uniforme considerando também ajuste direto ou com auxílio do MRT. A Figura 12 compara o comportamento dos autovalores obtidos usando a modelagem linha uniforme e os autovalores correspondentes do modelo racional obtido via ajuste direto. Como observado no caso anterior, o modelo racional apresenta divergências nos pequenos autovalores do espectro inferior de frequência. A Figura 13 retrata o ajuste da mesma resposta na frequência, contudo o MRT é aplicado anteriormente ao ajuste vetorial. Mais uma vez, pode ser visto que o MRT melhora a observabilidade do modelo ajustado. Em contrapartida, a aplicação do MRT aumenta o erro médio do modelo racional. Contudo, para o caso ajustado esse erro médio não interferiu de maneira prática nos resultados.

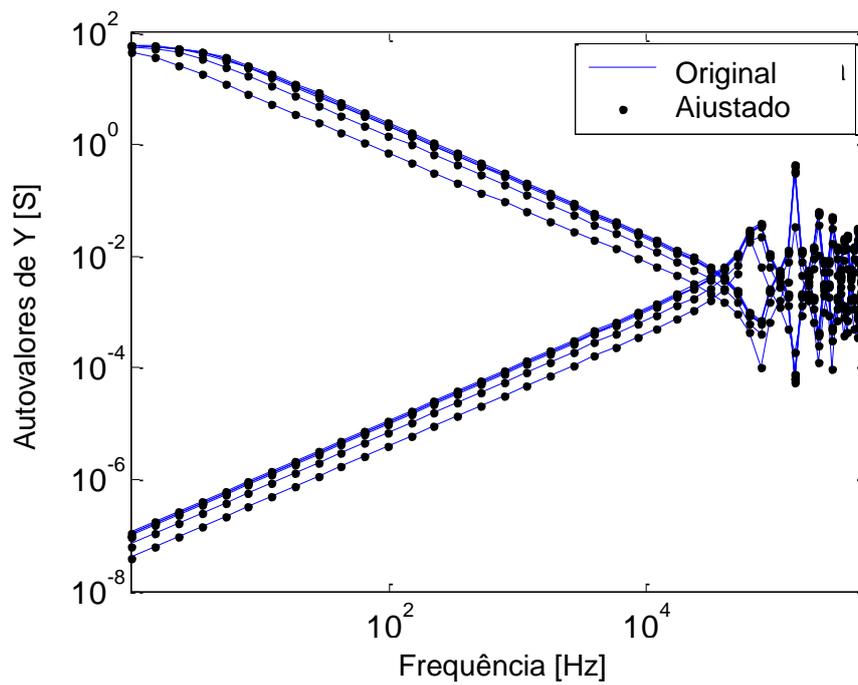


Figura 11 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (abordagem $\text{Ln}U_{\text{Ametani}}$). MRT aplicado antes de obter o modelo racional.

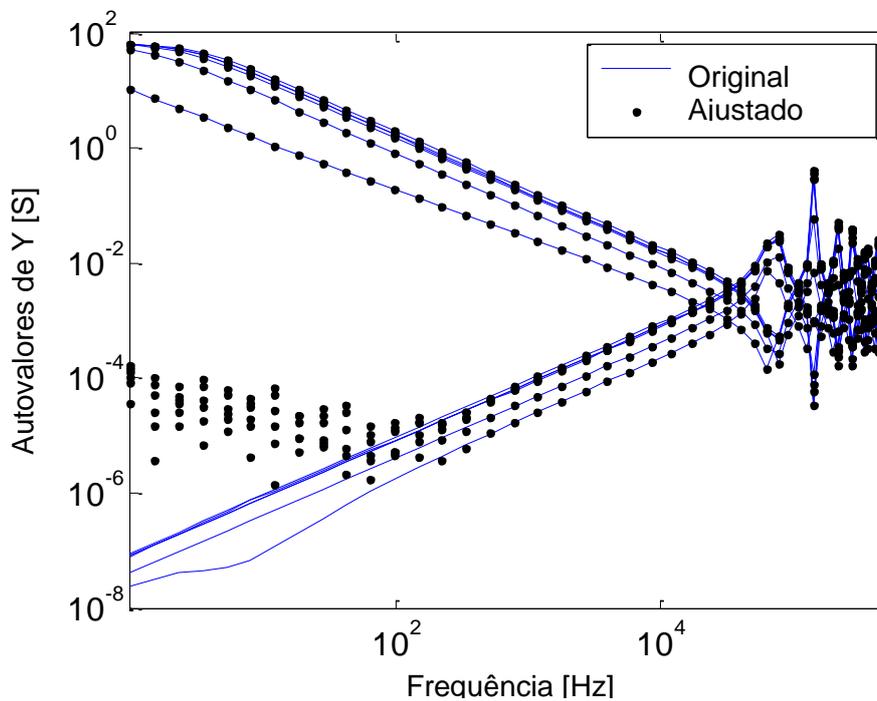


Figura 12 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (linha uniforme). Modelo obtido por ajuste direto.

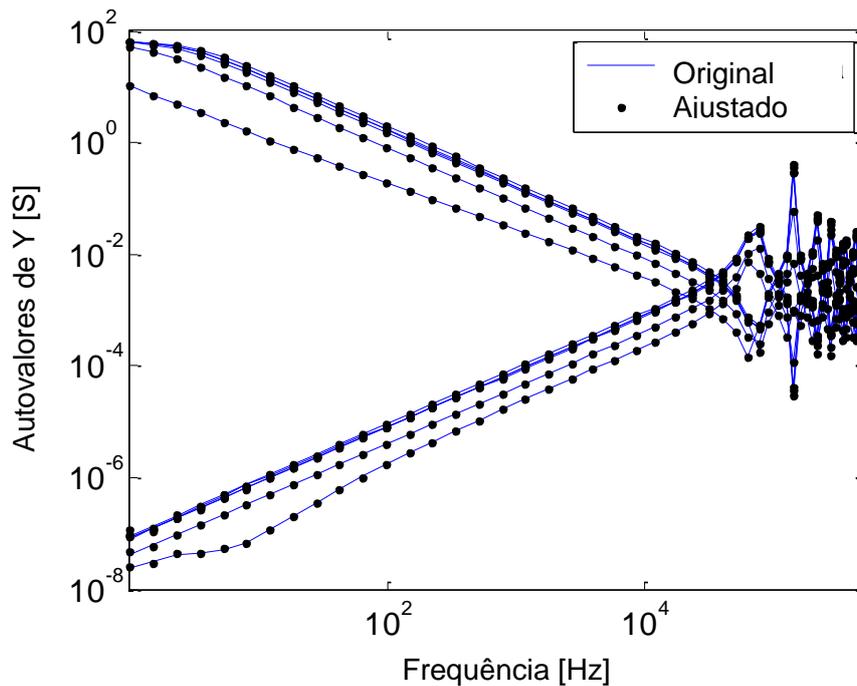


Figura 13 – Autovalores da admitância nodal e do modelo racional da travessia do Rio Amazonas. Modelo racional obtido usando 80 polos (linha uniforme). MRT aplicado antes de obter o modelo racional.

3.6. Discussão

O presente capítulo apresenta uma formulação para a representação de linhas não uniformes quando se considera a cascata de quadripolos e a obtenção da matriz de admitância nodal equivalente do conjunto. Considera o impacto do comprimento finito dos circuitos nos parâmetros unitários e avalia o ganho computacional e em termos de precisão do aumento da observabilidade dos autovalores do espectro inferior de frequência via MRT. Pode-se perceber, segundo os resultados, que a consideração do comprimento finito no cálculo de cada quadripolo eliminou as oscilações numéricas encontradas nas respostas temporais. Tal resultado corrobora a idéia que quanto mais perto do comportamento físico de um sistema for a representação, melhor condicionado ele será.

Também pode ser visto nos resultados que a aplicação do MRT melhorou de maneira expressiva o ajuste dos autovalores no espectro inferior de frequência. Conforme citado, essa melhora caracteriza em um aumento no erro médio do modelo. Dessa maneira, para cada caso particular um estudo de custo benefício no número de polos e implementação ou não do MRT deve ser feita.

Deve-se, ainda, ressaltar alguns aspectos físicos das formulações empregadas neste capítulo. As aproximações assintóticas empregadas em [52] são obtidas supondo uma linha de transmissão infinitamente longa, i.e., onde o comprimento do circuito é suposto muito maior que a maior altura horizontal dos condutores considerados. Contudo, como pode ser visto em [63, 64], onde se considera um dipolo elétrico para a representação da corrente ao longo

dos condutores, é possível considerar que o efeito do solo real seja aproximado por uma série de imagens complexas e que em primeira aproximação há um domínio de apenas uma imagem, levando-se com isso a um formalismo idêntico ao adotado em [52].

Outro ponto de destaque reside no fato de que no caso dos circuitos que cruzam as margens do rio Amazonas há segmentos com alturas acima de 300 m, mas com comprimentos bastante inferiores a essa distância. Tal condição acarreta na violação das condicionantes que estabelecem a propagação quase-TEM das ondas eletromagnéticas ao longo do circuito. Faz-se, então, necessário o emprego de modelagens mais detalhadas, como aquelas baseadas em eletrodos cilíndricos, onde há a inclusão efetiva do efeito do comprimento finito dos segmentos. Desta forma, no capítulo a seguir considera-se o emprego de modelagens mais adequadas à representação de condutores finitos e o impacto das mesmas na realização da matriz de admitância nodal e suas influências na resposta temporal.

4. MODELAGEM DE LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS NÃO UNIFORMES POR MEIO DO MODELO ELETROMAGNÉTICO HÍBRIDO

Nesse capítulo apresenta-se a modelagem de LnU por meio do modelo eletromagnético híbrido (HEM) considerando a influência do solo subjacente em sua avaliação.

4.1. Introdução

Conforme mencionado anteriormente, um dos principais objetivos da presente pesquisa é o desenvolvimento de uma representação adequada de um dado circuito de transmissão, onde há uma predominância daquilo que é denominado de comportamento de linha não uniforme, face às solicitações advindas das descargas atmosféricas.

Dessa maneira, uma alternativa da modelagem de LnU encontra-se no modelo eletromagnético híbrido. Tal abordagem foi idealizada no domínio da frequência e possibilita a modelagem adequada da catenária (devido às segmentações). Ademais, o modelo eletromagnético híbrido é obtido via solução das equações de campo, retirando a necessidade de considerar a linha como infinitamente longa e a propagação de onda como TEM.

4.2. Aspectos Básicos do Modelo Eletromagnético Híbrido

O modelo em questão tem como base o trabalho de doutorado orientado pelo professor Carlos Portela e defendido por S. Visacro no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ [65, 66]. Para entender o modelo, inicialmente, considere um segmento de condutor (ou eletrodo) cilíndrico, imerso em um meio qualquer, infinito em todas as direções, sendo percorrido por uma corrente elétrica, conforme Figura 14. Essa corrente elétrica pode ser representada por duas densidades de corrente, uma que representa a dissipação de corrente para o meio (\vec{J}_T) e outra que representa a circulação de corrente no eletrodo (\vec{J}_L).

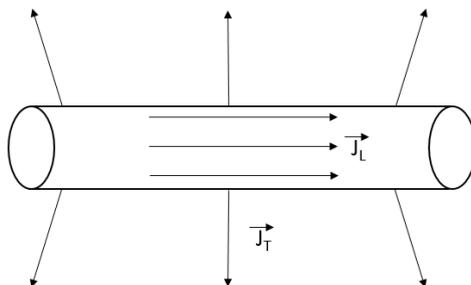


Figura 14 – Condutor elétrico percorrido por corrente imerso em um meio infinito em todas as direções.

Para o efeito de elevação de potencial, associado à densidade de corrente transversal (\vec{J}_T), pode-se considerar um valor aproximado (e uniforme) em toda a extensão do eletrodo e, então, definir uma corrente que flui para o meio por unidade de comprimento de eletrodo. A corrente total transversal que flui para o meio pode ser calculada conforme Equação (21)⁴. A superfície fechada de interesse a ser integrada em (21) é tal que contemple todo o eletrodo.

$$\oint_S \vec{J}_T \cdot \vec{ds} \approx I_T \quad (21)$$

Esse eletrodo pode ser subdividido em intervalos infinitesimais de maneira que cada subdivisão possa ser aproximada por um ponto. Cada “ponto” desse eletrodo, segundo [65], pode ser modelado como uma carga pontual com variação harmônica no tempo, conforme Equação (22).

$$Q = qe^{j\omega t} \quad (22)$$

Ademais, sabendo a relação entre a densidade de corrente e o vetor densidade de fluxo elétrico (Equação (23)) e manipulando-a com as Equações (21) e (22) pode-se obter a Equação (24), que é a relação entre a carga pontual harmônica e a corrente transversal, em cada ponto do eletrodo.

$$\vec{J}_T = \frac{\sigma + j\omega\epsilon}{\epsilon} \vec{D} \quad (23)$$

$$Q = \frac{\epsilon}{\sigma + j\omega\epsilon} I_T e^{j\omega t} \quad (24)$$

onde σ é a condutividade elétrica do meio; ϵ é a permissividade elétrica do meio e ω é a frequência angular do sinal de excitação. Ademais, segundo [67, 68], tem-se que o potencial elétrico gerado por uma carga pontual com variação harmônica pode ser dado conforme Equação (25). Manipulando as Equações (25) e (24) pode-se obter a Equação (26), que é a elevação de potencial em cada ponto do espaço gerado por cada elemento infinitesimal de corrente transversal do eletrodo.

$$V = \frac{Q}{4\pi\epsilon r} e^{-\gamma r} \quad (25)$$

$$V = \frac{I_T e^{j\omega t}}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)r} e^{-\gamma r} \quad (26)$$

⁴O comprimento do eletrodo é escolhido de maneira que essa aproximação seja válida. A correta avaliação do comprimento aceitável para essa aproximação depende das características do meio onde ele está envolvido, i.e., se o meio tiver uma condutividade muito elevada (caso de aterramentos elétricos) o comprimento deve ser reduzido (algo em torno de 10 vezes o raio do eletrodo de terra). Caso o elemento seja o ar, por exemplo, esse elemento pode ser da ordem de alguns metros.

onde γ é conhecida como constante de propagação e pode ser dada por $\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$ e V é o potencial gerado em qualquer ponto do espaço por cada elemento de corrente que flui para fora do eletrodo.

Ademais, é interessante quantificar a elevação de potencial média em qualquer ponto devido ao efeito integral do eletrodo. Sendo assim, para ter essa contribuição, basta somar a contribuição de cada elemento diferencial por unidade de comprimento do eletrodo e, assim, ter uma contribuição média total da corrente que flui para fora do eletrodo; então, calculando o valor médio de (26) tem-se a Equação (27). Vale comentar que essa circulação de corrente para o meio apresenta característica irrotacional (ou conservativa) sendo fonte apenas de elevação de potencial.

$$V = \int_{L_i} \frac{I_T e^{j\omega t}}{4\pi L_i (\sigma + j\omega\epsilon) r} e^{-\gamma r} dl_i \quad (27)$$

onde o subíndice i^5 é relacionado ao i -ésimo eletrodo; dl_i é o diferencial de comprimento do eletrodo i e L_i é o comprimento total do eletrodo. A partir de agora, a parcela $e^{j\omega t}$, associada à variação harmônica no domínio da frequência, estará implícita nas correntes longitudinais e transversais.

Ainda no segmento condutor ilustrado na Figura 14, pode-se perceber que existirá uma parcela de densidade de corrente longitudinal (\vec{J}_L). Essa densidade de corrente no eletrodo, ao contrário da anterior, apresenta natureza rotacional (ou não conservativa) e, então, causará queda de tensão em elementos próximos desse eletrodo. Com intuito de quantificar o fenômeno, é usado o vetor potencial magnético (\vec{A}), conforme Equação (28) [69].

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \vec{J}_L \frac{e^{-\gamma r}}{r} dv \quad (28)$$

Como a corrente que flui no eletrodo é aproximada por correntes filamentosas, a Equação geral (28) pode ser aproximada pela Equação (29), considerando que a corrente que flui através do eletrodo é dada conforme Equação (30).

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{L_i} I_L \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_i \quad (29)$$

$$\iint_S \vec{J}_L \cdot d\vec{s} = I_L \quad (30)$$

onde μ é a permeabilidade magnética do meio e $d\vec{l}_i$ é o vetor diferencial do comprimento do eletrodo que aponta na direção da circulação da corrente.

⁵ O índice i , nas equações do modelo eletromagnético híbrido, refere-se aos elementos fontes de campo eletromagnético.

Os sistemas a serem representados pelo modelo eletromagnético híbrido são compostos por diversos eletrodos idênticos aos ilustrados na Figura 14. Dessa maneira, um eletrodo, quando excitado por uma fonte, causa elevação de potencial (devido ao efeito transversal) e queda de tensão (devido ao efeito longitudinal) em outro eletrodo e em si mesmo. A Figura 15 ilustra os parâmetros necessários para quantificar a relação entre cada possibilidade de par de eletrodos.

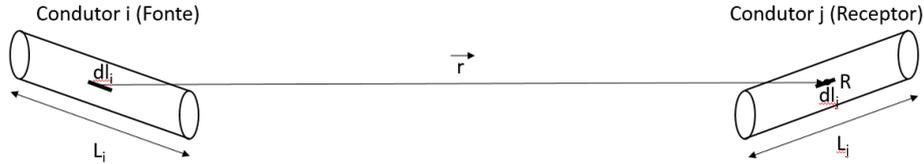


Figura 15– Elemento condutor fonte (i) e elemento condutor receptor (j).

Para quantificar os fenômenos de elevação de potencial (V) e queda de tensão (ΔV) nesse eletrodo receptor⁶ do campo eletromagnético, podem-se usar as Equações (27) e (29) e (30), onde o valor médio de (27) é dado pela Equação (31) e a queda de tensão no eletrodo pode ser obtida integrando o potencial \vec{A} também ao longo de todo o eletrodo, conforme Equação (32). A última equação supracitada vem da Lei de Faraday, como pode ser visto na Equação (33).

$$V_{médio(ij)} = V_{ij} = \frac{1}{L_j} \int_{L_j} V dl_j = \frac{1}{L_j} \frac{1}{L_i} \frac{I_{Ti}}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)} \int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_i dl_j \quad (31)$$

$$\Delta V_{ij} = -j \frac{\omega\mu I_{Li}}{4\pi} \int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma r}}{r} \vec{dl}_i \cdot \vec{dl}_j \quad (32)$$

$$\Delta V_{ij} = -j\omega \iint_S \vec{B} \cdot \vec{ds} = -j\omega \iint_S \vec{\nabla} \times \vec{A} \cdot \vec{ds} = -j\omega \oint_l \vec{A} \cdot \vec{dl} \quad (33)$$

É importante ressaltar algumas informações para os casos dos “acoplamentos próprios”, i.e., quando $i = j$.

- O elemento j (que representa o elemento receptor) nas Equações (31) e (32) é representado por um eletrodo com distância igual ao raio do eletrodo fonte [65].

Assim, é possível definir duas matrizes de impedância que vão caracterizar os fenômenos de elevação de potencial (Z_T que corresponde à impedância transversal) e queda de tensão (Z_L que representa a impedância longitudinal) em função das correntes longitudinais e transversais de cada eletrodo, conforme Equações (34) e (35).

$$[V]_{nx1} = [Z_T]_{nxn} [I_T]_{nx1} \quad (34)$$

⁶ O índice j, nas equações do modelo eletromagnético híbrido, refere-se aos elementos que sentem o campo eletromagnético, ou como referido no texto, elementos receptores.

$$[\Delta V]_{nx1} = ([Z_L]_{nxn} + [Z_{IN}]_{nxn})[I_L]_{nx1} \quad (35)$$

onde Z_{IN} é uma matriz diagonal contemplando a impedância interna de cada eletrodo, considerando o efeito pelicular, por meio do trabalho de Dwight [28] e n é o número de eletrodos.

Esse método de solução apresenta o nome híbrido, pois apresenta uma interface com a teoria de circuitos. Existe a simplificação de que cada eletrodo deve ser pequeno suficiente de maneira que a corrente longitudinal é praticamente a mesma em toda a extensão do eletrodo e que a corrente transversal pode ser concentrada nas extremidades dos eletrodos (metade em cada uma delas) como ilustrado na Figura 16 [9][65][70], onde V_M e V_N são as tensões nos nós M e N, respectivamente; I_L é a corrente longitudinal que percorre o eletrodo; I_T é a corrente total que flui do eletrodo para o meio envolvente. No modelo eletromagnético híbrido, a relação entre os eletrodos é feita via teoria de circuitos. Dessa maneira, utilizam-se os efeitos integrais das densidades de corrente, I_L para corrente longitudinal e I_T para transversal.

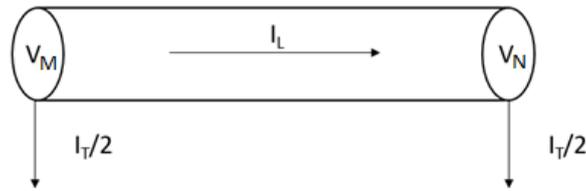


Figura 16 – Aproximação da corrente longitudinal que circula no interior do segmento e da corrente transversal que flui para o meio onde ele se encontra inserido.

Considerando as informações supracitadas e aplicando a teoria de circuitos, é possível relacionar as correntes longitudinal e transversal de cada eletrodo. Para isto, basta considerar que a elevação de potencial no eletrodo é a média das tensões nos nós e que a queda de tensão no eletrodo é a diferença entre as tensões nos nós, conforme Equação (36). Além disso, concentrando que metade da corrente que flui do eletrodo para o meio encontra-se em cada extremidade e que a corrente que flui ao longo do eletrodo não se altera, podem-se aplicar as leis de Kirchhoff em (34) e (35). Dessa maneira, têm-se o sistema de matrizes mostrado na Equação (37).

$$\begin{cases} V_i = \frac{(V_{n(N)} + V_{n(M)})}{2} \\ \Delta V_i = V_{n(M)} - V_{n(N)} \end{cases} \quad (36)$$

$$\begin{cases} [I_T]_n = [Y_{TM}]_{nx(n+nfases+npr)} [V_{nodal}]_{n+nfases+npr} \\ [I_L]_n = [Y_{LM}]_{nx(n+nfases+npr)} [V_{nodal}]_{n+nfases+npr} \end{cases} \quad (37)$$

onde V_i é a elevação de potencial média no eletrodo i , ΔV_i é queda de tensão no eletrodo i , $V_{n(N)}$ e $V_{n(M)}$ são as tensões nos nós do eletrodo i , Y_{TM} e Y_{LM} , são, respectivamente, as matrizes de admitância modificada transversal e longitudinal, V_{nodal} é a tensão em cada nó, $nfases$ é o número de condutores fase e npr é o número de condutores pararraios. Finalmente, existe

ainda a possibilidade de relacionar as tensões e correntes de cada nó, conceito similar ao de admitância nodal utilizada em análises de sistemas de potência. Assim, o sistema fica conforme Equação (38).

$$[I_{nodal}]_{2(nfases+npr) \times 1} = [Y_{nodal}]_{(2(nfases+npr) \times 2(nfases+npr))} [V_{nodal}]_{2(nfases+npr) \times 1} \quad (38)$$

A discretização dos eletrodos é um ponto crucial para a adequada caracterização do sistema a ser modelado. Na modelagem de aterramentos elétricos, dependendo da resistividade do solo, a variação da corrente longitudinal ao longo do eletrodo pode ser abrupta. Segundo [70], a consideração do comprimento de cada eletrodo de 10 vezes seu raio garante a aproximação da corrente uniforme ao longo do eletrodo e do comprimento filamentar. Logo, uma vez que o número de elementos depende do comprimento dos eletrodos, o tempo computacional aumenta com a extensão dos eletrodos.

Quando o modelo é utilizado em linhas aéreas tem-se que tomar um cuidado especial, pois vãos típicos de linhas de transmissão já apresentam dimensões da ordem de 500 metros. Logo a discretização de 10 vezes o raio do eletrodo torna-se inviável (do ponto de vista computacional). Por outro lado, a corrente longitudinal que flui ao longo do eletrodo não apresenta variação tão abrupta quanto nos condutores enterrados. Logo, pode-se segmentar menos no caso de linhas aéreas. Contudo, após alguns testes, concluiu-se que cada segmentação da linha deve ter comprimento máximo de 0,1 vezes o comprimento de onda associada com a frequência mais alta do espectro estudado e seu valor mínimo é obtido segundo Equação (39)⁷.

$$l_{\min} = 75(f_{\min})^{-3} \quad (39)$$

onde f_{\min} é a menor frequência do espectro.

Por fim, para contemplar todos os requisitos necessários para a avaliação da LnU por meio do modelo eletromagnético híbrido, falta apenas apresentar técnicas para inclusão do efeito da interface ar-solo. Logo, apresenta-se a seguir, uma alternativa para correção dos parâmetros longitudinais e transversais do modelo eletromagnético híbrido.

4.3. Consideração do Solo Subjacente

Próximo às linhas de transmissão aéreas existe o solo que, de maneira incisiva, promove impacto significativo na admitância nodal descrita em (38). A influência do solo foi incluída da seguinte forma: i) uma parcela que ilustra a consideração do solo adjacente na impedância transversal e ii) outra que mostra a consideração na impedância longitudinal.

⁷ Esse intervalo foi obtido via método de tentativa e erro.

4.3.1. Consideração do Solo na Impedância Transversal

O campo elétrico gerado pela corrente transversal que flui para fora do eletrodo irá iluminar os diversos eletrodos em sua proximidade e o solo adjacente a tal eletrodo. Quando tal campo incide no solo, parte de sua energia refrata e parte reflete. Essa energia que reflete pode incidir em outros eletrodos, conforme pode ser visto na Figura 17, causando uma elevação de potencial [9].

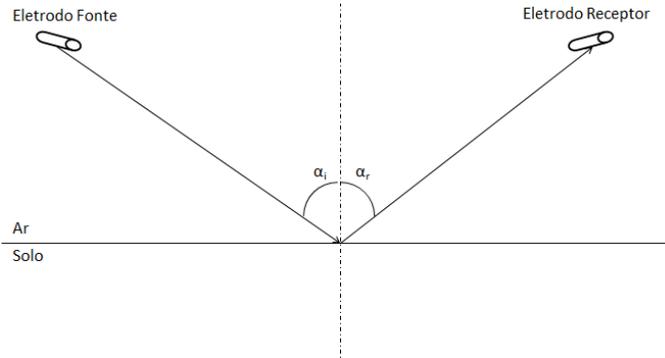


Figura 17 – Representação dos ângulos de incidência e reflexão dos campos gerados pelo eletrodo fonte em um eletrodo iluminado receptor.

Em um estudo de como os campos elétricos reagem quando incidem em uma interface, de acordo com [71, 72], para acomplamento transversal, os ângulos de incidência e reflexão são exatamente os mesmos, i.e., $\alpha_i = \alpha_r$. Além disso, conforme pode ser visto em [73], é possível encontrar a relação entre os campos elétricos incidentes e refletidos, conforme Equação (40).

$$\Gamma_r = \frac{(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1) - (\sigma_2 + j\omega\varepsilon_2)}{(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1) + (\sigma_2 + j\omega\varepsilon_2)} \quad (40)$$

onde Γ_r é conhecido como coeficiente de reflexão, σ_1 e ε_1 são, respectivamente a condutividade e permissividade elétricas do meio 1 (nesse caso ar) e σ_2 e ε_2 são, respectivamente, as condutividade e permissividade elétricas do meio 2 (nesse caso solo) e $\omega = 2\pi f$, com f sendo a frequência de excitação do fenômeno. Deve-se ressaltar que Γ_r pode ser associado tanto ao coeficiente de reflexão de ondas planas, como o coeficiente de reflexão de ondas associadas ao modo TM (Transversal Magnético). No caso geral deveria se considerar a inclusão do coeficiente de reflexão associado ao modo TE (Transversal Elétrico). Contudo, esse último costuma ter um comportamento muito próximo de zero para frequências abaixo de algumas dezenas de MHz, sendo, portanto, de pouco interesse para a análise de transitórios eletromagnéticos em linhas aéreas ou subterrâneas de transmissão. Maiores detalhes para a obtenção desses coeficientes podem ser encontradas em [71, 72]. Assim, é possível concluir que a consideração do solo no cálculo da admitância transversal pode ser feita por meio da consideração do método das imagens complexas corrigindo o elemento refletido pelo coeficiente de reflexão, conforme pode ser visto na Equação (41).

$$Z_{Tij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)L_iL_j} \left(\int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma r}}{r} dl_i dl_j + \Gamma_r \int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma r'}}{r'} dl_i dl_j \right) \quad (41)$$

onde a variável r' corresponde às distâncias relativas à imagem, conforme representado graficamente na Figura 18.

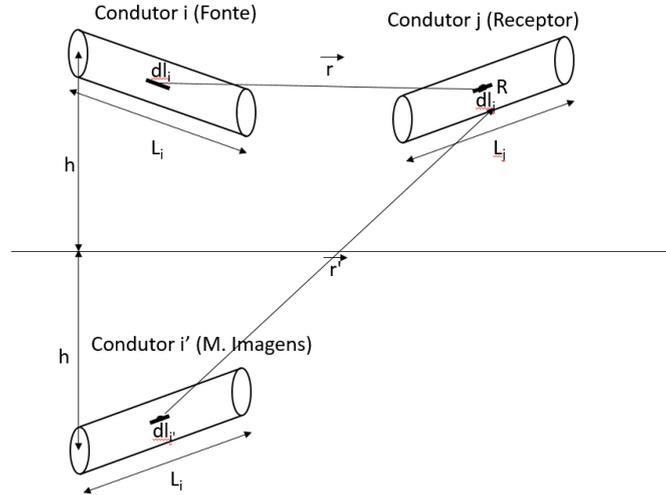


Figura 18 – Representação dos elementos condutores fonte (i) e (i') e elemento condutor receptor (j) em meio infinito em todas as direções. Fora de escala.

4.3.2. Consideração do Solo na Impedância Longitudinal

O efeito do solo no caso de eletrodos cilíndricos, i.e., modelo eletromagnético híbrido, pode ser representado por diferentes abordagens. Caso a interface com o solo esteja suficientemente distante, i.e., a uma distância superior ao comprimento de onda da maior frequência de interesse, é possível usar coeficientes baseados na reflexão de ondas planas. Tal abordagem resulta no surgimento de uma série de imagens complexas. Caso a série limita-se apenas ao primeiro termo, tem-se um formalismo essencialmente idêntico ao do plano complexo usado em diversos trabalhos e apresentado em maiores detalhes em [31] para linhas de transmissão infinitas. Maiores detalhes sobre as expressões para a série de imagens podem ser encontrados em [52]. Dessa maneira, o sistema a ser integrado é similar ao presente na Figura 18 considerando que o eletrodo imagem encontra-se a uma distância $h + 2p$ da interface solo-ar, conforme ilustrado na Figura 19, onde p é dado pela Equação (42). Sendo assim, de maneira similar ao que foi obtido em (41) pode-se obter a Equação (43), considerando a distância vertical do condutor imagem sendo igual a $h + 2p$.

$$p = \frac{1}{\sqrt{j\omega\mu_{solo}(\sigma_{solo} + j\omega\epsilon_{solo})}} \quad (42)$$

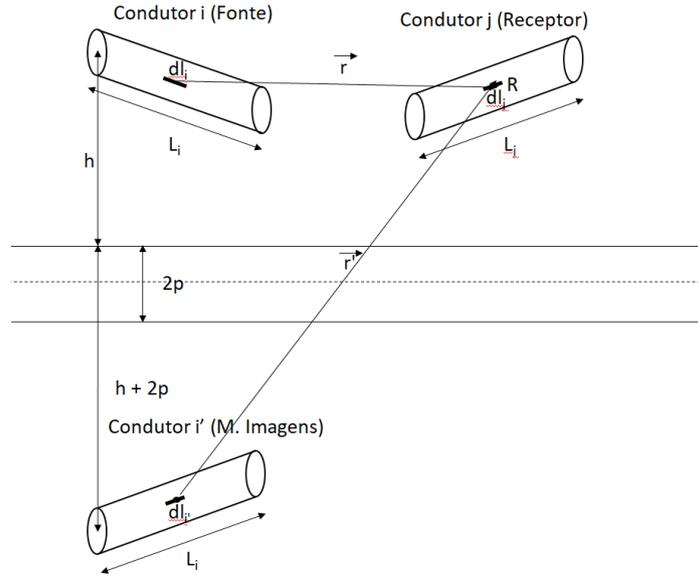


Figura 19 – Representação dos elementos condutores fonte (i) e (i') e elemento condutor receptor (j) em meio infinito em todas as direções, considerando a profundidade de penetração complexa. Fora de escala.

$$Z_{Lij} = -\frac{j\omega}{4\pi} \left(\int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma r}}{r} d\vec{l}_i \cdot d\vec{l}_j - \int_{L_j} \int_{L_{i'}} \frac{e^{-\gamma r'}}{r'} d\vec{l}_{i'} \cdot d\vec{l}_j \right) \quad (43)$$

4.4. Simplificações do Modelo de Eletromagnético Híbrido

Como foi descrito nos itens anteriores, a representação da linha de transmissão aérea por meio do modelo eletromagnético híbrido requer a solução de integrais duplas. Usualmente, essas integrais são resolvidas pelo método dos momentos que consome um tempo computacional relativamente grande. Com intuito de contornar tal problema, por meio de aproximações por distâncias médias, conforme mostrado em [3], é possível reduzir o problema à solução numérica de integrais simples. De maneira sintetizada os principais passos são ilustrados a seguir.

Para redução das integrais duplas em integrais simples, outra aproximação de ordem prática é feita. Considere que a parcela $e^{-\gamma r}$ não sofre muita influência no espaço integrado (aproximação adequada para linhas de transmissão aéreas). Assim, o substitua pelo termo $e^{-\gamma \eta}$ considerando η como a distância média entre os elementos (no elemento próprio, substitua tal equação por 1). Assim, (41) e (43) podem ser substituídas, respectivamente, pelas Equações (44) e (45).

$$Z_{Tij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\epsilon)L_i L_j} \left(\int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma \eta}}{r} dl_i dl_j + \Gamma_r \int_{L_j} \int_{L_{i'}} \frac{e^{-\gamma \eta'}}{r'} dl_{i'} dl_j \right) \quad (44)$$

$$Z_{Lij} = -\frac{j\omega}{4\pi} \left(\int_{L_j} \int_{L_i} \frac{e^{-\gamma\eta}}{r} d\vec{l}_i \bullet d\vec{l}_j - \int_{L_j} \int_{L_i'} \frac{e^{-\gamma\eta_c'}}{r'} d\vec{l}_i' \bullet d\vec{l}_j \right) \quad (45)$$

onde η é a distância média entre os elementos fonte e receptor; η' é a distância média entre o elemento receptor e a fonte imagem (considerando imagem ideal); η_c' é a distância média entre o elemento receptor e a fonte, considerando a profundidade de penetração complexa.

Com essa alteração, a primeira integral (primeiro membro à direita das Equações (44) e (45)) apresenta solução analítica e as impedâncias longitudinais e transversais podem ser obtidas conforme Equações (46) e (47). Nos casos próprios, as parcelas que independem da imagem podem ser calculadas conforme Equações (48) e (49).

$$Z_{Tij} = \frac{1}{4\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)L_iL_j} \left(e^{-\gamma\eta} \int_{L_j} \ln(N_f) dl_j + \Gamma_r e^{-\gamma\eta'} \int_{L_j} \ln(N'_f) dl_j \right) \quad (46)$$

$$Z_{Lij} = -\frac{j\omega}{4\pi} \left(e^{-\gamma\eta} \int_{L_j} \ln(N_f) dl_j - e^{-\gamma\eta'} \int_{L_j} \ln(N'_{fc}) dl_j \right) \quad (47)$$

$$Z_{Tij} = \frac{1}{2\pi(\sigma + j\omega\varepsilon)L_i} \left(\ln \left(\left(\frac{\sqrt{1+(r/L_i)^2} + 1}{r/L_i} \right) \right) - \sqrt{1+(r/L_i)^2} + r/L_i \right) \quad (48)$$

$$Z_{Lij} = -\frac{j\omega}{2\pi} \left(\ln \left(\left(\frac{\sqrt{1+(r/L_i)^2} + 1}{r/L_i} \right) \right) - \sqrt{1+(r/L_i)^2} + r/L_i \right) \quad (49)$$

onde $N_f = \frac{R_1+R_2+L_i}{R_1+R_2-L_i}$; r é o raio do condutor; R_1 e R_2 são, respectivamente, as distâncias iniciais e finais do ponto a ser integrado no eletrodo i e o eletrodo j ; N'_f e N'_{fc} são similares a N_f , contudo, para os casos (respectivamente) imagem ideal e imagem considerando a profundidade de penetração.

4.5. Implementação do Modelo em LnU

Aplicou-se o modelo eletromagnético híbrido considerando a catenária da linha, conforme ilustrado na Figura 20. Por outro lado, a Figura 21 ilustra os segmentos usando 70 intervalos (cada um com aproximadamente 30 metros).

A Figura 22 retrata a admitância nodal, considerando a modelagem não uniforme da linha para os seguintes dois casos: i) cascata de quadripólos e ii) modelo eletromagnético híbrido.

Como pode ser visto, para o espectro inferior de frequência, ambas as técnicas representam de maneira similar a linha de transmissão para os elementos próprios da matriz (conforme Figura 22 (a)). Contudo, quando a frequência tende a aumentar, as respostas apresentam divergências (conforme Figura 22 (b)). Acredita-se que essa diferença está associada com o fato de que no espectro superior de frequência a aproximação quase-TEM (existente no caso dos quadripólos) começa a ser violada.

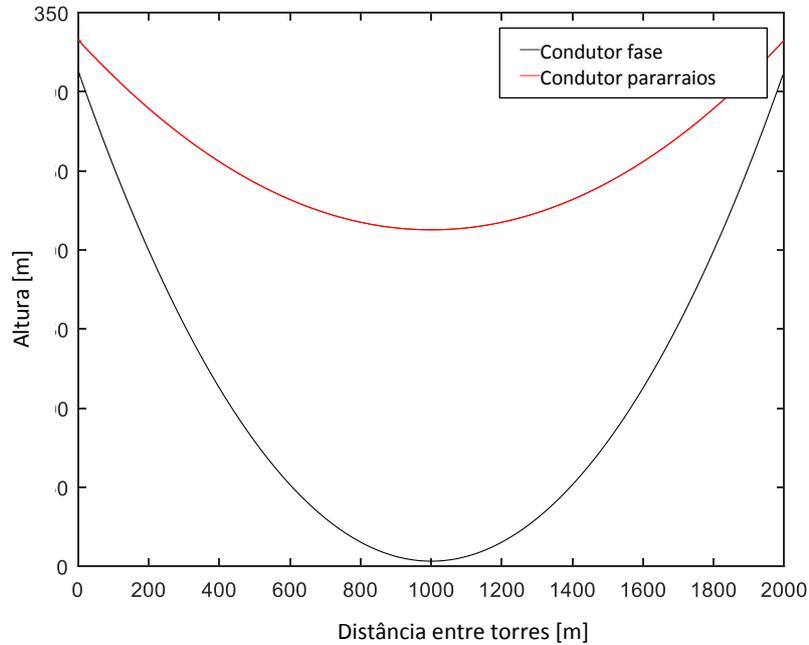


Figura 20 – Catenária formada pela aplicação do modelo eletromagnético híbrido.

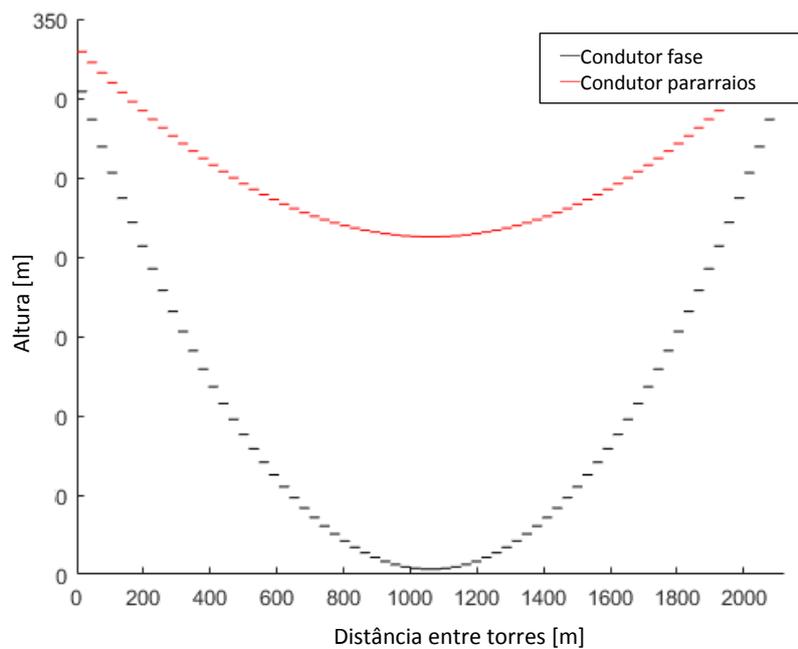
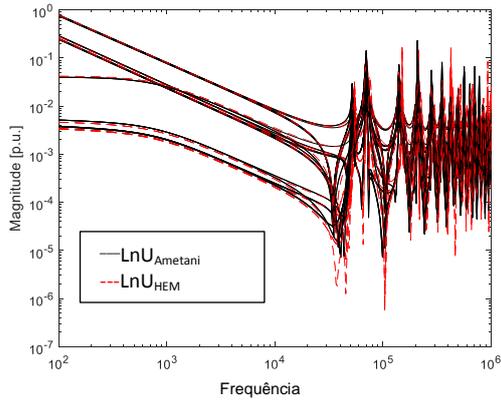
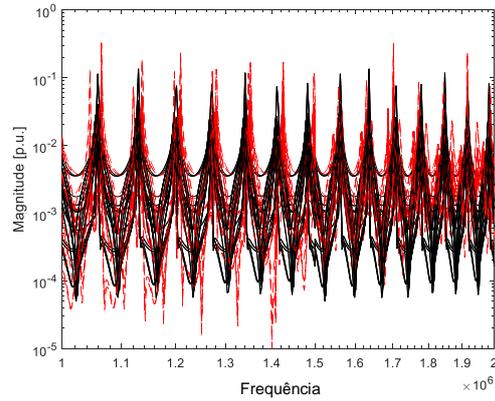


Figura 21 – Catenária formada com 70 segmentações da linha de transmissão.



(a) 100 Hz a 1 MHz



(b) 1 a 2 MHz

Figura 22 – Admitância nodal da travessia do Rio Amazonas. Abordagem não convencional – Linha Não Uniforme considerando modelagem por meio da metodologia proposta por Ametani e cascata de quadripólos e pelo modelo eletromagnético híbrido (HEM).

Além disso, as divergências presentes na Figura 22 (b) são mais intensas para os elementos mútuos. Tal fato é atribuído ao uso da cascata de quadripólos, pois ao aplicar o quadripólo, o acoplamento entre cada segmento é desconsiderado, i.e., quando o método de quadripolos é utilizado, as correntes que circulam em um quadripolo não são capazes de induzir tensão nos outros, ou seja, no modelo matemático não existe acoplamento eletromagnético entre os segmentos.

Conforme já mencionado, um dos objetivos da presente pesquisa de doutorado é propor formulações concisas para o estudo de desempenho de linhas de transmissão aéreas frente às descargas atmosféricas. Portanto, é do interesse que os modelos desenvolvidos possam ser empregados em programas de transitórios do tipo EMTP. Por isso, o interesse no emprego de modelos racionais no domínio da frequência, já que permitem uma implementação direta nesses tipos de programas. Para isso, os modelos racionais obtidos via ajuste vetorial foram submetidos a uma rotina capaz de sintetizar circuitos equivalentes compostos por elementos RLC. Esse circuito equivalente garante que as respostas obtidas no domínio da frequência sejam fielmente transmitidas para o domínio do tempo. Cada ramo desse circuito representa uma resposta para cada polo obtido por meio do VF. Para uma função de transferência determinada por meio do modelo racional similar à Equação (50), obtém-se um circuito sintetizado conforme Figura 23.

$$y(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + se \quad (50)$$

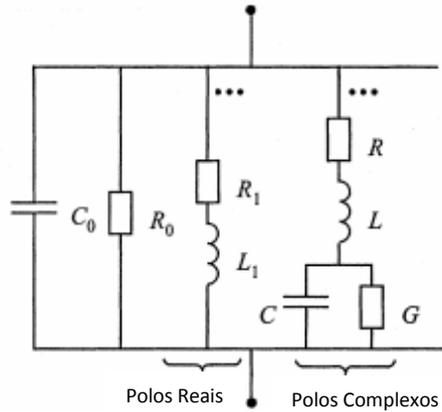


Figura 23 - Circuito Elétrico Sintetizado. Adaptado de [74].

Os ramos desse circuito são obtidos seguindo as seguintes regras [74]:

1. Os primeiros ramos referentes aos valores de C_0 e R_0 estão representando, respectivamente, os parâmetros e e d de (50) e são dados pela Equação (51).

$$C_0 = e \text{ e } R_0 = 1/d \quad (51)$$

2. Os ramos referentes às parcelas reais apresentam dois parâmetros R_1 e L_1 , que representam as informações dos polos e dos resíduos. Eles podem ser encontrados de acordo com a Equação (52).

$$R_1 = -a/c \text{ e } L_1 = 1/c \quad (52)$$

3. Por fim, os ramos associados aos polos conjugados, conforme Equação (53), são representados pelos parâmetros R , L , C e G e são dados conforme Equação (54).

$$\frac{c'+jc''}{s-(a'+ja'')} + \frac{c'-jc''}{s-(a'-ja'')} \quad (53)$$

$$L = 1/2c'; \quad R = (-2a'+2(c'a'+c''a'')L)L; \quad (54)$$

$$1/C = (a'^2+a''^2+2(c'a'+c''a'')R)L \text{ e } G = -2(c'a'+c''a'')CL$$

Após a síntese dos circuitos, os mesmos foram submetidos a um impulso de tensão, por meio de uma função de Heidler com amplitude de 1 p.u., tempo de frente de 1,2 μ s, $\tau^8 = 5 \mu$ s e $n^9 = 2$, no nó 1 da Figura 4 em três cenários distintos: i) linha uniforme; ii) LnU_{HEM} e iii) LnU_{Ametani}. A Figura 24 ilustra a tensão de entrada inserida no nó #1.

A Figura 25 ilustra a tensão no fim da fase A (nó 7 – Figura 4) considerando todas as abordagens. Pode-se perceber que o modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}) apresenta

⁸ Onde τ é o tempo de duração do impulso. Intervalo entre o $t = 0$ e o momento onde a cauda alcança 37% de seu decaimento (nesse caso tensão vai para 0,37 p.u.).

⁹ Fator que influencia a taxa de aumento da função de Heidler.

curva de sobretensões divergentes em seus valores máximos e momentos de ocorrência (intervalos de tempo onde há reflexão das ondas). Por outro lado, as sobretensões decorrentes das modelagens de linha uniforme e $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$ são relativamente próximas, principalmente nos instantes iniciais.

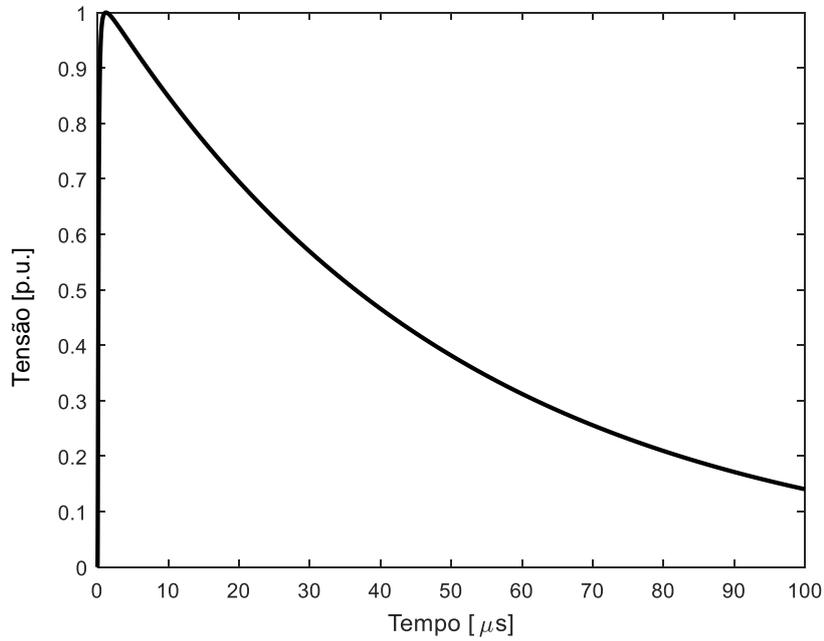


Figura 24 – Tensão de entrada no nó #1.

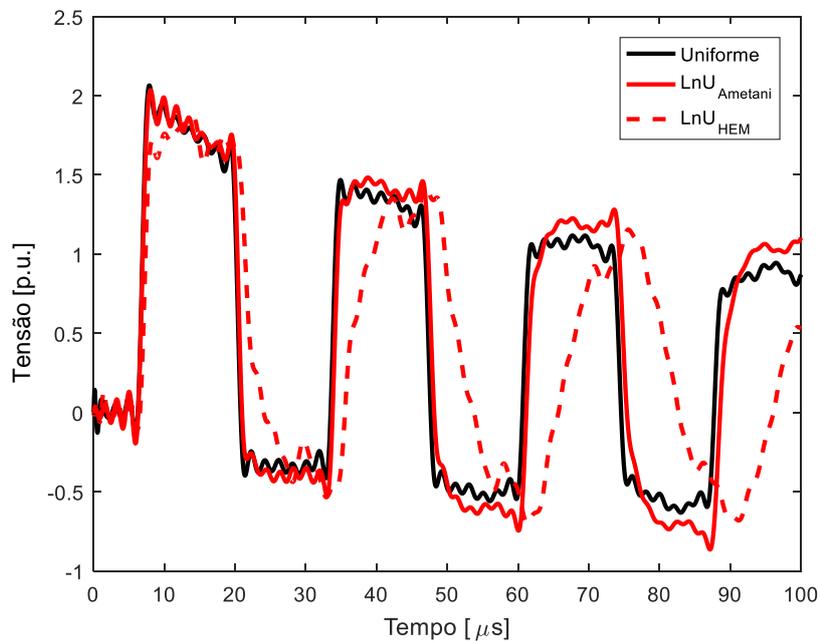


Figura 25 – Sobretensão na LT da travessia do Rio Amazonas. Abordagens por linha uniforme, linha não uniforme por cascata de quadripolos ($\text{LnU}_{\text{Ametani}}$) e linha não uniforme via modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}). Sobretensão própria (nó #7).

A Figura 26 ilustra a tensão no fim da fase B (nó 8 – Figura 4) considerando todas as abordagens. Pode-se perceber que, similarmente ao caso anterior (Figura 25), o modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}) apresenta curva de sobretensões divergentes em seus valores máximos e momentos de ocorrência (intervalos de tempo onde há reflexão das ondas), quando comparada com as demais. Diferentemente do caso anterior (Figura 25) não existe nenhum tipo de similaridade entre as sobretensões decorrentes das 3 abordagens para a linha. O retardo no tempo também é encontrado nesse caso. Além disso, as sobretensões induzidas no caso da LnU_{HEM} são mais intensas que as associadas à $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$. Conforme comentado anteriormente, acredita-se que esse fato está associado com o desacoplamento entre cada quadripolo.

Deve-se ressaltar, ainda, que há oscilações nas respostas temporais, que estão associadas ao fenômeno de Gibbs [75]. Tais oscilações são decorrentes do uso de uma resposta de frequência finita para representar um sistema de ordem infinita. Essa é uma das limitações do emprego de funções racionais para a representação de linhas de transmissão ou sistemas que envolvam diferentes linhas de transmissão, uma vez que é sabido que esses sistemas possuem ordem infinita. Nesses sistemas, há a ordem infinita pela representação do atraso encontrado na função de propagação por uma aproximação racional.

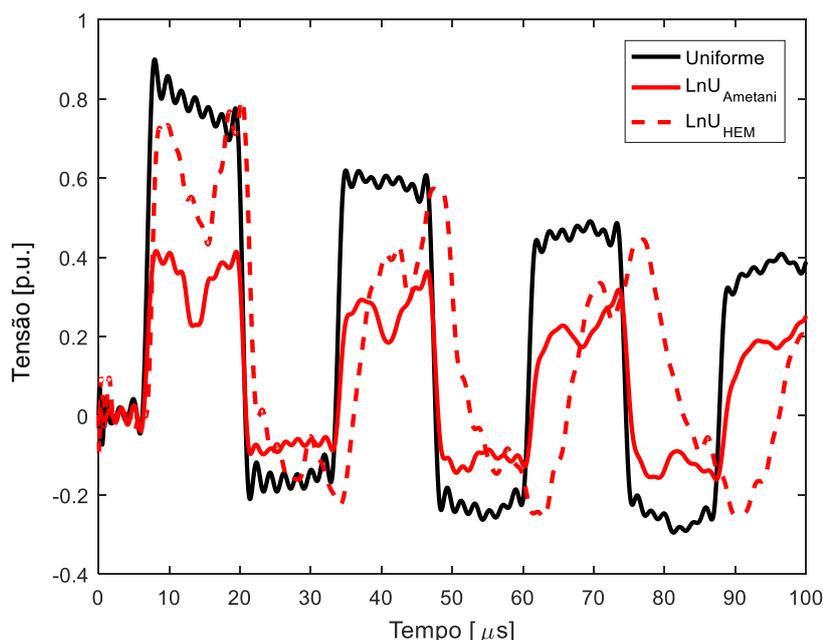


Figura 26 – Sobretensão na LT da travessia do Rio Amazonas. Abordagens por linha uniforme, linha não uniforme por cascata de quadripolos ($\text{LnU}_{\text{Ametani}}$) e linha não uniforme via modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}). Sobretensão mútua (nó #8).

4.6. Discussão

O presente capítulo apresenta uma proposta de representação de linhas não uniformes obtidas a partir do uso de eletrodos cilíndricos. De acordo com os resultados, as divergências encontradas no domínio da frequência acarretaram em variações nas respostas temporais de

tal linha. Pode-se perceber que o modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}) apresentou resposta relativamente similar com a modelagem de linha não uniforme via quadripolos ($\text{LnU}_{\text{Ametani}}$), mas com uma atenuação um pouco mais elevada para o caso próprio e sobretensões mais elevadas para os casos mútuos (ou induzidos). Tal similaridade é mais acentuada nos instantes iniciais.

Além disso, percebeu-se um pequeno deslocamento no tempo (retardo) da LnU_{HEM} em relação às demais (linha uniforme e $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$). Isso acontece porque na modelagem eletromagnética híbrida o comprimento da catenária é contemplado na íntegra; logo, a onda “enxerga” um caminho mais longo, demorando mais tempo para encontrar discontinuidades e refletir.

Como o foco desse trabalho está voltado para as sobretensões atmosféricas, outros elementos do sistema de transmissão devem ser modelados para verificar se realmente essas divergências geram variações consideráveis nas sobretensões atmosféricas. Para isso, o próximo capítulo apresenta as modelagens dos demais elementos do sistema transmissão (aterramento elétrico, torre de transmissão e descarga atmosférica) e as sobretensões atmosféricas esperadas na linha de transmissão utilizada para a travessia do Rio Amazonas.

5. SOBRETENSÕES ATMOSFÉRICAS NAS CADEIAS DE ISOLADORES DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Nesse capítulo apresenta-se um estudo de sobretensões atmosféricas nas cadeias de isoladores da linha de transmissão utilizada para a travessia do rio Amazonas. Para isso, é apresentada de maneira sucinta a modelagem dos demais elementos do sistema de transmissão (aterramento elétrico e torre) além do modelo utilizado para simular o canal de descarga. Também é feita uma análise de sensibilidade da sobretensão em função dos modelos de linha propostos nesse trabalho. Por fim, é ilustrada a influência do aterramento elétrico em torres altas.

5.1. Introdução

Conforme comentado na introdução dessa tese, os principais desligamentos não programados de linhas de transmissão são causados por descargas atmosféricas que incidem diretamente nas linhas de transmissão. As taxas de desligamento de linhas de transmissão consistem, basicamente, da soma da taxa de *flashover* e da taxa de *backflashover*.

A taxa de *flashover* (associada à taxa de falha de blindagem) consiste das descargas atmosféricas que conseguem contornar os cabos pararraios e incidem diretamente nos cabos fase. Esse tipo de situação é naturalmente crítico, pois existem ondas de corrente de alta intensidade fluindo nos cabos fase, podendo essas produzir um curto-circuito fase-terra direto da fase. Contudo, essa falha de blindagem ocorre apenas para casos particulares, onde com um dimensionamento ótimo da posição dos cabos pararraios é possível evitar esse tipo de fenômeno. Quando há a ocorrência dessa falha de blindagem e gera-se um arco entre o condutor fase e a torre tem-se um curto-circuito fase-terra e tal fenômeno é conhecido como *flashover*.

É importante mencionar que nem toda falha de blindagem leva ao desligamento. Isso apenas ocorre quando a corrente é suficientemente intensa de maneira a gerar campos elétricos maiores que a rigidez dielétrica do isolador. Quando isso acontece, essa falha é conhecida como *flashover*.

A taxa de *backflashover*, por outro lado, ocorre quando uma descarga atmosférica incide diretamente nos cabos pararraios ou no topo da torre. Nesse caso particular, têm-se ondas de corrente e tensão viajando ao longo dos condutores pararraios e ao longo da torre. Se o campo elétrico (que nesse caso particular pode ser modelado pela sobretensão) nas cadeias de isoladores for suficiente para romper a rigidez dielétrica do isolador, acontece o fenômeno de ionização e esse canal ionizado gera um curto-circuito fase-terra, computando falha. Dessa maneira, vê-se a importância da apresentação de modelos mais precisos para o estudo de transitórios eletromagnéticos associados a esse tipo de fenômeno.

Sendo assim, esse capítulo apresenta o desenvolvimento das sobretensões atmosféricas para a linha não convencional, objeto de estudo dessa tese de doutorado. Para isso, esse capítulo é

dividido em: i) modelagem do aterramento elétrico, ii) modelagem da descarga atmosférica; iii) modelagem da torre; iv) sobretensão atmosférica e v) conclusões. A modelagem da linha de transmissão foi insistentemente discutida durante os capítulos passados e nesse momento se faz uma análise de sensibilidade nas sobretensões atmosféricas para cada um dos modelos propostos.

5.2. Modelagem do Aterramento Elétrico

É comentado na literatura que o sistema de aterramento é componente de extrema importância na determinação das sobretensões atmosféricas em torres de transmissão [76, 77, 78]. A correta determinação da sobretensão atmosférica nas cadeias de isoladores é essencial para o correto cômputo do desempenho da linha frente a descargas atmosféricas [79]. Usualmente, esse aterramento é modelado como um parâmetro concentrado resistivo [77, 80, 81], desconsiderando os efeitos transitórios do aterramento elétrico [82, 83].

A resposta do aterramento nessa tese foi adotada por duas maneiras: i) como elemento concentrado e ii) por sua resposta harmônica (usando a abordagem via modelo eletromagnético híbrido). A segunda abordagem segue os princípios apresentados no capítulo 4, considerando corretamente, contudo, o meio onde o eletrodo encontra-se (solo) e a interface (solo-ar). De maneira similar à encontrada em [73], utilizou o método das imagens modificado para inclusão da interface solo-ar na propagação das ondas eletromagnéticas ao longo dos eletrodos.

Todavia, o método numérico utilizado para a solução numérica do HEM (método dos momentos) consome um alto tempo computacional. Dessa maneira, um subproduto dessa tese são discussões e técnicas alternativas para solução de tal problema. Têm-se mais detalhes sobre as técnicas utilizadas para acelerar o processo computacional, assim como detalhes do método dos momentos no Apêndice B dessa tese de doutorado.

5.3. Modelagem da Descarga Atmosférica

As descargas atmosféricas são capazes de tirar as linhas de transmissão de operação de duas maneiras: i) com a incidência direta na torre ou nas linhas de transmissão (cabos fase ou para-raios) ou ii) via incidência indireta, onde a indução da descarga nas proximidades da linha de transmissão pode gerar sobretensões capazes de tirar a mesma de operação. Contudo, para linhas de transmissão com tensão de operação acima de 69 kV, a segunda possibilidade não é considerável, pois de acordo com [3, 7] essas sobretensões são incapazes de superar o Nível Básico de Isolamento (NBI) das cadeias de isoladores. Para o estudo de sobretensões atmosféricas com incidência direta, segundo [76], a descarga atmosférica pode ser modelada por uma fonte de corrente em paralelo com um elemento concentrado resistivo.

Dessa maneira, diversos pesquisadores apresentam as mais diversas formas de onda de corrente para modelar essa descarga, cada uma com suas vantagens e desvantagens. Dentre essas formas, as mais utilizadas na literatura são as seguintes: i) triangular [13], que apresenta grande facilidade de implementação computacional, especialmente para estudos de desempenho de linhas com uma abordagem estocástica; ii) dupla-exponencial [84, 85], que apresenta a vantagem de ser facilmente obtida em laboratório para ensaios de alta-tensão em equipamentos; iii) rampa com degrau [86], utilizada no *software Flash*; iv) função ou soma de funções de Heidler [87, 88], que consegue caracterizar as diversas concavidades e taxas de variação da onda de descarga, além do duplo pico presente nas primeiras descargas de retorno e v) funções exponenciais complexas [89], que apresentam o melhor ajuste das funções com as medições obtidas em torres instrumentadas.

Ademais, diversas medições dessas correntes de descarga foram obtidas em diversas regiões do mundo por torres instrumentadas. Dentre essas, as mais conhecidas são as medições dos Estados Unidos, no *Empire State Building* [90], na Suíça, no Monte San Salvatore [91], na Rússia, na torre de televisão de Ostankino [92], na África do Sul, no centro de pesquisa CSIR [93], no Canadá, na *CN Tower* [94], a *Santis Tower* [95] e uma no Brasil em Belo Horizonte, Minas Gerais na Estação do Morro do Cachimbo [96, 97]. É importante mencionar que os parâmetros das medições de Berger na Suíça são dados utilizados como referência para o estudo de desempenho de linhas de transmissão frente a descargas atmosféricas; contudo, no Brasil, diversas pesquisas vêm trabalhando com as medições da estação do Morro do Cachimbo no cálculo de sobretensões atmosféricas e no desempenho efetivo de linhas aéreas, mostrando resultados mais próximos da realidade brasileira [78, 13, 98].

Nessa tese de doutorado, foram adotadas as medições da torre instrumentada brasileira; mais particularmente, foram utilizados dados das medições das primeiras descargas atmosféricas. Para isso, sete fontes de corrente do tipo Heidler foram utilizadas [88] em paralelo com uma resistência de 1500Ω utilizada para modelar o canal de corrente [2]. A Figura 27a ilustra a fonte de corrente inserida no sistema. Pode-se perceber pela Figura 27b, que é o espectro de frequência da fonte de corrente da descarga sob estudo, que essa fonte excita frequências até algumas centenas de kHz.

5.4. Modelagem da Torre

A torre de transmissão é um dos elementos essenciais para a identificação da tensão que ocorre na cadeia de isoladores durante a ocorrência de uma descarga atmosférica. Há na literatura técnica uma grande gama de abordagens para a representação da mesma, e.g. [46, 99, 100, 101, 102, 103]. Na presente pesquisa, optou-se por adotar uma abordagem relativamente simples, onde a torre é modelada por uma cascata de linhas de transmissão monofásicas sem perdas, i.e., apenas considerando uma impedância de surto e um tempo de atraso entre os “terminais” receptores e emissores. Apesar da simplicidade dessa abordagem vale ressaltar que ela tem provido resultados coerentes como pode ser visto em [102]. Igualmente, esse tipo de abordagem provê resultados que foram bastante próximos àqueles

obtidos considerando a torre representada por eletrodos cilíndricos, conforme os resultados disponíveis em [52], [104].

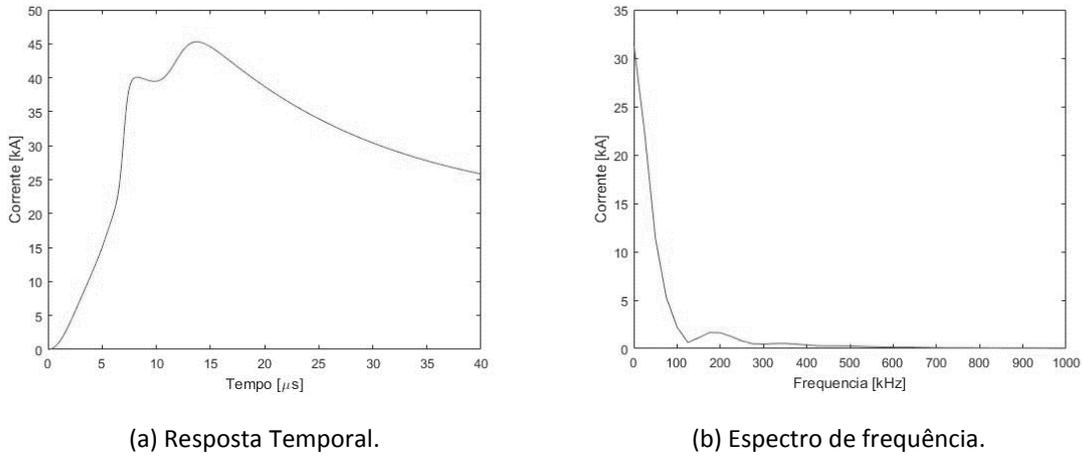


Figura 27 – Resposta temporal (a) e espectro de frequência (b) de descarga atmosférica medida na estação metereológica da Estação do Morro do Cachimbo. Primeira Descarga de Retorno – onda de corrente com parâmetros medianos.

A torre pode ser dividida em diversos segmentos, os quais podem ser modelados separadamente, para possibilitar a injeção da corrente da descarga em diferentes pontos. Isso é essencial para alocar as posições corretas das cadeias de isoladores e dos cálculos de tensão/corrente adequadamente em *softwares* de transitórios eletromagnéticos. As Equações (55) a (57) ilustram as impedâncias próprias e mútuas da torre.

$$Z_{11} = 60 \left(\ln \left(\frac{4h}{r} \right) - 1 \right) \quad (55)$$

$$Z_{1j} = 60 \ln \left(\frac{2h + \sqrt{4h^2 + d_{1j}^2}}{d_{1j}} \right) + 30 \frac{d_{1j}}{h} - 60 \sqrt{1 + \frac{d_{1j}^2}{4h^2}} \quad (56)$$

$$Z_s = \frac{\sum_{j=1}^n Z_{1j}}{n} \quad (57)$$

onde n é o número de eletrodos paralelos; h é a altura da torre; d_{1j} é a distância média entre o eletrodo referência e os demais eletrodos; Z_{1j} é a impedância mútua gerada por cada representação (j sempre diferente de 1); Z_{11} é a impedância própria do eletrodo, r é o raio do eletrodo e Z_s é a impedância de surto equivalente da torre.

5.5. Sobretensões nas Cadeias de Isoladores

5.5.1. Descrição do Sistema

O sistema em questão é uma linha de transmissão aérea utilizada para cruzar o rio Amazonas. Essa linha atípica apresenta características particulares e as informações do sistema estão presentes na Figura 3 e na Tabela 1. As informações adicionais necessárias para modelagem da torre e do aterramento são ilustradas, respectivamente na Tabela 3 e na Figura 28. Para os aterramentos, não foi encontrada na literatura nenhuma informação; dessa maneira, usaram-se aterramentos típicos de linhas de transmissão. Houve a estimativa de alguns dados adicionais com base em imagens e informações existentes em [21].

Tabela 3 - Informações adicionais das torres principais, com dados disponíveis em [21].

Distância média entre os pés da torre (d)	22 metros
Raio médio dos eletrodos (das torres)	172 cm

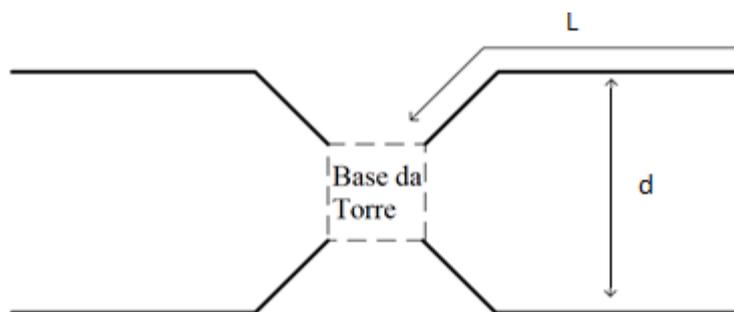


Figura 28 – Configuração do cabo contrapeso. Adaptado de [78].

Para as torres adjacentes, devido à falta de informações na literatura, extrapolaram-se as informações existentes da torre principal. As informações são apresentadas na Tabela 4. Além disso, a catenária considerada nesse trabalho é ilustrada na Figura 29, onde o peso específico dos condutores são os mesmos do caso principal. As linhas paralelas ao solo, contemplando os valores médios, são referentes à modelagem por quadripolos. O solo adjacente foi considerado com resistividade de aproximadamente $100 \Omega \cdot m$ para as torres desniveladas e para a torre principal considerou-se a água do rio Amazonas com resistividade de $20 \Omega \cdot m$.

Para a aplicação concreta da modelagem aos circuitos que cruzam as margens do rio Amazonas é necessário, *a priori*, uma indicação das distâncias e das geometrias envolvidas. Infelizmente, diversas dessas informações não estavam disponíveis, tendo sido necessária a estimativa de diversos fatores. Sabe-se que há uma perda na avaliação concreta de dado circuito devido a esse procedimento. Contudo, sabe-se que caso essas informações venham a ser disponibilizadas é possível aplicar a metodologia aqui proposta para a devida avaliação de desempenho do sistema.

Tabela 4 - Informações das torres adjacentes.

Distância média entre os pés da torre (d)	6 metros
Raio médio dos eletrodos (das torres)	55 cm
Altura fase A	70,5 m
Altura fase B	80,5 m
Altura fase C	70,5 m
Altura dos cabos pararraios	90 m
Diâmetro do condutor fase	29,591 mm
Diâmetro do condutor pararraios	9,14 mm
Distância horizontal entre condutores fase	5 m
Distância horizontal entre condutores pararraios	17,6 m

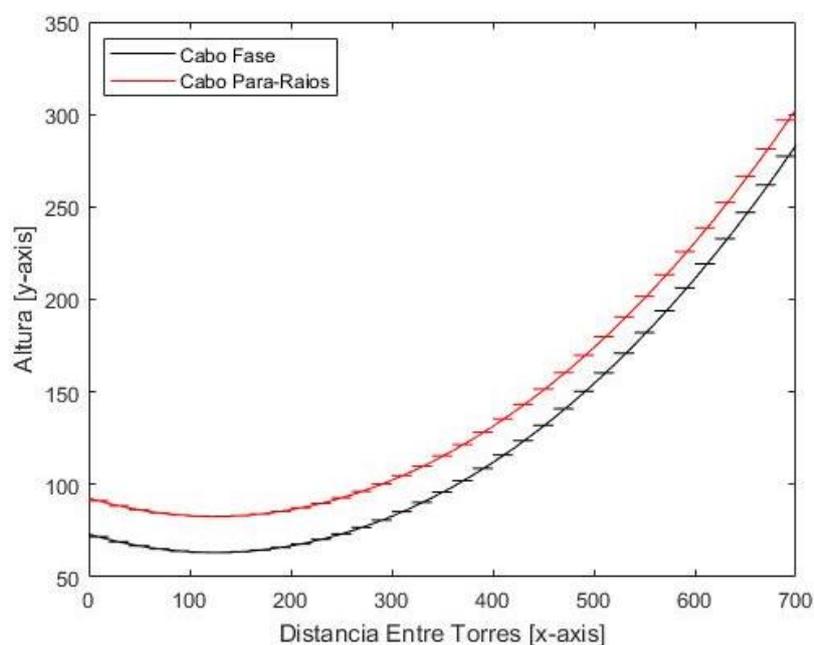


Figura 29 – Catenária das linhas adjacentes. Linha contínua é a representação via método dos eletrodos e representação intervalar é via quadripólo.

5.5.2. Análise de Sensibilidade I: Modelo da Linha de Transmissão

Nessa primeira parte dos resultados deseja-se perceber a influência do modelo da linha na sobretensão atmosférica nas cadeias de isoladores. Para tanto se considera:

- Um circuito onde há apenas torres de 300 metros de altura;
- Um circuito mais realístico onde as torres adjacentes são formadas por torres menores com vãos típicos e o desnivelamento das torres adjacentes também é levado em conta.

O objetivo da primeira configuração é ilustrar a influência do vão principal e verificar a sensibilidade dos modelos de LnU nas sobretensões atmosféricas. Já o segundo caso busca quantificações similares, considerando, porém, configurações mais realísticas. No restante do

presente documento o termo “caso (a)” refere-se à primeira configuração, considerando apenas torres de 300 m, e “caso (b)” passa a se referir ao circuito mais próximo da realidade.

Quanto à modelagem da linha de transmissão três possibilidades são adotadas nessa seção de resultados, sendo elas: i) linha uniforme – os parâmetros por unidade de comprimento são obtidos considerando uma altura média da linha de transmissão com o solo adjacente (Uniforme); ii) LnU modelada por cascata de quadripólos – aqui apenas o método proposto por Ametani para o cálculo de cada Z e Y foi aplicado; isso ocorre pois os eletrodos apresentam comprimento muito menor que a altura de cada intervalo ($\text{LnU}_{\text{Ametani}}$) e iii) LnU pelo modelo eletromagnético híbrido (LnU_{HEM}).

Para essa primeira análise de sensibilidade o aterramento foi modelado por um parâmetro concentrado (resistência elétrica) com seu valor fixo em 10Ω .

A Figura 30 retrata a sobretensão atmosférica na fase A considerando uma descarga atmosférica incidindo no cabo pararraios mais próxima desta fase para o caso (a), enquanto que a Figura 31 ilustra mesma situação, mas para o caso (b). Foi ilustrada apenas a sobretensão para essa fase, para facilitar a análise gráfica. Respostas similares foram encontradas nas demais fases.

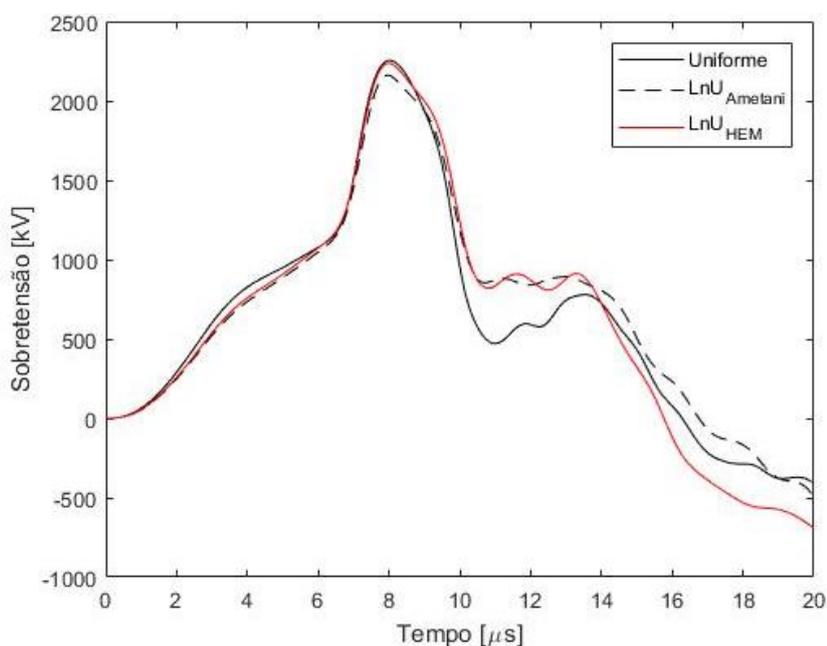


Figura 30 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (a) – apenas torres de 300 metros de altura.

Pode-se perceber pela Figura 30 e Figura 31 que, inicialmente, a modelagem via quadripólo e a modelagem via modelo eletromagnético híbrido apresentam respostas similares. Contudo, o HEM é o que apresenta o pico mais elevado em ambos os casos. Além disso, as sobretensões máximas na Figura 31 são aproximadamente 25% mais elevadas. Isso é decorrente do fato que as impedâncias das linhas desniveladas são menores que o caso das torres mais elevadas.

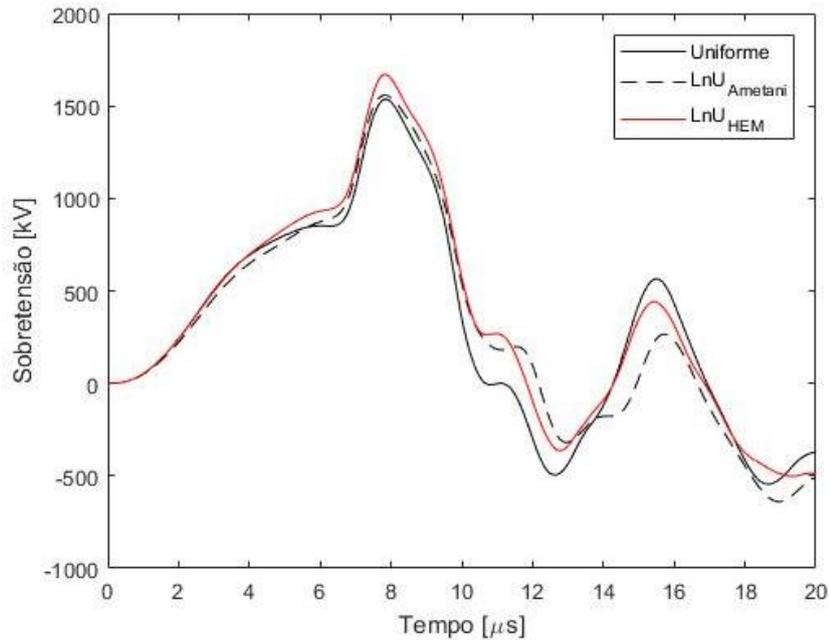


Figura 31 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (b) – consideração do desnivelamento das torres adjacentes (sistema composto por torres de 300 e 90 metros).

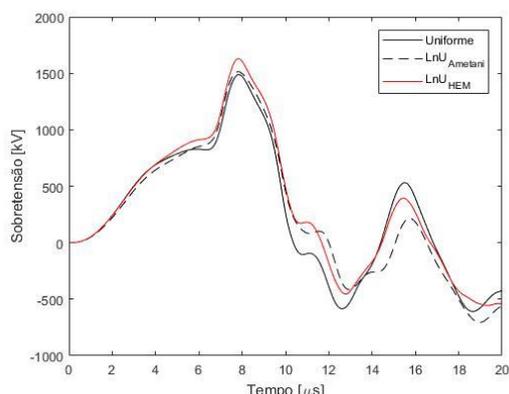
Pode-se ainda perceber que, a curva associada com a modelagem de linha uniforme, ao contrário das demais, modifica sensivelmente suas características, i.e., na Figura 30 linha uniforme é o caso mais conservativo enquanto que na Figura 31 é o menos conservativo. De acordo com os resultados nos capítulos 3 e 4, a modelagem de linhas de transmissão aéreas para as torres desniveladas (adjacentes) apresenta maior diferença em sua resposta que na modelagem das linhas principais (verificar Figura 5 e Figura 25). Dessa maneira, acredita-se que a desconsideração da não uniformidade dos modelos pode levar a casos menos conservadores.

5.5.3. Análise de Sensibilidade II: Influência do Aterramento Elétrico

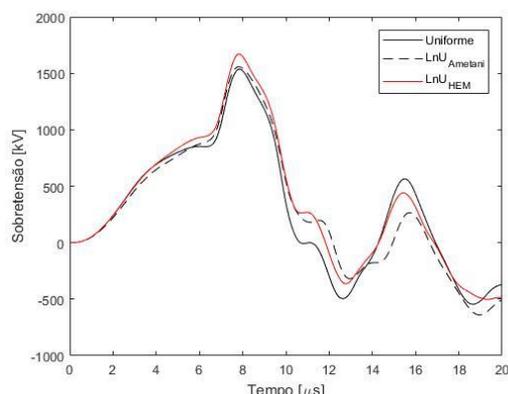
Segundo a literatura técnica especializada, o aterramento elétrico é um dos principais elementos capazes de melhorar o desempenho da linha de transmissão frente a fenômenos atmosféricos [70, 76, 86, 78]. Essa afirmação é normalmente verdade, salvo alguns casos particulares, sendo eles: i) tempo de frente da onda muito pequeno e ii) torres muito elevadas. Nessas duas condições, as ondas eletromagnéticas que viajam na torre e são refletidas no aterramento elétrico são incapazes de auxiliar na redução da máxima sobretensão causada nas mísulas.

No caso estudado nessa tese de doutorado, tem-se claramente uma torre com comprimento muito elevado, impossibilitando que o aterramento auxilie nas sobretensões até o intervalo de $2,5 \mu\text{s}$ (dobro do tempo de trânsito da onda ao longo da torre). Dessa maneira, para verificar a influência do aterramento nas sobretensões atmosféricas, a Figura 32 ilustra as sobretensões

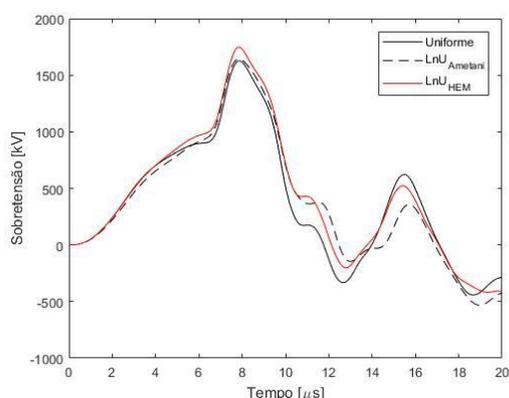
na fase A considerando o caso (b) para todos os modelos de linha, considerando os valores de resistência de pé de torre de 5, 10, 20 e 40 Ω .



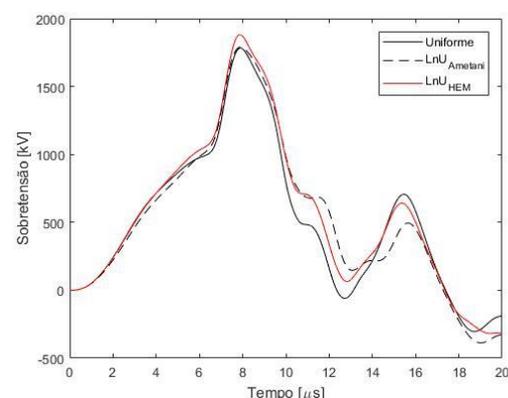
(a) Resistência de 5 Ω .



(b) Resistência de 10 Ω .



(c) Resistência de 20 Ω .



(d) Resistência de 40 Ω .

Figura 32 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (b).

Conforme pode ser visto na Figura 32, para um caso de variação de resistência de pé de torre de 5 para 40 Ω a sobretensão máxima sofreu pequena variação; veja na Tabela 5 os valores máximos de sobretensão para cada modelo para verificar tal conclusão. Esse tipo de padrão não é encontrado em torres convencionais, da ordem de algumas dezenas de metros, pois nesses casos a onda refletida na junção torre-aterramento consegue efetivamente reduzir as sobretensões atmosféricas. Além disso, para ondas de tensão com tempo de frente menor que 2,5 μs o aterramento elétrico dessas torres não promoverá a menor diferença para a sobretensão máxima (caso de descargas subsequentes, por exemplo).

De acordo com a Tabela 5 para uma redução de 87,5% da resistência de aterramento, a sobretensão atmosférica máxima reduziu 16,5% na modelagem por linha uniforme, 15,4% na modelagem por quadripólos e 13,4% na modelagem pelo método eletromagnético híbrido. Além disso, pode-se perceber também que, com o aumento da resistência de aterramento existe uma menor divergência entre os modelos adotados.

Tabela 5 - Sobretensões máximas para cada resistência de pé de torre. Valor entre parênteses igual à diferença percentual em relação ao HEM. Resistência de aterramento modelada por um parâmetro concentrado resistivo.

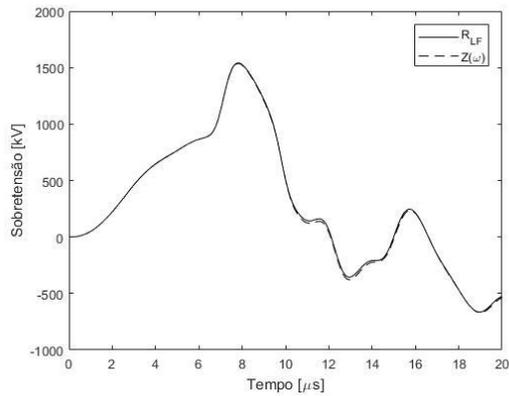
Resistência de aterramento [Ω]	Sobretensão Máxima (Linha Uniforme) [MV]	Sobretensão Máxima ($\text{Ln}U_{\text{Ametani}}$) [MV]	Sobretensão Máxima ($\text{Ln}U_{\text{HEM}}$) [MV]
5	1,4883 (-8,61%)	1,5134 (-7,07%)	1,6285
10	1,5363 (-8,01%)	1,5582 (-6,69%)	1,6700
20	1,6260 (-6,93%)	1,6419 (-6,02%)	1,7471
40	1,7830 (-5,20%)	1,7888 (-4,90%)	1,8809

Os resultados presentes nessa subseção ilustram que em caso de torres altas o aterramento elétrico não reduz tão incisivamente as sobretensões atmosféricas. Conforme comentado anteriormente, isso acontece devido ao tempo de trânsito relativamente grande existente entre o topo da torre e o aterramento elétrico.

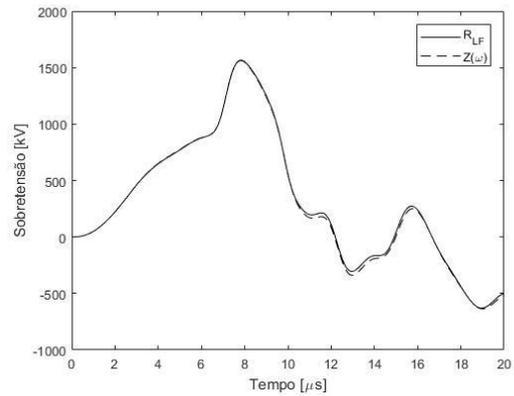
Outra modelagem utilizada para o aterramento elétrico no estudo de sobretensões atmosféricas é a consideração de sua impedância harmônica. Dessa maneira, a Figura 33 ilustra as sobretensões atmosféricas considerando duas possibilidades de modelagem: i) resistência de aterramento modelada via resistência em baixa frequência (R_{LF}) ou ii) impedância harmônica do aterramento (resposta completa)¹⁰. Para a Figura 33 apenas o modelo eletromagnético híbrido foi considerado (vide detalhes dos outros modelos de aterramento no Apêndice B). As informações dos cabos contrapeso simulados são mostradas na Tabela 6 e a configuração do aterramento na Figura 28. Para verificar o impacto da modelagem do aterramento na sobretensão atmosférica, a Tabela 7 mostra as sobretensões atmosféricas em todos os cinco casos simulados.

Conforme pode ser visto na Figura 33 e na Tabela 7, a modelagem mais complexa do aterramento praticamente não gerou divergências nas sobretensões atmosféricas, quando comparadas com as calculados considerando a modelagem mais simples para o aterramento (via R_{LF}). Pode-se perceber que as diferenças entre os modelos começam a surgir em torno de 10 μ s, muito tempo após o segundo pico da descarga atmosférica. E essa diferença começa a ser perceptível apenas para solos com resistividades mais elevadas (acima de 1.000 Ω .m). Adicionalmente, nos picos, a maior variação percentual entre o modelo complexo e a aproximação por uma resistência de aterramento com valor igual à resposta em baixa frequência (R_{LF}) não ultrapassou os 0,536%. Isso ilustra que para torres mais elevadas a modelagem do aterramento pode ser feita via resistência de pé de torre.

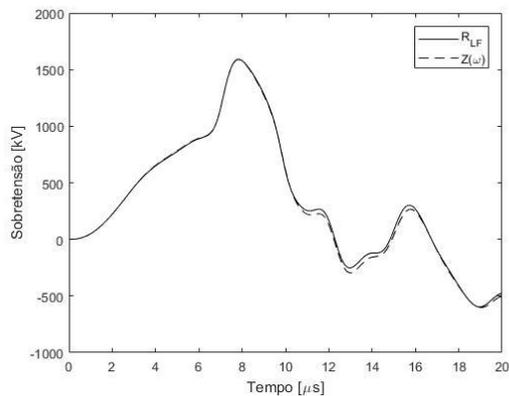
¹⁰ Conforme pode ser visto no Apêndice B, o modelo considerado como referência nesse trabalho foi o HEM. Como é de interesse analisar outros parâmetros nessa seção de resultados, apenas o HEM resolvido pelo tradicional MoM foi utilizado no cálculo do $Z(\omega)$.



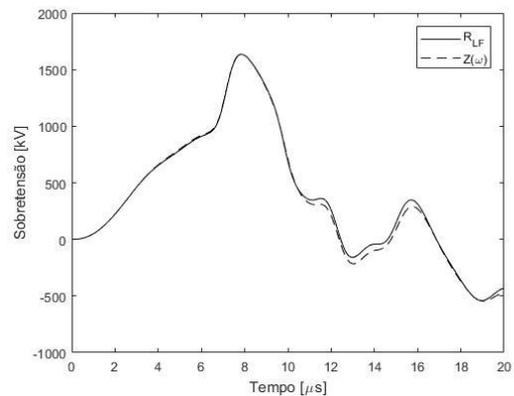
(a) Eletrodo de 22 metros.



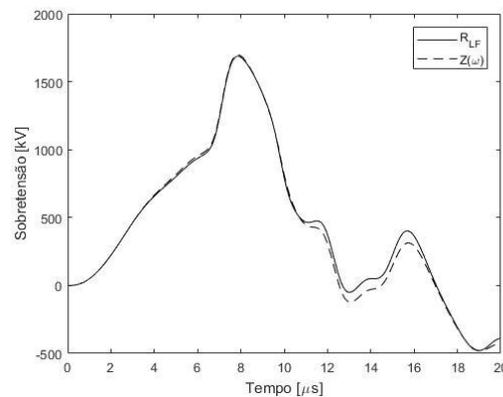
(b) Eletrodo de 37 metros.



(c) Eletrodo de 52 metros.



(d) Eletrodo de 82 metros.



(e) Eletrodo de 132 metros.

Figura 33 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Caso (b). Modelagem das linhas aéreas via HEM. Consideração da resposta harmônica do aterramento.

Tabela 6 – Informações dos aterramentos elétricos simulados. Adaptado de [78]. Distância entre os eletrodos (d) de 20 metros.

Resistividade do solo (ρ) [$\Omega \cdot m$]	300	600	1000	2000	4000
Comprimento (L) [m]	22	37	52	82	132
Resistência baixa frequência (R_{LF}) [Ω]	8,04	10,79	13,76	19,13	26,00

Tabela 7 - Sobretensões máximas para cada configuração de aterramento. Valor entre parênteses igual à diferença percentual em relação à resposta harmônica do aterramento (resposta completa ou $Z(\omega)$).

Comprimento L dos eletrodos [m]	Sobretensão Máxima (R_{LF}) [MV]	Sobretensão Máxima ($Z(\omega)$) [MV]
22	1,5409 (0,3014%)	1,5363
37	1,5651 (0,2318%)	1,5615
52	1,5906 (0,1366%)	1,5884
82	1,6349 (-0,1069%)	1,6366
132	1,6886 (-0,5360%)	1,6977

De acordo com os resultados presentes nessa subseção, a modelagem mais complexa do aterramento elétrico para torres altas mostrou-se desnecessária. Contudo, conforme citado anteriormente, a torre estudada apresenta características extremamente atípicas. Para verificar a sensibilidade da modelagem do aterramento elétrico com outros circuitos, onde a linha tem característica não uniforme, a próxima análise ilustra uma avaliação similar à presente nessa subseção, considerando, porém, linhas utilizadas para conectar regiões com características vegetativas diferenciadas, como por exemplo, no caso de torres usadas na mudança de cerrado para mata Amazônica. As características do circuito de transmissão são ilustradas na Tabela 8. A catenária da conexão entre as torres é ilustrada na Figura 34, considerando peso específico dos cabos fase e pararraios de aproximadamente 3 km na Equação (20).

Tabela 8 – Características geométricas e dados da linha de transmissão circuito 230 kV.

Tensão de operação	230 kV
Número de condutores/fase	1
Número de cabospararraios	2
Altura fase A	28,1 m
Altura fase B	31,9 m
Altura fase C	34 m
Altura cabospararraios	41,8 m
Distância horizontal entre condutores fase	2,4 m
Distância horizontal entre condutores pararraios	3,8 m
Condutorfase	Grosbeak
Condutorpararraios	3/8" EHS
Distância média entre os pés da torre (d)	4 metros
Raio médio dos eletrodos (das torres)	6,5 cm

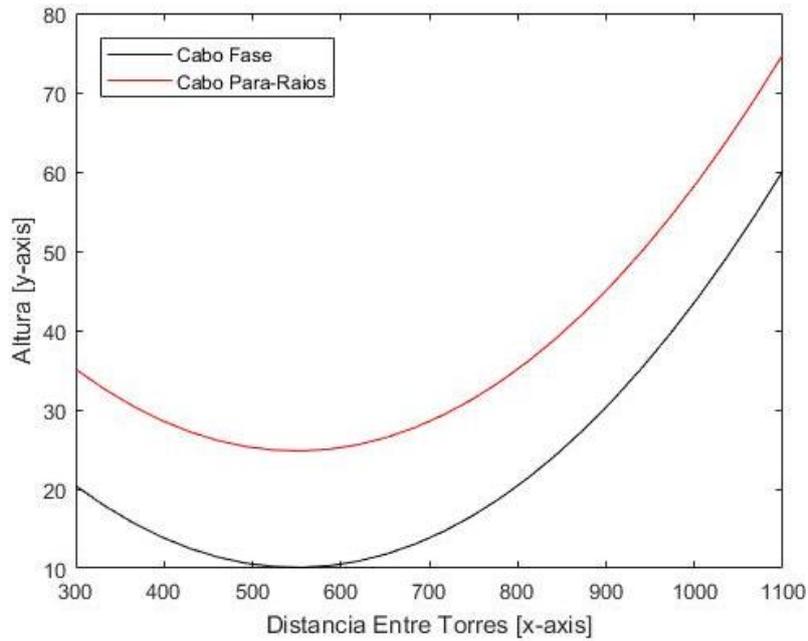
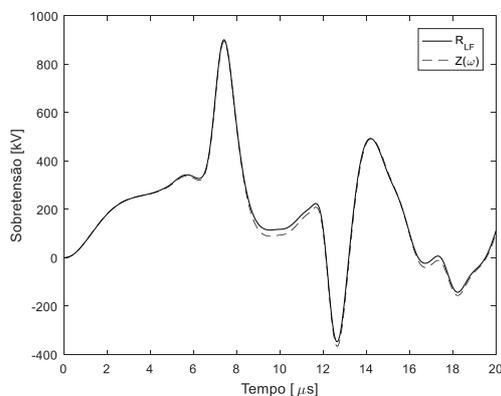
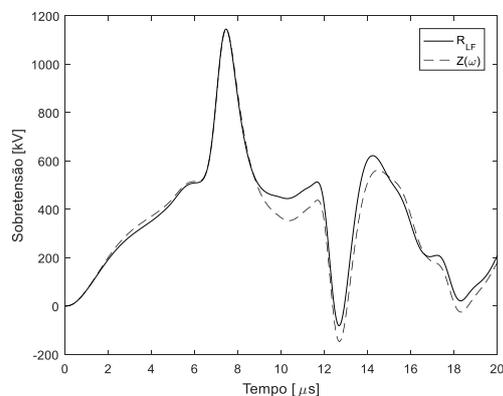


Figura 34 – Catenária da linha que conecta torres desníveis.

Conforme verificado nos resultados (Figura 33), os casos onde a modelagem via resistência e impedância harmônica ilustraram, respectivamente, menor diferença e maior diferença na curva da sobretensão, foram para os casos de eletrodo de 22 metros e 132 metros. Assim, a Figura 35 ilustra a sobretensão atmosférica na fase A considerando a modelagem do aterramento elétrico via $Z(\omega)$ e R_{LF} considerando a descarga atmosférica incidindo no topo da torre mais alta. Pode-se perceber que para o caso de solos com resistividades menores (Tabela 6 e Figura 35 (a)) a consideração do aterramento elétrico por sua resistência em baixa frequência representa bem o fenômeno. Contudo, diferentemente do caso ilustrado na Figura 33 para o caso de resistividades mais elevadas (Tabela 6 e Figura 35 (b)) as curvas começam a apresentar discrepância ao longo do tempo. Entretanto, o valor máximo de sobretensão é preservado utilizando ambas as metodologias.



(a) Eletrodo de 22 metros.



(b) Eletrodo de 132 metros.

Figura 35 - Sobretensão atmosférica entre a fase A e a torre (em cima da cadeia de isoladores). Modelagem das linhas aéreas via HEM. Consideração da resposta harmônica do aterramento.

5.6. Conclusões e discussões

Pode-se perceber que, em todos os casos simulados, o modelo eletromagnético híbrido sempre apresentou os resultados mais conservativos, o que levou a conclusão de que essa modelagem deve ser empregada nas situações mais complexas, i.e., tanto para o caso de modelagem de linhas com vãos atípicos quanto para modelagem de desnivelamento (como caso de fiordes). Contudo, esse modelo tem um custo computacional elevado; para os casos simulados, gastam cerca de 150 vezes mais esforço computacional que o modelo $\text{LnU}_{\text{Ametani}}$.

O autor acredita que, para estudos iniciais, o quadripólo apresenta resultados concernentes com a física do problema. Além disso, ele apresenta fácil implementação, além de demandar tempo computacional baixo e fácil ajuste vetorial. Contudo, caso deseje-se ter um estudo mais aprofundado é altamente recomendado o HEM.

Para torres muito altas, o aterramento elétrico pode não influenciar significativamente na redução das sobretensões atmosféricas. Além disso, pôde-se perceber que modelos mais complexos, que levam em consideração a resposta transitória do aterramento, não têm impacto nas sobretensões nas mísulas das cadeias de isoladores, uma vez que as sobretensões atmosféricas geradas são muito próximas das decorrentes da representação do aterramento por uma simples resistência em baixa frequência. Ademais, conforme citado anteriormente, a consideração da variação dos parâmetros do solo com a frequência não foi levada em conta; então, essa diferença de aproximadamente 0,5% no pico ainda é o caso mais conservativo.

Finalmente, pode-se concluir que para o estudo de desempenho de linhas de transmissão frente a descargas atmosféricas, quando existem torres altas (acima de 70 metros) a modelagem da linha de transmissão tem impacto mais incisivo na resposta transitória que a modelagem do aterramento. Além disso, como o aterramento elétrico tem efeito menos relevante no cálculo de sobretensões em torres elevadas, quando necessário, indica-se o uso de equipamentos pararraios para redução de sobretensões atmosféricas.

6. Conclusões

Nesse capítulo apresentam-se as principais conclusões e discussões geradas durante o desenvolvimento desta tese de doutorado, além de algumas possíveis práticas para auxiliar nas reduções das sobretensões atmosféricas de torres altas. Por fim, apresentam-se algumas propostas de continuidades de pesquisa.

6.1. Principais Conclusões

Diante do extenso estudo realizado ao longo deste trabalho de doutorado, mediante levantamentos do estado da arte, análise de premissas, simulações, análises de resultados, pode-se enumerar as seguintes conclusões finais, tendo em vista os temas abordados ao longo deste trabalho:

- Estado da arte no tema sobre linhas não uniformes (LnU) e principais contribuições

Existem diversos modelos eletromagnéticos de LnU disponíveis na literatura, dentre os quais destacam-se os seguintes: aplicação de diferenças finitas, utilização de cascata de linhas uniformes (cascata de quadripolos), uso de matriz de transferência e uma técnica conhecida como linha exponencial (onde os parâmetros da linha apresentam decaimento exponencial). De acordo com a experiência adquirida pelo autor desta tese (tendo como principal métrica a relação custo/benefício entre tempo computacional e consistência física), o modelo eletromagnético mais fisicamente consistente encontrado na literatura refere-se à utilização de cascata de quadripolos.

Em função do exposto, uma das primeiras atividades correspondeu à implementação computacional da técnica de cascata de quadripolos. Os resultados ilustraram algumas limitações numéricas e físicas, a saber: i) dificuldade na síntese de funções racionais necessárias para a representação de redes multifásicas, variantes na frequência, para implementação em *softwares* do tipo EMT e ii) inconsistência das condicionantes físicas empregadas na consideração do modelo para o cálculo de cada segmento uniforme. Desta forma, uma das primeiras contribuições desse trabalho de doutorado refere-se a um melhor condicionamento da modelagem por cascata de quadripolos.

Em seguida, dada à desconsideração do acoplamento eletromagnético entre os quadripolos que constituem a linha não uniforme, uma segunda contribuição refere-se à aplicação do modelo eletromagnético híbrido (HEM, do inglês *Hybrid Electromagnetic Model*) na solução numérica de LnU.

A terceira contribuição está associada ao estudo de sobretensões atmosféricas em torres altas, com análises de sensibilidade em relação aos modelos de linha e ao aterramento elétrico.

Para finalizar, duas outras contribuições foram geradas, a saber: i) limites de validade da desconsideração da corrente de deslocamento no retorno pelo solo e ii) técnicas alternativas para melhoria do desempenho computacional no cálculo da impedância harmônica do aterramento elétrico. Estas contribuições estão relatadas no texto na forma de dois apêndices, uma vez que não estão diretamente relacionadas ao principal tema desta tese (modelagem de LnU).

Os resultados decorrentes das contribuições destacadas acima são detalhados a seguir. Na maior parte dos resultados foi utilizada uma linha de transmissão não uniforme utilizada para travessia do rio Amazonas, onde a principal grandeza avaliada corresponde à sobretensão atmosférica.

- Modelagem de linhas de transmissão aéreas não uniformes por meio de cascata de quadripolos

Foi desenvolvida uma formulação para a representação de LnU (via cascata de quadripolos) com obtenção da matriz de admitância nodal equivalente. Inicialmente, foi avaliado o impacto do comprimento (finito ou infinito) dos circuitos (segmentos de linha) nos parâmetros da linha (impedância longitudinal Z e admitância transversal Y). Em seguida, foram quantificados o ganho computacional e a precisão do aumento da observabilidade dos autovalores do espectro inferior de frequência via uso da transformação de modo revelador (MRT). A função matemática “dupla exponencial” foi utilizada como sinal de corrente representativo da descarga atmosférica. Foram avaliadas as sobretensões na fase onde se deu a injeção de corrente (denominada sobretensão própria) e em outras fases (sobretensão induzida).

Os principais resultados ilustram que:

- As sobretensões (tanto próprias quanto induzidas) decorrentes da modelagem da linha como uniforme são bastante distintas das oriundas da consideração da linha como não uniforme;
 - As sobretensões associadas ao modelo de linha uniforme são bastante sensíveis ao comprimento de cada segmento que representa o quadripolo; quando os segmentos são considerados infinitos (onde Z e Y são calculadas via aplicação das fórmulas de Deri), as sobretensões apresentam diversas oscilações numéricas; por outro lado, quando os comprimentos são finitos (onde Z e Y são calculadas via aplicação das fórmulas de Ametani) tais oscilações desaparecem;
 - O uso do ajuste vetorial direto (tanto para 50 quanto para 80 polos) acarreta em dificuldades quanto à observabilidade de autovalores na faixa inferior do espectro de frequências; este problema é contornado com a aplicação do MRT antes do ajuste vetorial.
- Modelagem de linhas de transmissão aéreas não uniformes por meio do modelo eletromagnético híbrido

Foi realizada uma adaptação do HEM para avaliação do comportamento de LnU. As principais características de tal adaptação referem-se à: i) inclusão do efeito do solo nos acoplamentos

eletromagnéticos transversais e longitudinais; no transversal foi utilizado o método de imagens modificado (proposto por Takashima), enquanto no longitudinal o método do plano complexo de Deri e ii) redução das integrais duplas (presentes nas expressões das impedâncias transversais e longitudinais do HEM original) para integrais simples, o que acarreta em significativo ganho computacional. Foram avaliadas a admitância nodal no domínio da frequência e as sobretensões atmosféricas (próprias e mútuas). A forma de onda de corrente e sistema físico (linha LnU) utilizadas no tema anterior foram mantidos.

Os principais resultados ilustram que:

- As admitâncias nodais (determinadas considerando a LnU via cascata de quadripolos e via HEM) apresentaram comportamento relativamente próximos na faixa de frequência de 100 Hz a 1 MHz, principalmente para os elementos próprios; contudo, para a faixa de 1 a 2 MHz os resultados são bastante distintos, principalmente para os elementos mútuos. Tais diferenças são atribuídas ao fato de que no espectro superior de frequência a aproximação quase-TEM (premissa dos quadripolos) começa a ser violada. Adicionalmente, as maiores divergências para os elementos mútuos estão associadas à desconsideração do acoplamento eletromagnético entre os quadripolos; naturalmente, estas diferenças na frequência impactarão os resultados no domínio do tempo;
 - As sobretensões próprias decorrentes dos modelos de linha uniforme e LnU (com Z e Y determinados via Ametani) são muito próximas (principalmente nos instantes iniciais do transitório); contudo, são bastante distintas da associada ao modelo de LnU via HEM, principalmente à medida que o tempo passa, onde esta última sofre atenuação e atraso significativos;
 - As sobretensões mútuas são muito diferentes para os três modelos citados acima, sendo que o atraso e atenuação da sobretensão via LnU e HEM são mantidos;
 - Os atrasos e atenuações citados acima são atribuídos ao comprimento da catenária que é contemplado na íntegra, fazendo com que a onda eletromagnética “enxergue” um caminho mais longo.
- Sobretensões atmosféricas nas cadeias de isoladores de linhas de transmissão

Foi apresentado um estudo de sobretensões atmosféricas nas cadeias de isoladores da LnU utilizada para a travessia do rio Amazonas. Inicialmente, foram relatadas as modelagens utilizadas para representação dos principais elementos envolvidos em estudos desta natureza, a saber: linha, aterramento, torre, canal de descarga e respectiva forma de onda de corrente representativa da descarga atmosférica. Finalmente, foram apresentadas análises de sensibilidade da sobretensão em função dos modelos de linha e do aterramento elétrico. Em todas as análises os seguintes elementos foram mantidos fixos: canal de descarga atmosférica, que foi modelado por uma resistência de 1500 Ω em paralelo com a fonte de corrente representativa da descarga, modelada por uma soma de sete funções de Heidler com parâmetros medianos medidos na Estação de Pesquisas de Descargas Atmosféricas do Morro do Cachimbo; torre, modelado por equações de Jordan modificadas para representação das impedâncias próprias e mútuas. Nas avaliações, dois tipos linhas são considerados: uma com

torres de mesma altura (300 m) e outra com alturas distintas (300 m para as duas torres principais e 90 metros para as adjacentes).

Os principais resultados ilustram que:

- Nos instantes iniciais do transitório (até aproximadamente 5 μ s), para os dois tipos de linha, em termos práticos, as sobretensões atmosféricas são insensíveis aos modelos utilizados para representar a linha de transmissão (linha uniforme, LnU via quadripolos com Ametani e via HEM). Contudo, a partir deste instante, diferenças significativas começam a aparecer no comportamento das sobretensões para os dois tipos de linha. No tipo de linha com torres de alturas fixas os modelos de linha uniforme e LnU via HEM geram picos de sobretensão muito próximos. No outro tipo de linha (alturas distintas) o pico de sobretensão mediante LnU via HEM é superior.
- As sobretensões atmosféricas são pouco sensíveis em relação ao modelo utilizado para representar o aterramento elétrico. Este fato está associado ao elevado valor da altura das torres. De acordo com os resultados gerados neste trabalho, para uma redução de 87,5% da resistência em baixa frequência do aterramento, a sobretensão atmosférica máxima reduziu 16,5%, 15,4% e 13,4% quando a linha é modelada, respectivamente, como uniforme, como LnU via quadripolos e como LnU via HEM. Quando o aterramento é modelado via HEM (mediante o uso de sua impedância harmônica), em termos práticos, as sobretensões são iguais às decorrentes do modelo mais simples do aterramento (sua resistência em baixa frequência). Apenas pequenas diferenças foram encontradas a partir de aproximadamente 10 μ s (tempo muito superior ao de ocorrência do segundo pico da corrente de descarga atmosférica), sendo que essa diferença começa a ser perceptível apenas para solos com resistividades mais elevadas (acima de 1.000 Ω .m). A maior variação percentual nos picos de sobretensão, gerados pelo modelo mais fisicamente consistente do aterramento (impedância harmônica) e pelo mais simples (resistência em baixa frequência), não ultrapassou 0,536%. Este resultado é muito importante, pois ilustra que em estudos desta natureza basta representar o aterramento por uma simples resistência, que é facilmente medida por instrumentos comerciais.

6.2. Propostas de Trabalhos Futuros

Tendo em vista os aspectos mencionados na subseção anterior, aliada à experiência adquirida pelo autor desta tese de doutorado na temática sob estudo, percebe-se que algumas atividades de pesquisa merecem investigação adicional e aprofundamento em trabalhos futuros. Dentre as principais citam-se os seguintes:

- Implementação computacional das outras modelagens de LnU existentes na literatura, com posterior comparação com as implementadas neste trabalho.
- Verificação de outras metodologias para determinação da impedância longitudinal e admitância transversal (com efeito do solo subjacente), que considerem modo de propagação distinto do quase-TEM, além da considerada neste trabalho (via Ametani), com respectivas análises de sensibilidade.
- Inclusão de modelagens eletromagnéticas fisicamente consistentes para a consideração do efeito do solo no modelo LnU via HEM, como por exemplo, o uso de superposição de ondas planas.
- Inclusão do efeito da variação dos parâmetros do solo com a frequência nas sobretensões atmosféricas.
- Utilização de outras estatísticas para representação da onda de corrente típica de descargas atmosféricas, como por exemplo, aquelas oriundas das medições realizadas em San Salvatore, além da determinação das sobretensões atmosféricas associadas às descargas subsequentes.
- Aplicação da metodologia apresentada nesta tese para modelagem de torres de transmissão.
- Determinação das taxas de desempenho (*flashover* e *backflashover*) considerando as diversas modelagens destacadas acima, bem como de outras necessárias para tais cálculos, como por exemplo, cadeias de isoladores, modelos de incidência etc.
- Verificação de outras técnicas de proteção para mitigação das sobretensões atmosféricas, como por exemplo, instalação de pararraios em paralelo com as cadeias de isoladores (tendo em vista que o aterramento exerce proteção reduzida nos casos estudados nesta tese) e uso da técnica conhecida como *Underbuilt Wires*.
- Implementação da LnU via HEM (que possui alto custo computacional) em linguagem de programação mais baixo nível (C++, Fortran, por exemplo), uma vez que todas as simulações feitas nesse trabalho utilizaram os softwares *Mathematica*[®] da *Wolfram* e *MATLAB*[®] da *Mathworks*. Em conjunto, deve-se pensar também em técnicas matemáticas alternativas para acelerar o desempenho computacional.
- Realização de medições em modelos de escala reduzida para verificação da consistência física dos limites de validade e aproximações propostas nesse trabalho.

Referências

- [1] S. Visacro, Descargas Atmosféricas: Uma abordagem de Engenharia, São Paulo: Artliber, 2005.
- [2] V. Rakov, Lightning: Physics and Effects, Cambridge: Cambridge University Press, 2010.
- [3] J. C. S. Filho, Efeito das Descargas Atmosféricas no Desempenho de Linhas de Transmissão - Modelagens nos Domínios do Tempo e da Frequência, P. d. P. e. E. E. COPPE, Ed., Rio de Janeiro - RJ: Tese de doutorado, 2006.
- [4] E. P. E. (EPE), Balanço Energético Nacional 2016: Ano base 2015, Rio de Janeiro, 2016.
- [5] E. P. E. (EPE), “EPE - Empresa Pesquisa Energética,” [Online]. Available: [http://www.epe.gov.br/mercado/Documents/Box%20Mercado%20de%20Energia/Consumo%20Mensal%20de%20Energia%20EI%C3%A9trica%20por%20Classe%20\(regi%C3%B5es%20e%20subsistemas\)%20-%202004-2016.xls](http://www.epe.gov.br/mercado/Documents/Box%20Mercado%20de%20Energia/Consumo%20Mensal%20de%20Energia%20EI%C3%A9trica%20por%20Classe%20(regi%C3%B5es%20e%20subsistemas)%20-%202004-2016.xls). [Acesso em 16 Dezembro 2016].
- [6] “ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica,” [Online]. Available: http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output_Noticias.cfm?Identidade=2845&id_area=90. [Acesso em 16 dezembro 2016].
- [7] A. S. Junior, Modelagem de Linhas de Transmissão para Avaliação de Desempenho frente a Descargas Atmosféricas, Belo Horizonte - UFMG: Tese de Doutorado - Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), 2001.
- [8] I. N. P. Espaciais, “ELAT - Grupo de Eletricidade Atmosférica,” Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovação, [Online]. Available: http://www.inpe.br/webelat/elatMidia/arquivos/20111129163552Materia_GTD_Nov_Dez_2011_Setor_eletrico.pdf. [Acesso em 15 Novembro 2015].
- [9] M. A. O. Schroeder, Modelo Eletromagnético para Descontaminação de Ondas de Corrente de Descargas Atmosféricas: Aplicação às Medições da Estação do Morro do Cachimbo, Belo Horizonte: Tese de Doutorado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, 2001.
- [10] A. F. C. Aquino, A. G. Massaud e D. N. Gonçalves, “Utilização do Religamento Automático Tripolar Lento em Linhas de Transmissão do SIN - Sistema Integrado Nacional: Uma Experiência Bem-Sucedida,” em *XX SNTPEE*, 2009.
- [11] A. Ametani, H. Motoyama, K. Ohkawara e H. Yamakawa, “Electromagnetic disturbances of control circuits in power stations and substations experienced in Japan,” em *Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International*,

Brighton, UK, 2007.

- [12] T. Short, "Application of the IEEE Guide for Improving the Lightning Performance of Electric Power Overhead Distribution Lines," *IEEE T&D Conference*, 1999.
- [13] I. A. J. W. S. Meireles, Plataforma Computacional em C++ e Visual Basic Integrado com o ATP para Levantamento de Desempenho de Linhas de Transmissão frente às Descargas Atmosféricas, São João del Rei: Dissertação de Mestrado: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica PPGEL - UFSJ/CEFET-MG, 2015.
- [14] L. V. Cunha, Desempenho de Linhas de Transmissão frente a Descargas Atmosféricas: Influência do Efeito Corona na Ruptura a Meio de Vão, Belo Horizonte: Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFMG - PPGEE, 2010.
- [15] C. Portela, Sobretensões e Coordenação de Isolamento Vol I, Rio de Janeiro: COPPE/UFRJ, 1982.
- [16] C. Portela, Sobretensões e Coordenação de Isolamento Vol II, Rio de Janeiro: COPPE/UFRJ, 1982.
- [17] C. Portela, Sobretensões e Coordenação de Isolamento Vol III, Rio de Janeiro: COPPE/UFRJ, 1982.
- [18] H. X. d. S. Filho, Distribuição Probabilística de Sobretensões de Origem Atmosférica Incidentes em Subestações a Partir de Linhas de Transmissão com Cabos Pára-Raios, Rio de Janeiro: Tese de Doutorado - COPPE/UFRJ, 1985.
- [19] R. W. S. Garcia, Estudo do Comportamento Eletromagnético de Isoladores Poluídos, Rio de Janeiro: Dissertação de Mestrado - COPPE/UFRJ, 1987.
- [20] C. K. d. C. Arruda, Modelagem de Linhas de Transmissão para Análise de Comportamento quanto a Descargas Atmosféricas, Rio de Janeiro: Dissertação de Mestrado - COPPE/UFRJ, 2003.
- [21] J. N. M. Motta, R. L. S. Nogueira, M. S. Rechtman, L. Zhitian, R. M. Souza, E. Cavalcanti, J. R. Montoya, L. C. Mendes e R. C. J. Jesus, "Travessia do Rio Amazonas e Superação da Floresta Amazônica Projeto Estrutura e Desafios Construtivos," em *Seminário Nacional Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Foz do Iguaçu - PR, 2015.
- [22] "Video do YouTube," [Online]. Available: https://www.youtube.com/watch?v=_Mi4C7R_a6c.
- [23] A. Ametani, "The History and Recent Trends of Transient Analysis in Transmission Lines," em *International Conference on Power Systems Transients (IPST2013)*, Vancouver, Canada, 2013.

- [24] W. Thomson, "On the Theory of the Electric Telegraph," *Proceedings of the Royal Society of London*, vol. 7, pp. 382-399, 1854.
- [25] J. R. Carson, "Wave propagation in overhead wires with ground return," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 5, pp. 539-554, 1926.
- [26] W. H. Wise, "Potential coefficients for ground return circuits," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, pp. 365-371, 1948.
- [27] J. R. Carson, "Ground return impedance: Underground wire with earth return," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 8, nº 1, p. 94-98, 1929.
- [28] H. B. Dwight, "Skin Effect in Tubular and Flat Conductors," *AIEE*, vol. 19, pp. 1379 - 1403, 1918.
- [29] R. A. R. d. Moura, Comparação de Formulações para Inclusão do Efeito do Solo no Comportamento Transitório de Linhas de Transmissão, São João del Rei - MG - Brasil: Dissertação de Mestrado: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica UFSJ/CEFET-MG, 2014.
- [30] A. Ametani, "A General Formulation of Impedance and Admittance of Cables," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vols. %1 de %2PAS-99, nº 3, pp. 902 - 910, 1980.
- [31] A. Deri, G. Tevan, A. Semlyen e A. Castanheira, "The complex ground return plane—A simplified model for homogeneous and multi- layer earth return," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vols. %1 de %2PAS-100, nº 8, p. 3686-3693, 1981.
- [32] F. Pollaczek, "Über das Feld einer unendlich langen wechsel stromdurchflossenen Einfachleitung," *ENT, Heft 9, Band 3*, pp. 339-359, Jul 1926.
- [33] M. Nakagawa, "Admittance Correction Effects of a Single Overhead Line," *IEEE Power Apparatus and Systems*, vol. 1, nº 3, pp. 1154-1161, 1981.
- [34] J. H. Scott, "Electrical and Magnetic Properties of Rock and Soil," *U.S. Geol. Surv., Dep. of the Interior*, October 1966.
- [35] T. Noda, "A Double Logarithmic Approximation of Carson's Ground-Return Impedance," *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 1, nº 221, pp. 472-479, 2006.
- [36] A. C. S. d. Lima, R. A. R. d. Moura, M. A. d. O. Schroeder e M. T. C. d. Barros, "Different approaches on modeling of overhead lines with ground displacement currents," em *Proceedings of the international power system transients conference, IPST'17*, Seoul, 2017.
- [37] A. C. S. d. Lima e C. Portela, "Inclusion of Frequency-Dependent Soil Parameters in Transmission-Line Modeling," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, nº 1, pp. 492-499,

2007.

- [38] A. J. G. Pinto, E. C. M. Costa, S. Kurokawa, J. H. A. Monteiro, J. L. Franco e J. Pissolato, "Analysis of the electrical characteristics and surge protection of EHV transmission lines supported by tall towers," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 57, pp. 358-365, 2014.
- [39] A. J. G. Pinto, E. C. M. Costa, S. Kurokawa e J. Pissolato, "Analysis of the electrical characteristics of an alternative solution for the Brazilian – Amazon Transmission system," *Electric Power Components and Systems*, vol. 39, pp. 1424-1436, 2011.
- [40] S. Schelkunoff, *Electromagnetic Waves*, New York: D. Van Nostrand Co., 1943.
- [41] L. Wedepohl e C. Indulkar, "Wave Propagation in nonhomogeneous systems. Properties of the Chain Matrix," *Proceedings of the IEEE*, vol. 121, nº 9, p. 997, 1974.
- [42] A. Semlyen, "Some Frequency Domain Aspects of Wave Propagation Aspects of Wave Propagation on Nonuniform Lines," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 9, pp. 968-974, 2003.
- [43] A. Ramirez, A. Semlyen e R. Iravani, "Modeling nonuniform transmission lines for time domain simulation of electromagnetic transients," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 18, nº 3, p. 968–974, Jul. 2003.
- [44] E. Oufi, A. Alfuhaid e M. Saied, "Transients Analysis of lossless single-phase nonuniform transmission lines," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 9, pp. 1694-1700, 1994.
- [45] A. Alfuhaid, E. Oufi e M. Saide, "Application of nonuniform line theory to the simulation of electromagnetic transients in power systems," *International Journal Electric Power and Energy Systems*, vol. 20, nº 3, pp. 225-233, 1998.
- [46] J. R. Gutierrez, P. Moreno, J. Naredo, L. Bermudez, M. Paolone, C. Nucci e F. Rachidi, "Nonuniform transmission tower model for lightning transient studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, nº 2, pp. 490-496, 2004.
- [47] H. Nguyen, H. Dommel e J. Martí, "Modeling of single-phase nonuniform transmission lines in electromagnetic transient simulations," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, pp. 916-921, 1997.
- [48] J. A. Martinez-Velasco, *Power system transients: parameter determination*, CRC press, 2009.
- [49] C. R. Paul., *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, Second Edition: IEEE Press, 2008.
- [50] R. K. Shevgaonkar, *Electromagnetic Waves*, McGraw-Hill, 2006.

- [51] A. C. S. Lima e C. Portela, "Closed-form expressions for ground return impedances of overhead lines and underground cables," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 38, nº 1, pp. 20-26, 2012.
- [52] A. Ametani e A. Ishihara, "Investigation of Impedance and Line Parameters of finite length Multiconductors systems," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 114, nº 4, pp. 905 - 913, 1994.
- [53] B. Gustavsen, "Validation of frequency-dependent transmission line models," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 20, nº 2, pp. 925-933, 2005.
- [54] P. Gomez, P. Moreno e J. Naredo, "Frequency domain transient analysis of nonuniform lines with incident field excitation," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, nº 3, pp. 2273-2280, 2005.
- [55] A. C. S. Lima, R. A. R. Moura, B. Gustavsen e M. A. O. Schroeder, "Modelling of Nonuniform Lines Using Rational Approximation and Mode Revealing Transformation," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 11, nº 8, pp. 2050-2055, 2017.
- [56] A. Semlyen e A. Dabuleanu, "Fast and accurate switching transient calculations on transmission lines with ground return using recursive convolutions," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vols. %1 de %2PAS-94, nº 2, pp. 561-575, 1975.
- [57] B. Gustavsen, "Rational Modeling of Multiport Systems via a Symmetry and Passivity Preserving Mode-Revealing Transformation," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 29, nº 1, pp. 199-206, February 2014.
- [58] B. Gustavsen e C. Heitz, "Modal Vector Fitting: A Tool for Generating Rational Models of High Accuracy with Arbitrary Terminal Conditions," *IEEE Trans. Advanced Packaging*, vol. 31, nº 4, pp. 664-672, November 2008.
- [59] B. Gustavsen e C. Heitz, "Fast Realization of the Modal Vector Fitting Method for Rational Modeling with Accurate Representation of Samll Eigenvalues," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 24, nº 3, pp. 1396-1405, July 2009.
- [60] B. Gustavsen, "Fast Passivity Enforcement for Pole-Residue Models by Perturbation of Residue Matrix Eigenvalues," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 23, nº 4, pp. 2278-2285, October 2008.
- [61] A. C. S. Lima, "Rational Modeling of Nonhomogeneous Systems," *JCAES*, pp. 180-189, 2014.
- [62] F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, nº 1, pp. 51 - 83, 1978.
- [63] A. Baños e J. P. Wesley, "The Horizontal Electric Dipole in a Conducting Half-Space Parte I," University of California - Marine Physical Laboratory of the Scripps Institution of

Oceanography, 1953.

- [64] A. Baños e J. P. Wesley, "The Horizontal Electric Dipole in a Conducting Half-Space Part II," em *University of California - Marine Physical Laboratory of the Scripps Institution of Oceanography*, 1954.
- [65] S. Visacro, Modelagem de Aterramentos Elétricos, Rio de Janeiro: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro (COPPE/UFRJ), 1992.
- [66] S. Visacro e A. S. Jr., "HEM: a model for simulation of lightning-related engineering problems," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 20, nº 2, pp. 1206-1208, Abril 2005.
- [67] C. Portela, "Frequency and Transient Behavior of Grounding Systems - I. Physical and Methodological Aspects," em *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1997.
- [68] C. M. Portela, "Frequency and transient behavior of grounding systems: II Practical Application Examples," em *Proceedings fo the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, United States of America, 1997.
- [69] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, Macgraw Hill Book Company, 1941.
- [70] R. S. Alípio, Modelagem Eletromagnetica de Aterramentos Elétricos nos Domínios do tempo e da Frequência, Belo Horizonte: Dissertação de Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática-CEFET/MG, 2008.
- [71] C. M. Portela, Cálculo de Parâmetros e Comportamento de Malhas de Terra, Comitê Brasileiro de Eletricidade (COBEI/CB-3), Outubro de 1983, 1983.
- [72] R. Andolfato, L. Bernardi e L. Fellin, "Aerial and Grounding System Analysis by the Shifting Complex Images Method," *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 15, nº 3, 2000.
- [73] T. Takashima, T. Nakae e R. Ishibashi, "Calculation of Complex Fields in Conducting Media," *IEEE trans. on Electrical Insulation*, Vols. %1 de %2EI - 15, nº 1, pp. 1 - 7, 1980.
- [74] B. Gustavsen, "Computer Code for Rational Approximation of Frequency dependent Admittance Matrices," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, nº 4, pp. 1093-1098, 2002.
- [75] E. Hewitt e R. E. Hewitt, "The Gibbs-Wilbraham phenomenon: An episode in Fourier analysis," *Archive for History of Excat Sciences*, vol. 21, nº 2, pp. 129-160, 1979.
- [76] "IEEE Guide for Improving the Lightning Performance of Electric Power Overhead Distribution Lines," *IEEE Std 1410™*, pp. 1 - 57, 2010.

- [77] C. W. G. 33-01, "Guide to procedures for estimating the lightning performance of transmission lines," em *Study Committee 33*, Dallas, TX, USA, 1991.
- [78] M. A. O. Schroeder, M. T. C. Barros, A. C. S. Lima, M. M. Afonso e R. A. R. Moura, "Evaluation of the Impact of different Frequency dependent Soil models on lightning overvoltages," *Electric Power Systems Research*, vol. 159, pp. 40 - 49, 2018.
- [79] J. WU, J. He, B. Zhang e R. Zeng, "Influence of grounding impedance model on lightning protection analysis of transmission systems," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 139, pp. 133 - 138, 2016.
- [80] "IEEE Guide for Improving the Lightning Performance of Transmission Lines," *IEEE Standar 1243-1997*, December 1997.
- [81] J. G. Anderson, "Monte Carlo Computer Calculation of Transmission Line Lightning Performance," *IEEE Trans. Power Appl. Syst.*, Vols. %1 de %2PAS-80, nº 3, pp. 414-419, April 1961.
- [82] S. Visacro, R. S. Alípio, C. Pereira, M. Guimarães e M. A. d. O. Schroeder, "Lightning Response of Grounding Grids: Simulated and Experimental Results," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, nº 1, pp. 121-127, 2015.
- [83] L. Grcev, "Impulse efficiency of Ground Electrodes," *IEEE Trans. Power Deliv.*, nº 1, pp. 441-451, January 2009.
- [84] R. H. GoldeEd, "Physics of lightning," in *Lightning*, vol. 1, 1978.
- [85] R. H. GoldeEd, "Lightning protection," in *Lightning*, vol. 2, 1978.
- [86] "IEEE Guide for Improving the Lightning performance of Transmission Lines," *Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society*, 1997.
- [87] F. Heidler, "Analytische blitzstromfunktion zur lemp-berechnung," *Proc. 18th Int. Conf. Lightning Protection*, pp. 63-66, Sep. 1985.
- [88] A. D. Conti e S. Visacro, "Analytical Representation of Single- and Double- peaked lightning current waveforms," *IEEE Trans. Electromagn. Compat*, vol. 49, nº 2, May 2007.
- [89] M. Y. Tomasevich, A. C. S. Lima e R. F. S. Dias, "Approximation of Lightning Current Waveforms Using Complex Exponential Functions," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, nº 5, pp. 1686 - 1689, 2016.
- [90] K. B. McEachron, "Lightning to the Empire State Building," *J. Frankling Inst.*, vol. 227, pp. 149-217, 1939.

- [91] K. Berger, R. B. Anderson e H. Kroninger, "Parameters of lightning flashes," *Electra*, vol. 41, pp. 23-37, 1975.
- [92] B. N. Gorin, V. I. Levitov e A. V. Shkilev, "Lightning Strikes to the Ostankinow Tower," *Elektricitstvo*, vol. 8, pp. 19-23, 1977.
- [93] A. J. Eriksson, "Lightning and tall structures," *Trans. S. Afr. Inst. Electr. Eng.*, vol. 69, nº 8, pp. 238-252, 1978.
- [94] A. M. Hussein, W. Janischewskyj, J. S. Chang, V. Shostak, W. A. Chilsholm, P. Dzurevych e Z. I. Kawasaki, "Simultaneous measurements of lightning parameters for strokes to the Toronto Canadian National Tower," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, pp. 8853-8861, 1995.
- [95] C. Romero, C. Alberto, A. Rubinstein, M. Paolone, F. Rachidi, M. Rubinstein, P. Zweiacker e B. Daout, "Instrumentation of the Säntis Tower in Switzerland for lightning current measurements," *International Journal of Plasma Environmental Science & Technology*, vol. 4, nº 1, pp. 86 - 92, 2010.
- [96] M. Lacerda, O. Pinto, I. R. C. A. Pinto, J. H. Diniz e A. M. Carvalho, "Analysis of negative downward lightning current curvers from 1985 to 1994 at Morro do Cachimbo Station (Brazil)," em *11th Int. Aerospace and Ground Conf. on Atmospheric Electricity*, Guntersville, Alabama - USA, 1999.
- [97] S. Visacro, A. S. Jr. e M. A. d. O. Schroeder, "Statistical Analysis of Lightning Current Parameters: Measurements at Morro do Cachimbo Station," *Journal of Geophysical Research*, vol. 109, nº D01105, pp. 1 - 11, 2004.
- [98] S. Visacro e F. H. Silveira, "Desempenho de Linhas de Transmissão frente às Descargas Atmosféricas: Contribuições Brasileiras ao Grupo Internacional CIGRE WG C4.23," em *Seminário Nacional de Produção de Transmissão de Energia Elétrica - XXIV SNPTEE*, Curitiba - PR, 2017.
- [99] C. F. Wagner e A. R. Hileman, "A new approach to the calculation of the lightning performance of transmission lines - part III," *AIEE Trans. Part III*, pp. 589 - 603, 1960.
- [100] M. A. Sargent e M. Darveniza, "Tower surge impedance," *IEEE Trans. on Power App. and Syst.*, pp. 680 - 687, 1969.
- [101] A. Ametani, Y. Kasai, J. Sawada, A. Mochizuki e T. Yamada, "Frequency-dependent impedance of vertical conductors and a multi-conductor tower model," *IEEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, pp. 339 - 345, 1994.
- [102] A. D. Conti, S. Visacro, A. Soares e M. A. d. O. Schroeder, "Revision, extension and validation of Jordan's Formula to calculate the Surge Impedance of Vertical Conductors," *IEEE Trans. Elect. Comp.*, vol. 48, nº 3, pp. 530 - 536, 2006.

- [103] C. A. Jordan, "Lightning computation for transmission lines with ground wires," *General Electric Review*, pp. 130-137, 1934.
- [104] A. D. Conti e S. Visacro, "Uso da Fórmula de Jordan no Cálculo da Impedância de Surto de Torres," em *XX SNPTEE*, Recife, 2009.
- [105] S. Visacro, F. H. Silveira e A. D. Conti, "The Use of Underbuilt Wires to Improve the Lightning Performance of Transmission Lines," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 27, nº 1, pp. 205-213, 2012.
- [106] R. A. R. d. Moura, Comparação de Formulações para Inclusão do Efeito do Solo no Comportamento Transitórios de Linhas de Transmissão, São João del-Rei: Dissertação de mestrado - PPGEL/UFSJ, 2014.
- [107] L. Wedepohl e D. Wilcox, "Transient analysis of underground power-transmission systems - System model and wave propagation characteristics," *Proc. Institution Electr. Eng.*, vol. 120, nº 2, pp. 3686-3693, 1973.
- [108] O. Saad, G. Gaba e M. Giroux, "A closed-form approximation for ground return impedance of underground cables," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 11, nº 3, pp. 1536 - 1545, 1996.
- [109] M. D'Amore e S. Sarto, "A new formulation of lossy ground return parameters for transient analysis of multiconductor dissipative lines," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 12, pp. 303-314, 1997.
- [110] P. Pettersson, "Propagation of waves on a wire above a lossy ground – different formulation with approximations," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 14, nº 3, pp. 1173-1180, 1999.
- [111] H. Kikuchi, "Wave Propagation along an infinite wire above ground at high frequencies," *Eletrotech. J.*, vol. 2, pp. 73-78, 1956.
- [112] J. Wait, "Theory of wave propagation along a thin wire parallel to an interface," *Radio Sci.*, vol. 7, pp. 675-679, 1972.
- [113] R. Olsen, J. Young e D. Chang, "Electromagnetic wave propagation on a thin wire above earth," *IEEE trans. Antennas propag.*, vol. 48, nº 9, pp. 1413-1419, 2000.
- [114] W. H. Wise, "Potential Coefficients for ground return circuits," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, pp. 365-371, 1948.
- [115] T. Papadopoulos, D. Tsiamitros e G. Papagiannis, "Impedances and admittances of underground cables for the homogeneous earth case," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 25, nº 2, pp. 961-969, 2010.

- [116] A. P. C. Magalhães, J. C. L. V. Silva, A. C. S. d. Lima e M. T. C. d. Barros, "Validation Limits of Quasi-TEM Approximation for Buried Bare and Insulated Cables," *IEEE Trans. Elect. Comp.*, vol. 57, nº 6, pp. 1690-1697, 2015.
- [117] L. Wedepohl, H. V. Nguyen e G. D. Irwin, "Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 11, nº 3, pp. 1538-1546, 1996.
- [118] S. Fan, Y. Li, X. Li e L. Bi, "A method for the calculation of frequency-dependent transmission line transformation matrices," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 24, nº 2, pp. 552-560, 2009.
- [119] C. -W. Ho, A. E. Ruehli e P. A. Brennan, "The modified nodal approach to network analysis," *IEEE Trans. Circuit Syst, Vols. %1 de %2CAS-22*, nº 6, pp. 504-509, 1975.
- [120] H. B. Dwight, "Calculation of resistances to ground," *Electrical Engineering*, 1936.
- [121] E. Fawcett, H. W. Grimmit, G. F. Shorter, Taylor e H. G., "Practical aspects of earthing," *J. I. E. E.*, vol. 87, 1940.
- [122] J. R. Eaton, "Grounding electrical circuits effectively," *Gen. El. Review*, vol. 44, 1941.
- [123] E. D. Sunde, *Earth conduction effects in Transmission systems*, New York: Dover Publications, INC, 1968.
- [124] A. Ametani, T. Chikaraa, H. Morii e T. Kubo, "Impedance Characteristics of Grounding Electrodes on Earth Surface," *Electric Power Systems Research*, nº 85, pp. 38-43, 2012.
- [125] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equation in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vols. %1 de %2AP-14, pp. 302-307, 1966.
- [126] L. Grcev, "Modeling of Grounding Electrodes Under Lightning Currents," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, nº 3, pp. 559 - 571, 2009.
- [127] A. Ametani, T. Chikara, H. Morii e T. Kubo, "Impedance Characteristics of Grounding Electrodes on Earth Surface," em *30th International Conference on Lightning Protection - ICLP 2010*, Cagliari, Italy, 2010.
- [128] A. Magalhães, A. Lima e M. T. C. d. Barros, "Full-wave modelling of a counterpoise," em *Proceedings of the 33rd International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2016.
- [129] A. K. Mishra, A. Ametani, N. Nagaoka e S. Okabe, "Nonuniform Characteristics of a Horizontal Grounding Electrode," *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 22, nº 4, pp. 2327 - 2334, 2007.

- [130] V. Arnautovski-Toseva e L. Grcev, "On the Image Model of a Buried Horizontal Wire," *IEEE Trans. Elec. Comp.*, vol. 58, nº 1, pp. 278 - 286, 2016.
- [131] B. V. Bewly, *Travelling Waves on Transmission Systems*, New York: Dover, 1963.
- [132] C. M. Portela, "Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior," em *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Seattle, WA, USA, 1999.
- [133] A. G. Pedrosa, M. A. d. O. Schroeder, M. M. Afonso, R. Alípio e S. C. Assis, "Transient response of grounding electrodes for the frequency-dependence of soil parameters," em *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*, 2010.
- [134] R. Alípio e S. Visacro, "Modelling the frequency dependence of electrical parameters of soil," *IEEE Trans. Elect. Comp.*, vol. 56, nº 5, pp. 1163-1171, October 2014.
- [135] R. L. Smith-Rose, "The electrical properties of soil for alternating currents at radio frequency," *Proc. R. Soc.*, vol. 140, nº 841A, pp. 359-377, 1933.
- [136] K. Smith e C. Longmire, "Universal Impedance for soil," *Defense Nuclear*, October 1975.
- [137] A. Soares, M. A. O. Schroeder e S. Visacro, "Transient voltages in transmission lines caused by direct lightning strikes," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, nº 2, pp. 1447 - 1452, 2005.
- [138] F. H. Silveira e S. Visacro, "Recent developments on the lightning performance of transmission lines," em *Simposio Internacional sobre confiabilidade de la energia eléctrica*, Medellin, Colombia, 2013.
- [139] S. Visacro e F. H. Silveira, "Evaluation of current distribution along the lightning discharge channel by a hybrid electromagnetic model," *Journal of Electrostatics*, vol. 60, pp. 111-120, 2004.
- [140] R. Harrington, *Field computation by moment methods*, Wiley-IEEE Press, 1993.

APÊNDICE A - ASPECTOS BÁSICOS NA MODELAGEM DE LINHAS DE TRANSMISSÃO AÉREAS CONSIDERANDO AS CARACTERÍSTICAS DISPERSIVAS DO SOLO

Nesse apêndice tem como intuito contemplar os estudos feitos no estudo do estado da arte dessa tese de doutorado. Para isso, foram adaptadas as informações presentes no artigo [36] publicado pelo autor dessa tese de doutorado.

i. Introdução

Originalmente, no estudo de transitórios eletromagnéticos em linhas aéreas (e até mesmo em condutores enterrados), a determinação do retorno pelo solo é feita supondo que este seja um bom condutor [32, 25, 27]. Contudo, estudos recentes mostram que para a correta avaliação de transitórios, em alguns casos, a corrente de deslocamento deve ser levada em conta para se obter resultados precisos [106].

Uma característica comumente desconhecida é que a inclusão da corrente de deslocamento implica que o solo não pode mais ser assumido como uma equipotencial. Isso implica a existência de diferentes possibilidades na definição de sobretensões de condutores aéreos, sendo elas: definição de tensão (aqui referida como correta), diferença de potencial (onde o potencial vetor magnético é desconsiderado) e potencial (onde o solo é assumido como uma equipotencial).

Independente da definição adotada existe o envolvimento de integrais complexas indefinidas na avaliação dos parâmetros das linhas de transmissão. Para superar o custo computacional, uma prática comum é o uso de aproximações por formulações fechadas no lugar das integrais tradicionais [31, 107, 108, 51]. Existem possibilidades de derivar aproximações por formulações fechadas. Entre elas está o uso do método das imagens, que resulta em expressões simples baseadas em funções logarítmicas. Conforme mostrado em [109, 110], até mesmo quando a corrente de deslocamento é levada em conta, é possível deduzir equações simples que incluem o retorno do solo.

ii. Expressões para admitância e impedância

Uma caracterização completa e rigorosa do campo eletromagnético associado com linhas aéreas pode ser obtida usando as formulações conhecidas como onda completa (ou do inglês, *full-wave*) [111, 112, 113]. Infelizmente, uma extensão dessas formulações para o caso de multicondutores ainda não foi desenvolvida e uma solução usual é a aproximação quasi-TEM (quasi-transversa eletromagnética).

Considere uma linha aérea com condutores i e j infinitamente longos, ambos com altura média constante, h_i e h_j , respectivamente, e com raio r , conforme ilustrado na Figura 36. O ar e o solo são caracterizados por sua permissividade elétrica (ϵ_i), condutividade elétrica (σ_i) e permeabilidade magnética ($\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$), onde $i = 1$ refere-se ao ar e $i = 2$ refere-se ao solo.

Assim, é possível obter suas constantes de propagação, que são dadas por $\gamma_i = \sqrt{j\omega\mu_0(\sigma_i + j\omega\varepsilon_i)}$.

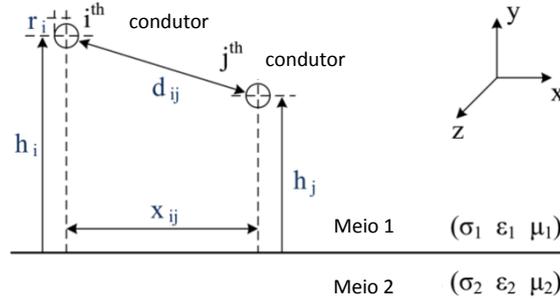


Figura 36 - Configuração dos condutores de uma linha aérea.

i) Definição de tensão

A formulação mais correta é baseada no cálculo da tensão entre os condutores das linhas aéreas e a superfície do solo, usando um caminho vertical e considerando ambos potenciais elétricos escalar e magnético vetorial [110]. Então, para o condutor i , a tensão U_i é dada conforme Eq. (58).

$$U_i = V_i + j\omega \int_0^{h_i} A_y(r_i, \zeta) d\zeta \quad (58)$$

onde r_i é o raio do condutor i , A_y é a componente vertical do vetor potencial magnético $\mathbf{A}(x, y)$ e V_i é a diferença do escalar potencial elétrico $\varphi_i(x, y)$ entre o condutor i e o solo, conforme dado por (59).

$$V_i = \varphi_i(r_i, h_i) - \varphi_i(0, 0) \quad (59)$$

onde o potencial elétrico escalar é referenciado em relação ao terra remoto.

Para a inclusão das perdas do condutor, assume-se que a constante de propagação do condutor γ_c é tal que $\gamma_c \gg \gamma$, onde γ é a constante de propagação de uma determinada linha. Para condutores aéreos, isso é verdade para uma larga faixa de frequência e assim a impedância interna pode ser incluída levando em conta o efeito pelicular [28]. Assumindo a aproximação de condutores finos e aproximação quasi-TEM é possível calcular a impedância longitudinal e admitância transversal por unidade de comprimento, conforme (60).

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \mathbf{Z}_i + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} [\mathbf{P} + \mathbf{S}_1 - (\mathbf{S}_2 + \mathbf{S}_3)] \\ \mathbf{Y} &= 2\pi(j\omega\epsilon_0) [\mathbf{P} - \mathbf{S}_3]^{-1} \end{aligned} \quad (60)$$

onde \mathbf{Z}_i é a impedância interna obtida via funções de Bessel e o elemento \mathbf{P} é dado por

$$\mathbf{P}_{ii} = \ln \frac{2h_i}{r_i} \quad \mathbf{P}_{ij} = \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \quad (61)$$

com $D_{ij} = \sqrt{\ell_{ij}^2 + x_{ij}^2}$, $\ell_{ij} = h_i + h_j$ e d_{ij} e x_{ij} são mostrados na Figura 36. Os elementos \mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2 e \mathbf{S}_3 são dados por

$$S_{1ij} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-\ell_{ij}\lambda)}{\lambda + \bar{u}} \exp(j\lambda x_{ij}) d\lambda \quad (62)$$

$$S_{2ij} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-\ell_{ij}\lambda)}{n^2\lambda + \bar{u}} \exp(j\lambda x_{ij}) d\lambda \quad (63)$$

$$S_{3ij} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\bar{u}}{\lambda} \left(\frac{\exp\left(-\ell_{ij} \frac{\lambda}{2}\right) - \exp(-\ell_{ij}\lambda)}{n^2\lambda + \bar{u}} \right) \exp(jx_{ij}\lambda) d\lambda \quad (64)$$

onde $\bar{u} = \sqrt{\lambda^2 + \gamma_2^2 - \gamma_1^2}$ e n é o coeficiente de refração do solo adjacente. A expressão de \mathbf{S}_1 é uma simples extensão do modelo de retorno pelo solo de Pollaczek [32] e Carson [25] e \mathbf{S}_2 foi proposto por Wise [114], \mathbf{S}_3 aparece quando o solo não pode ser considerado uma equipotencial.

ii) Definição de diferença de potencial

Alternativamente, pode-se considerar a definição de diferença de potencial, i.e., usando V_i no lugar de U_i para definir os parâmetros da linha. Isso é equivalente a desconsiderar o efeito do vetor potencial magnético A_v . Nesse caso, as expressões ficam da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \mathbf{Z}_i + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} [\mathbf{P} + \mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_{20}] \\ \mathbf{Y} &= 2\pi(j\omega\epsilon_0) [\mathbf{P} + \mathbf{S}_2 - \mathbf{S}_{20}]^{-1} \end{aligned} \quad (65)$$

onde $\mathbf{S}_{20} = \mathbf{S}_2 + \mathbf{S}_4$. O elemento \mathbf{S}_4 é dado por

$$S_{4ij} = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\exp\left(-\ell_{ij} \frac{\lambda}{2}\right) - \exp(-\ell_{ij}\lambda)}{n^2\lambda + \bar{u}} \right) \exp(jx_{ij}\lambda) d\lambda. \quad (66)$$

iii) Definição de potencial

Expressões ainda mais simples são obtidas se considerar apenas o $\varphi(r_i, h_i)$ para definir os parâmetros da linha. Essa simplificação leva a seguinte equação

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \mathbf{Z}_i + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} [\mathbf{P} + \mathbf{S}_1] \\ \mathbf{Y} &= 2\pi(j\omega\epsilon_0) [\mathbf{P} + \mathbf{S}_2]^{-1} \end{aligned} \quad (67)$$

Essa formulação corresponde a considerar o solo como uma equipotencial.

Com as informações supracitadas, até mesmos nos casos mais complexos, a prática mais comum é substituir as integrais indefinidas por aproximações logarítmicas para representar a admitância e impedância por unidade de comprimento em formulações fechadas[109, 110].

iii. Aproximações por formulações fechadas

Independente da formulação usada para definir os parâmetros das linhas aéreas, o principal problema encontra-se na solução das integrais indefinidas. Pode-se recorrer à solução via método da quadratura Guassiana, similar a [115, 116], apesar de que é preferível o uso de soluções aproximadas para melhorar o processo de avaliação dos parâmetros por unidade de comprimento em um todo. Uma alternativa possível consiste em utilizar aproximações logarítmicas e substituir os valores de S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , conforme, respectivamente, Eq(68), (69), (70) e (71). Mais detalhes de obtenção dessas aproximações podem ser encontrados em [110, 36].

$$S_{1_{ij}} \approx \overline{S_{1_{ij}}} = \ln \left(1 + \frac{2}{\eta \sqrt{\ell_{ij}^2 + x_{ij}^2}} \right) \quad (68)$$

$$S_{2_{ij}} \approx \overline{S_{2_{ij}}} = \frac{2}{n^2 + 1} \ln \left(1 + \frac{n^2 + 1}{\eta \sqrt{\ell_{ij}^2 + x_{ij}^2}} \right) \quad (69)$$

$$S_{3_{ij}} \approx \overline{S_{3_{ij}}} = 2 \ln 2 + \frac{2n^2}{n^2 + 1} \ln \left(\frac{1 + \frac{n^2 + 1}{\eta \sqrt{\ell_{ij}^2 + x_{ij}^2}}}{1 + 2 \frac{n^2 + 1}{\eta \sqrt{\ell_{ij}^2 + 4x_{ij}^2}}} \right) \quad (70)$$

$$S_{4_{ij}} \approx \overline{S_{4_{ij}}} = \frac{2}{n^2 + 1} \ln \left(\frac{1 + 2 \frac{n^2 + 1}{\eta \sqrt{\ell_{ij}^2 + 4x_{ij}^2}}}{1 + \frac{n^2 + 1}{\eta \sqrt{\ell_{ij}^2 + x_{ij}^2}}} \right) \quad (71)$$

As expressões (68) a (71) são às vezes referidas como método das imagens complexas ou plano complexo.

iv. Caso teste

Dois casos foram considerados para a avaliação do impacto das distintas abordagens adotadas nessa secção. O primeiro consiste em um circuito vertical, de 138 kV, enquanto que o segundo consiste de um circuito horizontal, de 230 kV. Ambas as configurações são ilustradas na Figura 37. Ambas as linhas apresentam vão de 500 metros.

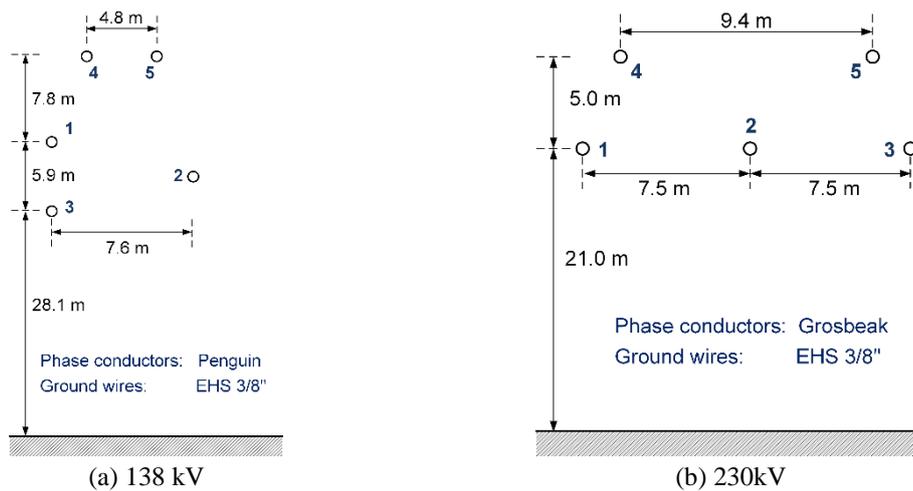


Figura 37 - Configuração das linhas aéreas estudadas.

i) Modo terrestre da constante de propagação

Os modos de propagação naturais são obtidos pelos autovalores de $\sqrt{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}}$. Conforme citado anteriormente, a consideração da corrente de deslocamento é mais intensa no espectro superior de frequência. Assim, o espectro de frequência estudado vai de 0,1 Hz até 10 MHz. Transições artificiais entre os autovalores/autovetores são evitadas pelo uso de um algoritmo baseado em Newton-Raphson, conforme proposto em [117] e considerando um amplo número de amostras no domínio da frequência. Aqui, teve-se que utilizar pelo menos 100 amostras para eliminar essas transições.

Quanto aos modos de propagação, foi ilustrado em [118] que as três abordagens se distinguem, conforme esperado, essencialmente no modo terrestre. Para investigações mais aprofundadas, quatro solos com suas características ilustradas na Tabela 9 foram estudados.

Tabela 9 - Parâmetros do solo

Tipo do solo	Constante dielétrica	Condutividade elétrica (S/m)
(a)	5	0,01
(b)	10	0,01
(c)	5	0,001
(d)	10	0,001

A Figura 38 retrata o comportamento da constante de atenuação do modo terrestre, considerando a solução numérica de cada abordagem (quasi-TEM) e sua correspondente aproximação logarítmica (formulação fechada) para os diferentes solos ilustrados em Tabela 9. Para frequências abaixo de 1 MHz, pode-se notar que todas as formulações levam a resultados similares. Em todos os testes, a definição de tensão apresentou os maiores valores de constante de atenuação. Para os casos de condutividades altas (0,01 S/m) as formulações baseadas na solução de integrais numéricas apresentaram, essencialmente, o mesmo valor até frequências de aproximadamente 5 MHz.

A Figura 39 apresenta os resultados para a velocidade de propagação considerando o modo terrestre. Diferentemente da constante de atenuação, existe apenas uma pequena divergência nos resultados. Ademais, percebe-se que as maiores diferenças entre modelagens se

encontram entre a aproximação quasi-TEM para definição de tensão e a aproximação via formulação fechada para definição de potencial. Para aprofundar nos resultados, apenas os casos (a) e (c) são considerados daqui em diante. Isso acontece, pois os resultados para o caso (b) é muito similar ao (a) e o mesmo acontece entre os casos (d) e (c). Isso mostra que a permissividade não desempenha papel tão importante quanto à condutividade elétrica.

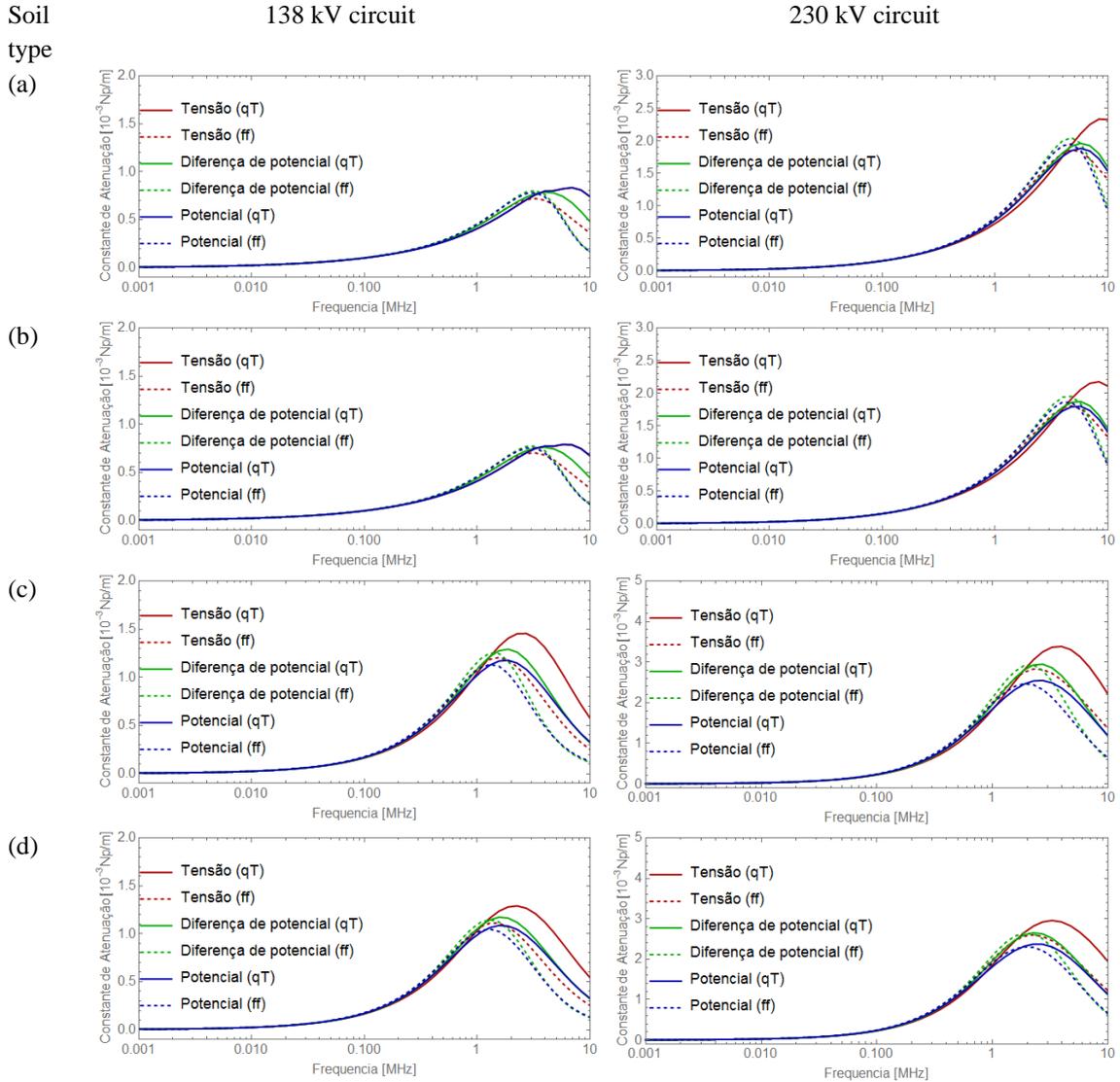


Figura 38 - Constante de atenuação do modo de propagação terrestre, considerando as três formulações com modelagem via quasi-TEM (qT) e sua correspondente formulação fechada (ff).

i) Admitância característica e função de propagação

Qualquer linha de transmissão polifásica pode ser caracterizada em termos de sua admitância característica (Y_c) e sua função de propagação (H) que podem ser definidas em função dos parâmetros por unidade de comprimento conforme (72).

$$Y_c = Z^{-1} \sqrt{Z \cdot Y} \quad H = \exp(-\ell \sqrt{Y \cdot Z}) \quad (72)$$

onde ℓ é o comprimento da linha e Z e Y são calculadas pelas metodologias mais divergentes propostas nesse capítulo, sendo elas tensão quasi-TEM e potencial formulação fechada.

Soil
type
(a)

138 kV circuit

230 kV circuit

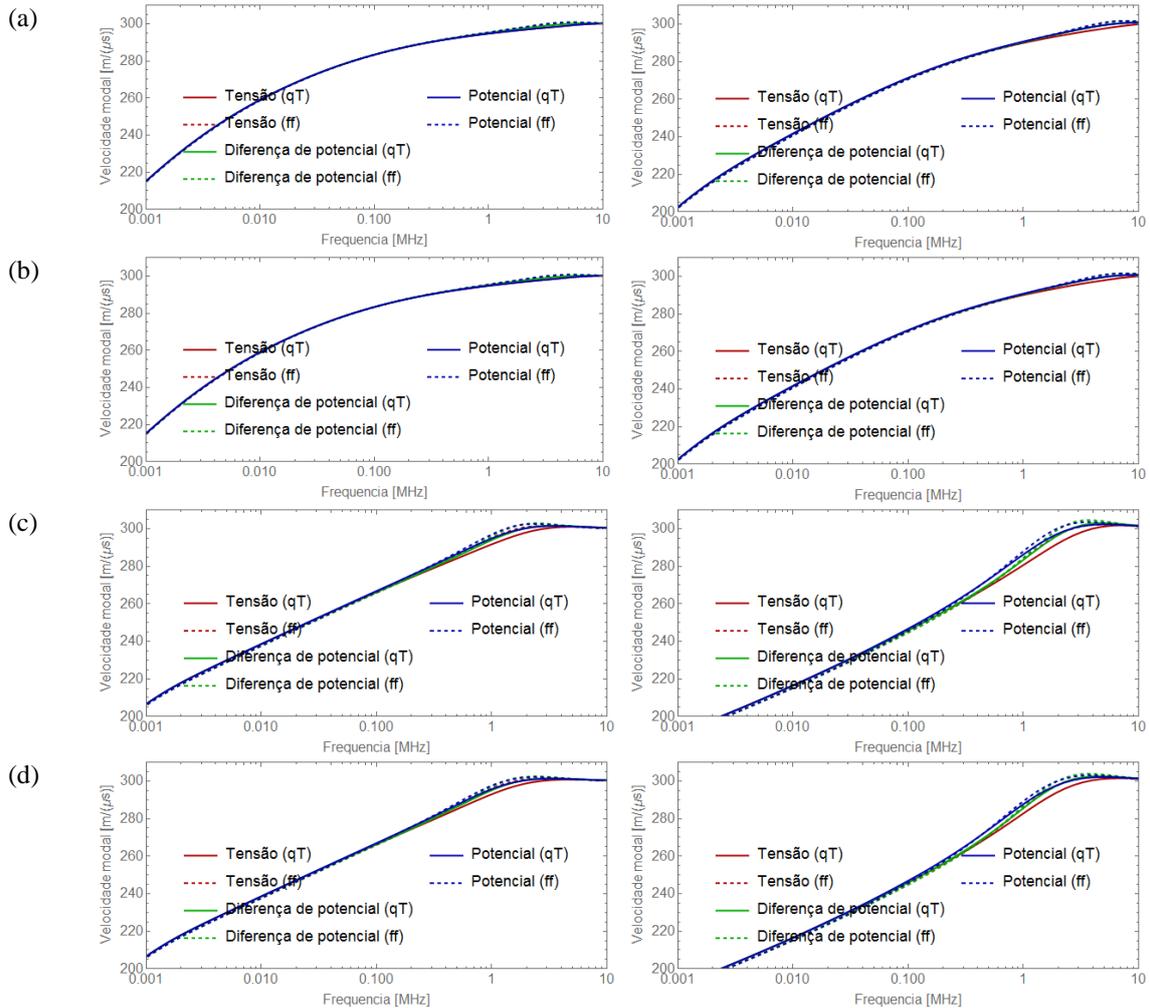


Figura 39 - Velocidade de propagação do modo terrestre, considerando as três formulações com modelagem via quasi-TEM (qT) e sua correspondente formulação fechada (ff).

Os resultados para a impedância característica estão ilustrados na Figura 40 e a função de propagação está mostrada na Figura 41. Assim como na constante de atenuação, pode-se notar que em frequências abaixo de 1 MHz não existem divergências práticas. No caso da Y_c , os elementos fora da diagonal principal da formulação fechada apresentam valores acima da solução quasi-TEM, enquanto que os elementos da diagonal principal apresentam valores abaixo da solução quasi-TEM, característica inversa. Fenômeno contrário pode ser observado na matriz H .

ii. Respostas temporais

Para a avaliação da resposta temporal, duas configurações simples foram consideradas, um impulso de tensão injetado em um dos cabos pararraios com os terminais mantidos abertos e uma tensão cortada injetada em um dos cabos fase, conforme ilustrado na Figura 42. Um tempo total de 10 μs foi simulado e os resultados foram obtidos via transformada numérica de Laplace. A modelagem do sistema no domínio do tempo é feita considerando a admitância nodal, calculada conforme(73).

$$\mathbf{Y}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_c \cdot (\mathbf{I}_n + \mathbf{H}^2) \cdot (\mathbf{I}_n - \mathbf{H}^2)^{-1} & -2\mathbf{Y}_c \cdot \mathbf{H} \cdot (\mathbf{I}_n - \mathbf{H}^2)^{-1} \\ -2\mathbf{Y}_c \cdot \mathbf{H} \cdot (\mathbf{I}_n - \mathbf{H}^2)^{-1} & \mathbf{Y}_c \cdot (\mathbf{I}_n + \mathbf{H}^2) \cdot (\mathbf{I}_n - \mathbf{H}^2)^{-1} \end{bmatrix} \quad (73)$$

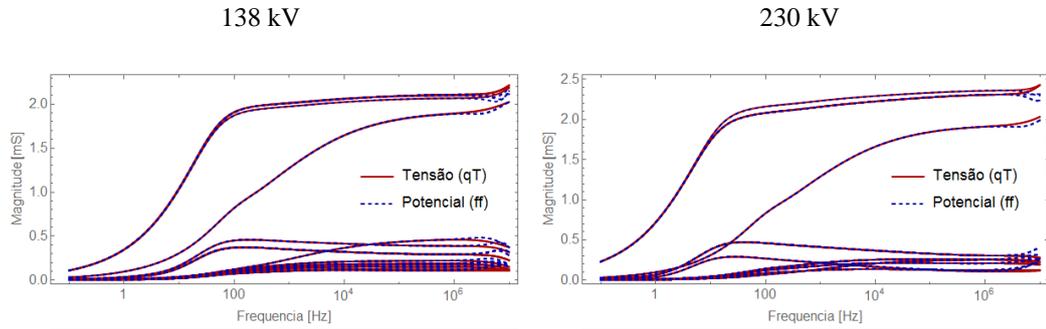
onde \mathbf{I}_n é a matriz identidade, \mathbf{Y}_c e \mathbf{H} são, respectivamente, as matrizes admitância característica de função de propagação obtidas na secção anterior. A matriz admitância nodal é então montada e um sistema relacionando as tensões e correntes nos nós são obtidas [119], levando a

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{out} \\ \mathbf{V}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_n & \mathbf{D} \\ \mathbf{D}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{in} \\ \mathbf{I}_{in} \end{bmatrix} \quad (74)$$

onde o subitem “in” indica o nó de entrada, “out” o de saída e \mathbf{D} é a matriz de incidência.

Soil
type

(a)



(c)

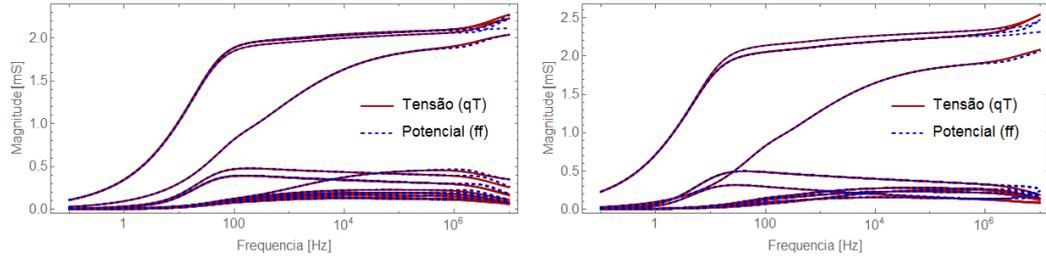


Figura 40 - Admitância característica para os circuitos testados.

Para a tensão de entrada no cabo pararraios, foi considerada uma excitação do tipo dupla exponencial, dada por

$$V_{in}(t) = [\exp(-10^6 t) - \exp(-10^7 t)] u(t) \quad (75)$$

Enquanto que a entrada no cabo fase foi considerada

$$V_{in}(t) = [\exp(-10^6 t) - \exp(-10^7 t)] (u(t) - u(t - 0.3 \cdot 10^{-6})) \quad (76)$$

onde $u(\cdot)$ é a função degrau que garante 0 para qualquer intervalo de tempo menor que zero e 1 para qualquer intervalo maior que zero no caso (76). A Figura 43 ilustra ambos os casos (a) cabo pararraio e (b) cabo fase.

Soil type

(a)

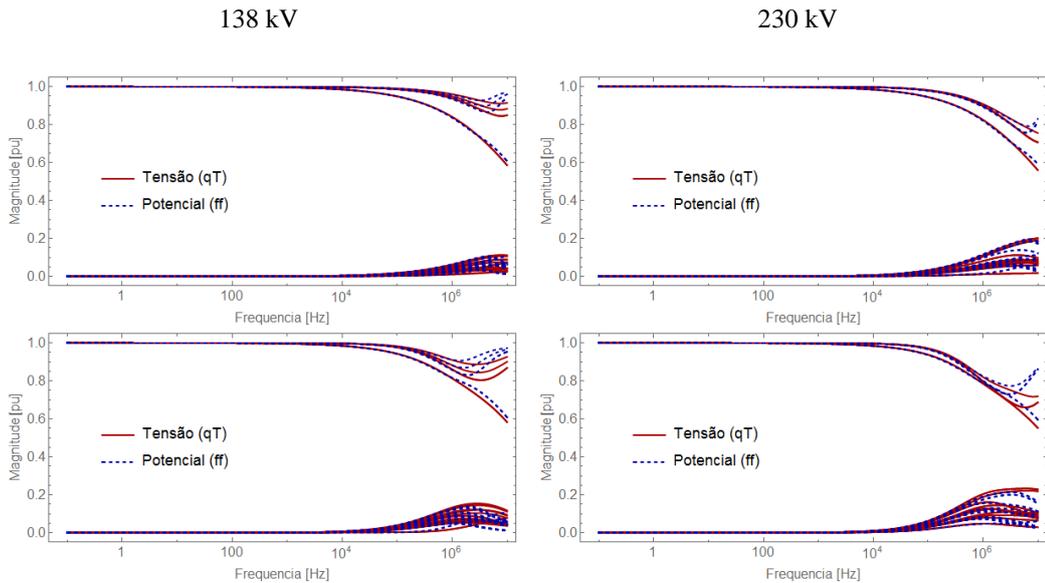
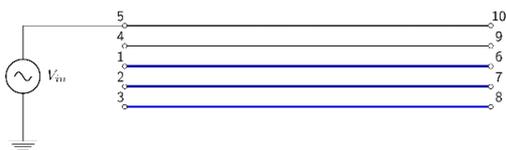
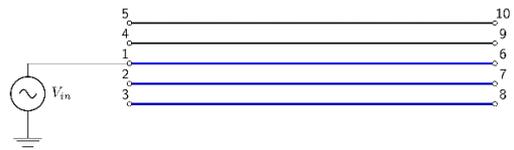


Figura 41 - Função de propagação para os circuitos testados.



(a) Circuito para impulso em um dos cabos pararraios



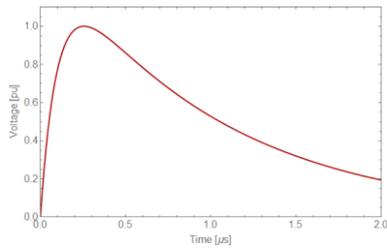
(b) Circuito para impulse em um dos cabos fase.

Figura 42 – Circuitos para avaliação das respostas temporais.

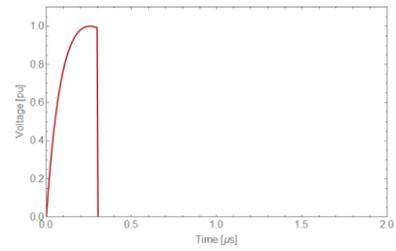
Os resultados para os impulsos de tensão no cabo pararraios para o circuito de 138 kV considerando o solo tipo (a) estão presentes na Figura 44. As respostas foram bem próximas em todos os casos. A Figura 45 ilustra a mesma informação, contudo para o solo do tipo (c). Nesse caso, a influência do solo intensifica a diferença entre os modelos. Ademais, para ambos os casos, com o aumento da distância entre o condutor excitado e o condutor analisado, maior é a diferença entre as respostas.

Para o circuito de 230 kV, considerando a mesma excitação, tem-se a Figura 46 (ilustrando o caso do solo tipo (a)) e a Figura 47 (ilustrado o caso do solo tipo (c)). Esses resultados são similares ao circuito anterior, onde a formulação fechada reduz a precisão nos elementos mútuos.

Para a tensão cortada, apenas o solo (c) foi ilustrado (pior caso). Os resultados para a linha de 138 kV são ilustrados na Figura 48 e os resultados para o caso da linha de 230 kV são ilustrados na Figura 49. Novamente verifica-se que os resultados, no condutor onde é feita a excitação, a formulação fechada mostra resultados similares a integração numérica. Como a tensão cortada excita frequências de ordem superior, pode-se perceber nos resultados que as diferenças nas parcelas mútuas são ainda mais intensas que os casos anteriores.

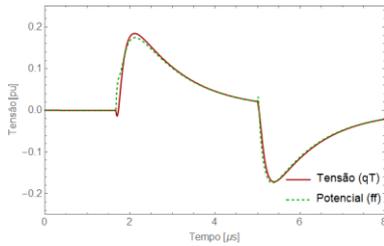


(a) Impulso injetado no cabo pararraios

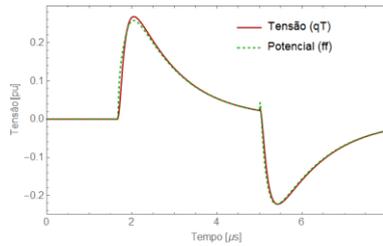


(b) Impulso cortado injetado no cabo fase

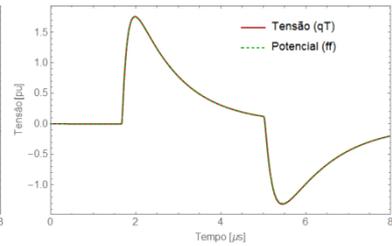
Figura 43 - Impulsos de tensão.



(a) Nó #6

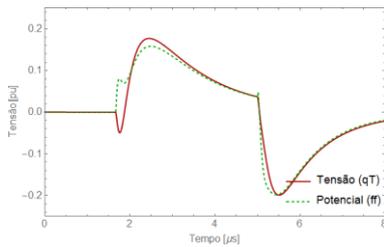


(b) Nó #8

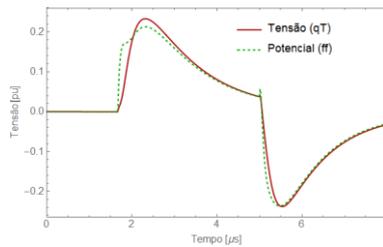


(c) Nó # 10

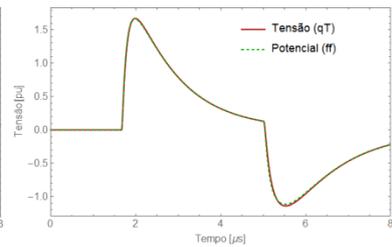
Figura 44 - Resposta de tensão para o caso de 138 kV considerando solo do tipo (a). Cabo pararraios excitado.



(a) Nó #6

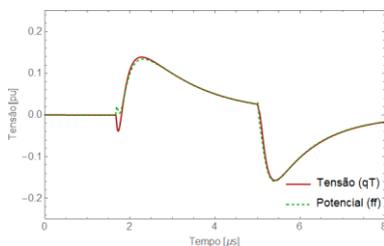


(b) Nó #8

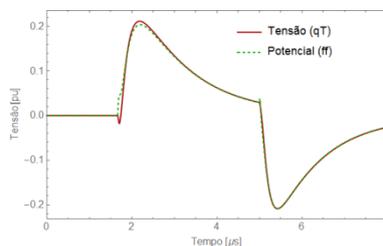


(c) Nó # 10

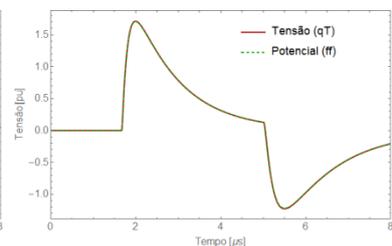
Figura 45 - Resposta de tensão para o caso de 138 kV considerando solo do tipo (c). Cabo pararraios excitado.



(a) Node #6



(b) Node #8



(c) Node # 10

Figura 46 - Resposta de tensão para o caso de 230 kV considerando solo do tipo (a). Cabo pararraios excitado.

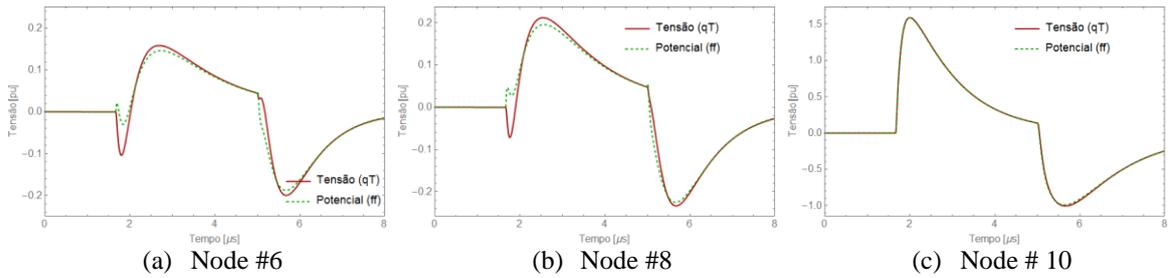


Figura 47 - Resposta de tensão para o caso de 230 kV considerando solo do tipo (c). Cabo pararraios excitado.

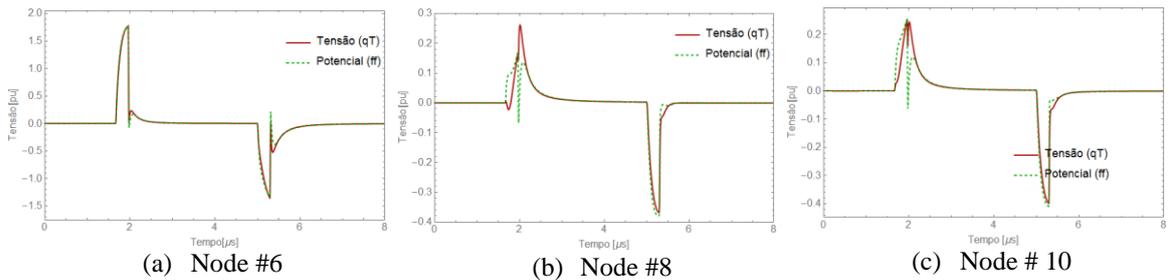


Figura 48 - Resposta de tensão para o caso de 138 kV considerando solo do tipo (c). Cabo fase excitado.

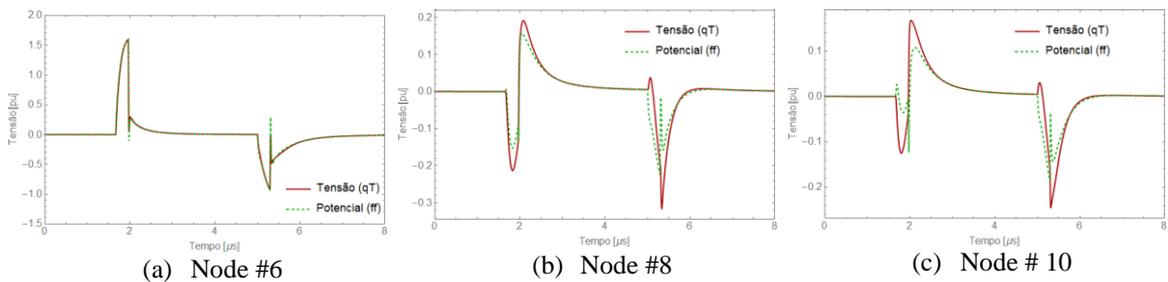


Figura 49 - Resposta de tensão para o caso de 230 kV considerando solo do tipo (c). Cabo fase excitado.

iii. Conclusões

Três abordagens distintas de formulação para a consideração do solo foram adotadas e dentro delas mais duas abordagens foram levadas em conta, sendo elas aproximação quasi-TEM e método das imagens complexas. Resultados para o modo de propagação terrestre são apresentados, considerando circuitos horizontais e verticais. De acordo com os resultados, todas as metodologias levaram a valores similares até uma frequência de 1 MHz, depois disso, discrepâncias foram encontradas. A avaliação da função de propagação e da admitância característica apresentaram informações similares.

As respostas temporais de impulsos simples de tensão foram testadas. Para esclarecer, apenas os casos com menor precisão foram ilustrados (tensão quasi-TEM e potencial formulação fechada). Os resultados indicaram que os componentes induzidos do espectro superior de frequência para a formulação fechada não são precisamente representados. Se apenas o condutor excitado for a fonte de interesse de estudo, ou se o espectro de frequência da excitação estiver abaixo de 1 MHz, todos os modelos levam a resultados similares.

APÊNDICE B - MODELAGEM TRANSITÓRIA DO SISTEMA DE ATERRAMENTO

Esse apêndice tem como intuito complementar os estudos feitos sobre modelagem transitória de aterramentos elétricos expostos no capítulo 5.

i. Aspectos básicos

O sistema de aterramento é componente de extrema importância na determinação das sobretensões atmosféricas em torres de transmissão [76, 77, 78]. A correta determinação da sobretensão atmosférica nas cadeias de isoladores é essencial para o cômputo do desempenho da linha frente a descargas atmosféricas [79].

Nos primeiros trabalhos de sistemas de aterramento [120, 121, 122] ele era representado apenas por uma resistência, sendo o seu valor da mesma obtida através de medições. Posteriormente, houve um refinamento nessa abordagem, onde o aterramento passou a ser representado por uma linha de transmissão onde os parâmetros unitários, i.e., impedâncias e admitâncias por unidade de comprimento são obtidos considerando-se o comprimento do circuito. Neste trabalho essa proposição será referida como linha finita [123]. Em contraponto, há o caso de linhas de transmissão aérea ou cabos isolados subterrâneos onde para a obtenção dos parâmetros unitários é suposto que o comprimento do circuito é infinito [116]. Do ponto de vista prático, pode-se diferenciar as duas proposições pela seguinte condicionante: seja ℓ o comprimento do condutor enterrado com profundidade uniforme h sob a superfície do solo. Caso $\ell \gg h$ pode-se considerá-lo como uma linha infinita e, caso contrário, uma linha finita.

As expressões dos parâmetros unitários para condutores nus enterrados mais comumente empregadas na literatura são baseadas no trabalho de Sunde [123]. Contudo, como mostrado mais recentemente em [124], um condutor horizontal enterrado mais se assemelha a uma linha de transmissão não uniforme. De fato, tal afirmativa parece corroborar o desenvolvimento teórico e as medições realizadas para a representação de condutores enterrados, conforme se apresenta em maiores detalhes no seguimento desse apêndice.

Alternativamente às proposições de Sunde, surgiram formulações que discretizam os eletrodos e em cada segmento aplica-se a teoria de campo, seja no domínio da frequência (HEM) [66] ou no domínio do tempo (FDTD) [125].

ii. Emprego de expressões fechadas

Recentemente, foi mostrado em [116], que para condutores nus enterrados, o modelo conhecido como onda completa (ou *full-wave*) apresenta a constante de propagação aproximadamente igual a constante de propagação do solo. Dessa maneira, é possível obter uma formulação fechada a partir da aproximação das equações de Sommerfeld, sendo possível representar o condutor enterrado de maneira simplificada. Dessa maneira, conforme comentado anteriormente, duas formulações por expressões fechadas são implementadas nesse trabalho: i) uma baseada no trabalho de Sunde [123] (nesse trabalho será conhecida como formulação fechada para condutores finitos) e ii) outra baseada na aproximação do

modelo de onda completa (nesse trabalho será conhecida como formulação fechada para condutores infinitos).

i) Formulação fechada a partir do modelo de linha de transmissão finita

Para um condutor finito enterrado, assumindo uma distribuição uniforme de corrente, a expressão desenvolvida por Sunde [123, 126, 127] para o cálculo dos parâmetros por unidade de comprimento de eletrodos horizontais é apresentada em (77).

$$\begin{aligned} Z &= \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2\ell}{\sqrt{2hr}} - 1 \right) \\ Y &= (\pi\sigma_1 + j\omega\varepsilon_r\varepsilon_0) \left(\ln \frac{2\ell}{\sqrt{2hr}} - 1 \right)^{-1} \end{aligned} \quad (77)$$

onde ℓ é o comprimento do eletrodo, h é a profundidade em que o eletrodo encontra-se enterrado, σ_1 é a condutividade do solo, r é o raio do eletrodo, ε_r é a permissividade elétrica relativa do meio.

ii) Formulação fechada a partir do modelo de linha de transmissão infinita

Considere um condutor nu enterrado com raio r e profundidade h , paralelo ao solo. Assumindo o condutor como infinitamente longo, é possível, por meio da solução do modelo de onda completa [111, 112], obter os parâmetros por unidade de tais condutores, apesar desse trabalho ter sido idealizado para modelagem de linhas aéreas. Neste trabalho, o processo para obtenção das expressões fechadas foi distinto daqueles usados em [116].

Para a definição dos parâmetros por unidade de comprimento, um referencial deve ser escolhido. Basicamente existem três possibilidades: i) o potencial, ii) a diferença de potencial e iii) a tensão, conforme descrito em [110, 128]. Em sistemas de aterramentos elétricos, a elevação de potencial é definida com relação a um referencial distante (conhecido na literatura como terra remoto). Assim, é adequado avaliar as expressões dos parâmetros por unidade considerando a formulação do potencial.

Para a formulação do potencial, aproximando as integrais de Sommerfeld e considerando a constante de propagação do eletrodo como aproximadamente igual à do solo, pode-se obter os parâmetros por unidade de comprimento conforme mostrado em (78).

$$\begin{aligned} Z &= \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{2h}{r} + S_1 - \alpha^2 S_{20} \right] \\ Y &= 2\pi(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_r\varepsilon_0) \left[\ln \frac{2h}{r} + S_2 - S_{20} \right] \end{aligned} \quad (78)$$

onde, γ_2 é a constante de propagação do ar, γ_1 é a constante de propagação do solo onde o eletrodo encontra-se enterrado, $\beta = \sqrt{\gamma_2^2 - \gamma_1^2}$, $n = \gamma_2 / \gamma_1$, $S_1 = \ln \left(1 + \frac{2}{\beta\sqrt{4h^2 + r^2}} \right)$,

$$S_2 = \frac{2}{n^2 + 1} \ln \left(1 + \frac{n^2 + 1}{\beta\sqrt{4h^2 + r^2}} \right), \quad S_{20} = S_2 + \frac{2}{n^2 + 1} \ln \frac{1 + \frac{n^2 + 1}{\beta\sqrt{4h^2 + r^2}}}{1 + \frac{2(n^2 + 1)}{\beta\sqrt{4h^2 + r^2}}} \quad \text{e} \quad \alpha = \sqrt{\frac{\ln \frac{2h}{r} + S_1}{\ln \frac{2h}{r} + S_2}}.$$

iii. Emprego do modelo eletromagnético híbrido

A abordagem do HEM segue os princípios apresentados no Capítulo 4; contudo, considerando corretamente o meio onde o eletrodo encontra-se (solo) e a interface solo-ar. De maneira similar à encontrada em [73], utilizou o método das imagens modificado para inclusão da interface solo-ar na propagação das ondas eletromagnéticas ao longo dos eletrodos.

Durante o desenvolvimento dessa tese de doutorado, diversos problemas com tempo computacional para modelagem dos aterramentos foram encontrados. Com intuito de contornar tais problemas, algumas técnicas alternativas para acelerar o processo de obtenção da impedância de eletrodos de terra foram propostas e elas são ilustradas a seguir.

iv. Abordagens aproximadas

Como visto nessa tese, a solução do HEM envolve integrais duplas. Essa solução normalmente é obtida por meio do método dos momentos. Assim, o objetivo aqui discutido é ilustrar uma solução alternativa por meio da aproximação da função a ser integrada. Por essa nova solução é possível obter respostas precisas e mais rápidas que o método tradicional.

i) Primeira aproximação: Série de Potência

A primeira solução prosta consiste na substituição do termo $e^{-\gamma r}$ por sua representação via expansão de MacLaurin, conforme equação (79). Substituindo (79) em (41) e (43) e resolvendo a integral analiticamente é possível obter (80) e (81) que corresponde, respectivamente, à matriz de impedância transversal (Z_T) e longitudinal (Z_L) do eletrodo horizontal.

$$e^{-\gamma r} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\gamma r)^n}{n!} \quad (79)$$

$$V_{RS} = Z_{TRS} I_{TS} \quad \therefore$$

$$Z_{TRS} = \frac{1}{4\pi[\sigma(\omega) + j\omega\epsilon(\omega)]L_S L_R} (M_A + M_B) \quad (80)$$

$$\Delta V_{RS} = Z_{LRS} I_{LS} \quad \therefore$$

$$Z_{LRS} = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} (M_A + M_B) \quad (81)$$

M_A e M_B são dados pelas equações (82) e (83), onde: L_{SO} e L_{SI} são, respectivamente, as posições do início e fim do conductor fonte; L_{RO} e L_{RI} são as posições iniciais e finais do eletrodo receptor. Para o eletrodo próprio aproxima-se $e^{-\gamma r} \approx 1$ [3], assim $(M_A + M_B) \approx P_p$, onde P_p é dado conforme (84), em que a é o raio do eletrodo. Para considerar a interface ar-solo, outro segmento paralelo ao primeiro é inserido, conforme ilustrado na Figura 50[124, 129, 130]. As equações para o eletrodo “imagem” são as mesmas, contudo substitui-se $L_{SO\ IMAGE} \approx L_{SO} + 2h$, $L_{SI\ IMAGE} \approx L_{SI} + 2h$, $L_{RO\ IMAGE} \approx L_{RO} + 2h$ e $L_{RI\ IMAGE} \approx L_{RI} + 2h$ onde h é a profundidade do eletrodo.

Naturalmente quanto maior o número de elementos do somatório maior a precisão, contudo considerar muitos elementos no somatório demoraria um tempo demasiadamente longo, fazendo o método inviável. Dessa maneira, duas abordagens foram adotadas: i) usou-se um critério de convergência para utilizar o menor número de elementos do somatório perdendo pouca precisão e ii) utilizando $n = 1$, ou seja, aproximando $e^{-\gamma r} = 1 - \gamma r$. Em diversos casos a aproximação de $n = 1$ mostrou-se eficiente.

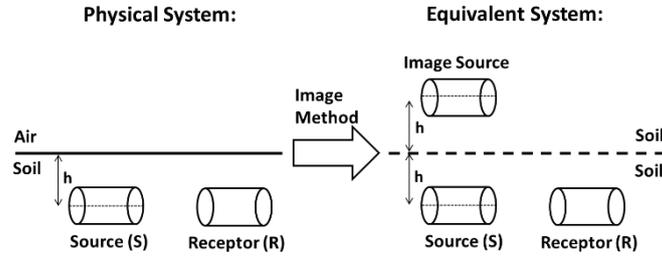


Figura 50 – Sistema equivalente para considerar interface ar-solo.

$$M_A = \left\{ \begin{array}{l} L_{RO} \cdot \ln \left(\left| \frac{L_{SO} - L_{RO}}{L_{SI} - L_{RO}} \right| \right) \\ -L_{SO} \cdot \ln \left(|L_{RO} - L_{SO}| \right) \\ +L_{SI} \cdot \ln \left(|L_{RO} - L_{SI}| \right) \end{array} \right\} - \left\{ \begin{array}{l} L_{RI} \cdot \ln \left(\left| \frac{L_{SO} - L_{RI}}{L_{SI} - L_{RI}} \right| \right) \\ -L_{SO} \cdot \ln \left(|L_{RI} - L_{SO}| \right) \\ +L_{SI} \cdot \ln \left(|L_{RI} - L_{SI}| \right) \end{array} \right\} \quad (82)$$

$$M_B = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-\gamma)^n}{n(n+1)n!} \left\{ \begin{array}{l} |L_{RI} - L_{SO}|^{n+1} \\ -|L_{RI} - L_{SI}|^{n+1} \\ -|L_{RO} - L_{SO}|^{n+1} \\ +|L_{RO} - L_{SI}|^{n+1} \end{array} \right\} \quad (83)$$

$$P_p = 2L_S \left[\ln \left(\frac{\sqrt{1 + \left(\frac{a}{L_S} \right)^2} + 1}{\frac{a}{L_S}} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{a}{L_S} \right)^2} + \frac{a}{L_S} \right] \quad (84)$$

ii) Segunda aproximação: Aproximação de Padé

Outra proposta de aproximação consiste em substituir o termo $e^{-\gamma r}$ por sua aproximação de Padé. Nesse caso particular essa aproximação pode ser dada conforme (85). Manipulando (85) é possível obter (86) e (87), onde os passos intermediários são os mesmos comentados na secção anterior dessa tese.

$$e^{-\gamma r} = \frac{1 - \frac{\gamma r}{2}}{1 + \frac{\gamma r}{2}} \quad (85)$$

$$Z_{TRS} = \frac{1}{4\pi[\sigma(\omega) + j\omega\varepsilon(\omega)]L_S L_R} (M_I + M_{II}) \quad (86)$$

$$Z_{LRS} = -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} (M_I + M_{II}) \quad (87)$$

onde M_I e M_{II} são dadas conforme (88) e (89).

$$M_I = \left\{ \begin{array}{l} -L_{RI} \cdot \ln(|L_{SO} - L_{RI}|) \\ +L_{RI} \cdot \ln(|L_{SI} - L_{RI}|) \\ +L_{SO} \cdot \ln(|L_{RI} - L_{SO}|) \\ -L_{SI} \cdot \ln(|L_{RI} - L_{SI}|) \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} -2L_{SO} \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SO} - L_{RI})|) \\ +\frac{2(\gamma L_{RI} - 2) \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SO} - L_{RI})|)}{\gamma} \\ -2(\gamma L_{RI} - 2) \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SI} - L_{RI})|) \\ \frac{\gamma}{\gamma} \\ +2L_{SI} \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SI} - L_{RI})|) \end{array} \right\} \quad (88)$$

$$M_{II} = - \left\{ \begin{array}{l} -L_{RO} \cdot \ln(|L_{SO} - L_{RO}|) \\ +L_{RO} \cdot \ln(|L_{SI} - L_{RO}|) \\ +L_{SO} \cdot \ln(|L_{RO} - L_{SO}|) \\ -L_{SI} \cdot \ln(|L_{RO} - L_{SI}|) \end{array} \right\} - \left\{ \begin{array}{l} -2L_{SO} \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SO} - L_{RO})|) \\ +\frac{2(\gamma L_{RO} - 2) \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SO} - L_{RO})|)}{\gamma} \\ -2(\gamma L_{RO} - 2) \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SI} - L_{RO})|) \\ \frac{\gamma}{\gamma} \\ +2L_{SI} \cdot \ln(|2 + \gamma(L_{SI} - L_{RO})|) \end{array} \right\} \quad (89)$$

v. Respostas transitórias de aterramentos elétricos

Para a análise de sensibilidade dos modelos descritos, os subitens a seguir comparam os modelos descritos nesse documento para o cálculo da impedância harmônica. Para o estudo do aterramento, foram considerados três casos base: i) resistividade do solo de 300 $\Omega.m$ (comprimento efetivo¹¹ de 37 metros), ii) resistividade do solo de 1,000 $\Omega.m$ (comprimento efetivo de 52 metros) e iii) resistividade de 2,000 $\Omega.m$ (comprimento efetivo de 82 metros). Além disso, para verificar a potencialidade das formulações fechadas e das aproximações propostas nessa tese, eletrodos abaixo e acima do comprimento efeito também foram levados em conta nas análises.

Tabela 10 - Configuração dos casos estudados

Comprimento Eletrodo (m)	Resistividade do solo ($\Omega.m$)		
37	300	1,000	2,000
52	300	1,000	2,000
82	300	1,000	2,000

O caso base estudado será um eletrodo horizontal, enterrado a 0,8 metros de profundidade, com raio de 10 mm e comprimento variável, conforme Tabela 10. A constante dielétrica do solo foi adotada como 10 e as resistividades estudadas encontram-se na Tabela 10.

i) Formulações fechadas

A Figura 51 retrata o comportamento do módulo da impedância harmônica para três metodologias de cálculos de impedância (HEM, formulação fechada eletrodo finito e infinito). De acordo com a Figura 51, em todos os casos, o modelo de eletrodo finito (proposto por

¹¹ O comprimento efetivo foi calculado com base em formas de onda de corrente típica de primeira descarga de corrente de medições na estação meteorológica de San Salvatore [78].

Sunde) fornece resultados precisos no espectro inferior de frequência (até algo em torno de 10 kHz). Além disso, pode-se perceber que a formulação fechada proposta conhecida como comprimento infinito apresenta resultados pobres para o espectro inferior de frequência, salvo os casos onde o eletrodo apresenta comprimento elevado e resistividade do solo baixa. As impedâncias harmônicas foram calculadas considerando os parâmetros por unidade de comprimento conforme (90).

$$Z(\omega) = Z_c \coth(\bar{\gamma}\ell) \quad (90)$$

onde $Z_c = \sqrt{Z/Y}$, $\bar{\gamma} = \sqrt{ZY}$.

Contudo, conforme pode ser visto na Figura 51, com o aumento do eletrodo, o modelo comprimento finito apresenta valores muito maiores de impedância no espectro superior de frequência, levando a resultados conservativos, no caso de estudo de desempenho de linhas frente a descargas atmosféricas, por exemplo. Finalmente, pode-se também perceber que, em todos os casos, as curvas do HEM e do comprimento infinito apresentam uma mesma característica, i.e., até mesmos as oscilações ocorrem no mesmo intervalo de frequência, tendo um erro praticamente constante em todos os pontos. Isso não acontece com o eletrodo finito onde nos casos com resistividade elevada, os picos e vales encontram-se deslocados.

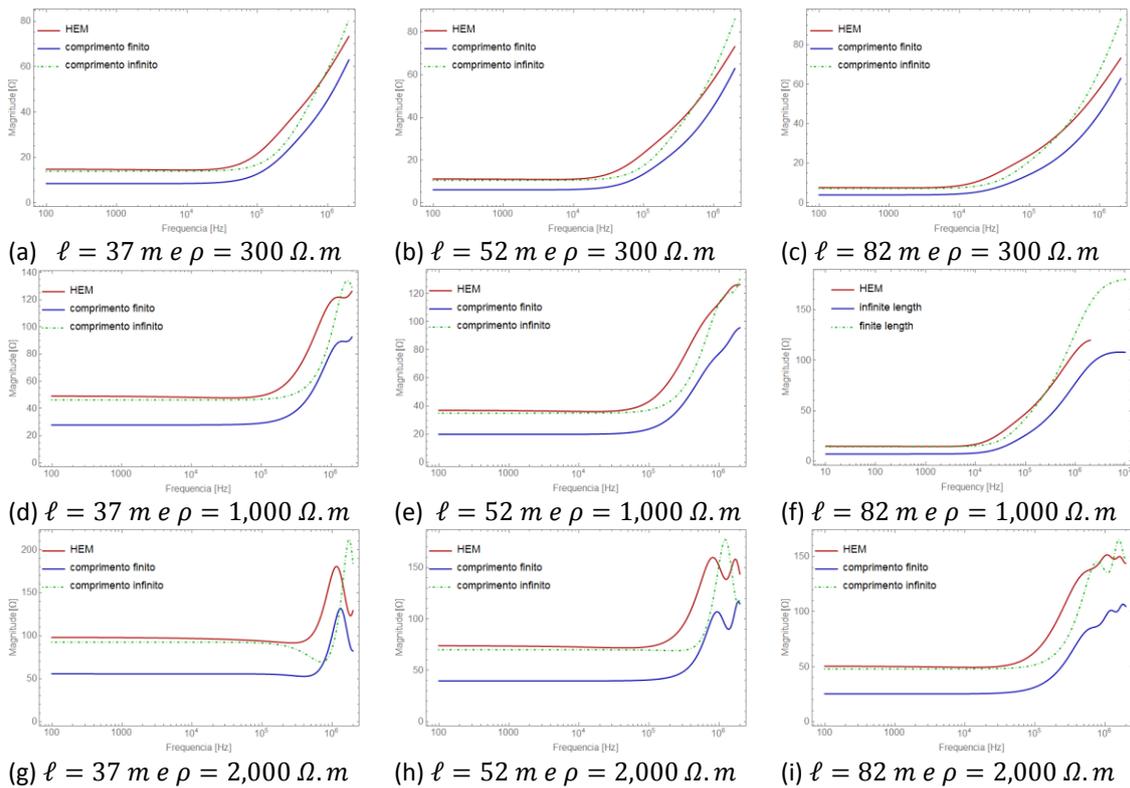


Figura 51 - Impedância harmônica de um eletrodo horizontal calculada por três abordagens distintas (HEM, comprimento finito e comprimento infinito).

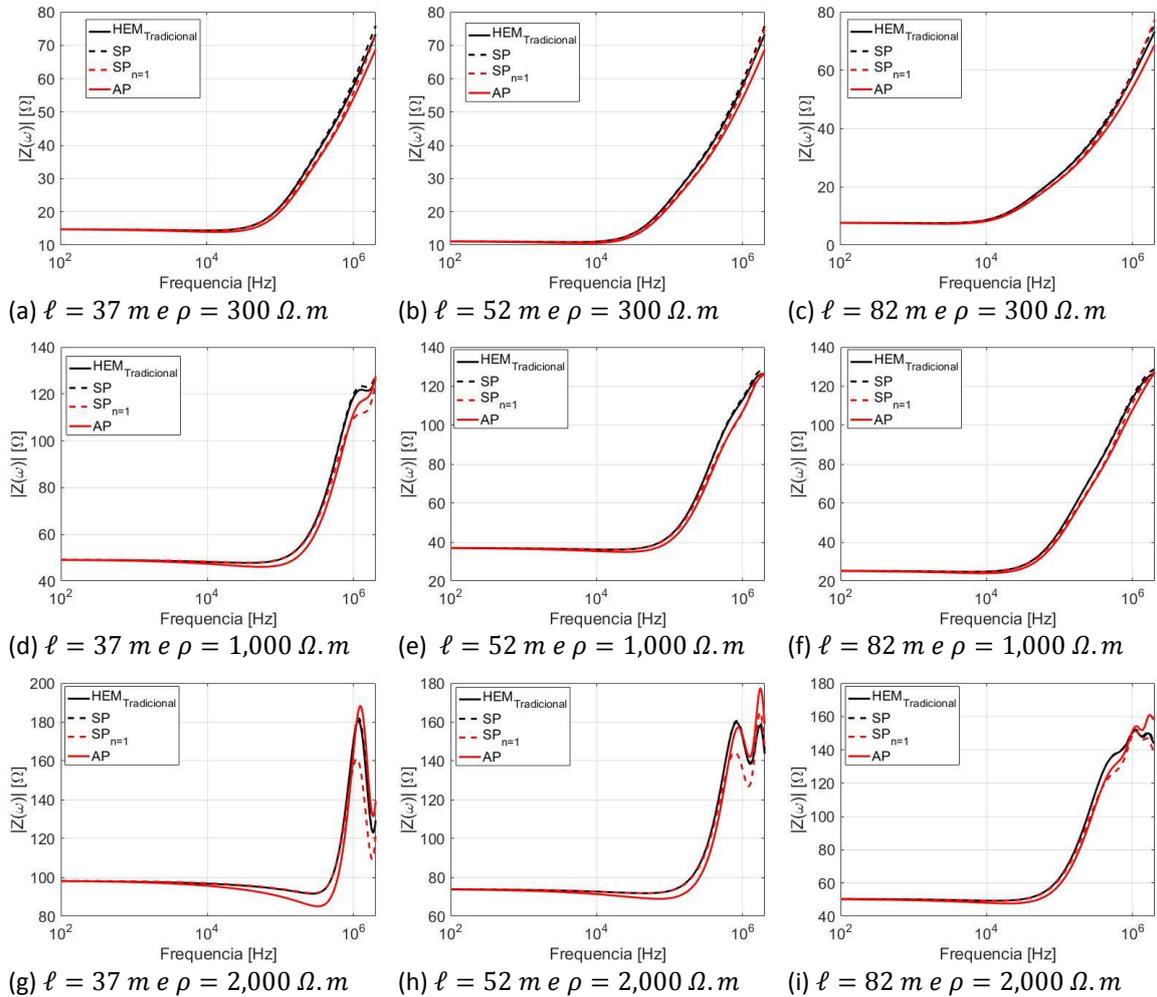
ii) Aproximações do modelo eletromagnético híbrido

Nessa seção da tese, têm-se as respostas harmônicas do eletrodo de terra considerando a modelagem via HEM com três aproximações: i) Padé (AP), ii) série de potência considerando um critério de convergência de 5% (SP) e iii) série de potência com n truncado em 1 (SP_{n=1}). A

Figura 52 retrata o comportamento do módulo da impedância harmônica para todos os casos ilustrados na Tabela 10 considerando as aproximações descritas nesse capítulo. Ademais, a principal contribuição das aproximações propostas nesse trabalho encontra-se no ganho computacional. Dessa maneira, a Tabela 11 ilustra o ganho computacional de acordo com cada aproximação, onde o ganho percentual é obtido pela Eq. (91).

$$Erro[\%] = \left(1 - \frac{t_{HEM}}{t_{Aproximado}} \right) \times 100\% \quad (91)$$

De acordo com a Figura 52 em todos os casos analisados, as aproximações mostraram uma ótima relação com o método dos momentos tradicional. Além disso, de acordo com a Tabela 11, em média, o pior método (SP) consome 0,83 vezes o tempo computacional que o tradicional HEM, enquanto que o melhor método (PS_{n=1}) consome 0,33 vezes o tempo da tradicional abordagem. Vale ressaltar que em alguns casos particulares (b e c, por exemplo) o método SP consumiu mais tempo que o método dos momentos. Isso ocorre, pois, devido ao comprimento do eletrodo e da condutividade do solo, necessita-se de muitos elementos para convergência da série de potência.



(g) $\ell = 37 \text{ m e } \rho = 2,000 \Omega \cdot \text{m}$ (h) $\ell = 52 \text{ m e } \rho = 2,000 \Omega \cdot \text{m}$ (i) $\ell = 82 \text{ m e } \rho = 2,000 \Omega \cdot \text{m}$
 Figura 52 - Impedância harmônica de um eletrodo horizontal, calculado pelo HEM considerando três possibilidades de aproximação (Padé, série de Maclaurin e série de Maclaurin truncado em 1 elemento) e o tradicional método dos momentos.

Tabela 11 - Eficiência computacional das aproximações propostas

Figura 1	Ganho computacional (%)		
	Soluções alternativas		
	MacLaurin (SP)	MacLaurin (SP _{n=1})	Padé (AP)
(a)	-18,35	-144,37	-39,26
(b)	0,73	-107,10	-32,39
(c)	14,33	-39,16	-15,41
(d)	-35,12	-134,06	-39,39
(e)	-21,92	-95,11	-29,88
(f)	-4,82	-45,58	-19,26
(g)	-43,70	-129,71	-38,12
(h)	-30,29	-98,51	-29,41
(i)	-15,81	-44,05	-20,71
Média	-18,35	-98,51	-29,88

vi. Conclusões

Esse apedêncie apresentou duas maneiras de contornar o problema de tempo computacional no cálculo da impedância harmônica de aterramentos elétricos: i) via formulações fechadas e ii) por técnicas matemáticas para resolver as integrais mais rapidamente. De acordo com os resultados, as formulações fechadas conseguem obter resultados pertinentes, contudo com algumas limitações, dentre elas: 1) apenas a formulação conhecida como comprimento finito representou bem a resposta em regime permanente do aterramento elétrico em todos os casos; 2) essa mesma formulação apresentou valores elevados de impedância harmônica no espectro superior de frequência; 3) ela também obteve vales e picos em intervalos diferentes de frequência que o trabalho referenciado como padrão (HEM); 4) a formulação conhecida como comprimento infinito apresentou erro praticamente constante em todo espectro de frequência.

Quanto às técnicas matemáticas utilizadas, os seguintes pontos podem ser destacados: 1) em todos os casos, a aproximação conhecida como PS_{n=1} mostrou ganho computacional excepcional; 2) em alguns casos, a utilização da aproximação por MacLaurin com critério de convergência pode consumir mais tempo computacional que para o tradicional MoM; 3) a aproximação proposta considerando aproximação de Padé levou a melhorias no tempo computacional considerável, contudo consumiu mais tempo computacional que o PS_{n=1} em todos os casos.

Para todas as formulações fechadas, como os resultados são obtidos a partir da solução de uma equação, eles são praticamente instantâneos. Contudo, apesar de as aproximações matemáticas consumirem muito mais tempo computacional, elas mostraram uma relação muito melhor com o tradicional MoM, em todo espectro de frequência e em todos os casos.