



ANÁLISE DAS CARACTERÍSTICAS DE PROPAGAÇÃO E MODELOS DE LINHA DE TRANSMISSÃO PARA SISTEMAS EM CORRENTE ALTERNADA E CONTÍNUA

MARCO ANTÔNIO DE BRITO RIBEIRO

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

**Universidade de Brasília
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Elétrica**

Análise das características de propagação e modelos de linha de transmissão para sistemas em corrente alternada e contínua

Marco Antônio de Brito Ribeiro

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO SUBMETIDO AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

APROVADA POR:

Prof. Amauri Gutierrez Martins Britto, D.Sc. (ENE-UnB)
(Orientador)

Prof. Francisco Damasceno Freitas, D.Sc. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Prof. Kleber Melo e Silva, D.Sc. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Brasília/DF, Março de 2024.

FICHA CATALOGRÁFICA

RIBEIRO, MARCO ANTÔNIO DE BRITO

Análise das características de propagação e modelos de linha de transmissão para sistemas em corrente alternada e contínua. [Brasília/DF] 2024.

65p, 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Engenheiro Eletricista, Trabalho de Conclusão de Curso, 2024).

Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica.

Departamento de Engenharia Elétrica

- | | |
|----------------------------|----------------------------------|
| 1. Linhas de Transmissão | 2. Transitórios Eletromagnéticos |
| 3. Parâmetros de Linha | 4. Propagação de Ondas |
| 5. Matriz de Transformação | 6. CCAT |
| 7. Tensões Induzidas | 8. Redução de Kron |
| I. ENE/FT/UnB | II. Engenheiro Eletricista |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

RIBEIRO, MARCO ANTÔNIO DE BRITO (2024). Análise das características de propagação e modelos de linha de transmissão para sistemas em corrente alternada e contínua Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Marco Antônio de Brito Ribeiro

TÍTULO: Análise das características de propagação e modelos de linha de transmissão para sistemas em corrente alternada e contínua.

GRAU: Engenheiro Eletricista ANO: 2024

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste Trabalho de Conclusão de Curso e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte deste Trabalho de Conclusão de Curso pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Marco Antônio de Brito Ribeiro

Universidade de Brasília (UnB)

Campus Darcy Ribeiro

Faculdade de Tecnologia - FT

Departamento de Engenharia Elétrica(ENE)

Brasília - DF CEP 70919-970

*"I believe whatever doesn't kill you, simply makes you
stranger"*

AGRADECIMENTOS

A Deus, por seu cuidado, por sua graça e presença em todos os momentos.

Em especial a minha mãe, por cuidar de mim todos esses anos com extremo carinho, sempre me apoiando e encorajando. Este trabalho não seria possível sem você.

A minha família, por todo seu apoio, compreensão e cuidado, sempre pude contar com vocês durante todos esses anos.

Ao meu orientador, professor Amauri, por todos os ensinamentos, paciência e conselhos.

A todos os meus colegas durante esses anos, a companhia de cada um foi fundamental nessa jornada.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um estudo sobre linhas de transmissão de corrente contínua em alta tensão e corrente alternada, com ênfase nas características de propagação e análise dos modelos de linha. Primeiro, são apresentados os conceitos teóricos sobre modelagem de linhas transmissão, com destaque na formulação matemática. Em seguida, são descritos os principais modelos de linha para o estudo de transitórios eletromagnéticos. A avaliação desses modelos é realizada através de diferentes situações de energização das linhas de transmissão. Também é realizado um estudo das características de propagação dos sistemas, através de uma análise detalhada da matriz de transformação modal, atenuação constante e velocidade de fase.

Palavras-chave: Linhas de Transmissão, Transitórios Eletromagnéticos, Parâmetros de Linha, Propagação de Ondas, Matriz de Transformação, CCAT, Tensões Induzidas, Redução de Kron.

ABSTRACT

This report presents a study of high-voltage direct current and alternating current transmission lines, with an emphasis on propagation characteristics and the analysis of line models. First, the theoretical concepts of transmission line modeling are presented, with emphasis on the mathematical formulation. Next, the main line models for studying electromagnetic transients are described. These models are evaluated using different transmission line energization situations. A study of the propagation characteristics of the systems is also carried out, through a detailed analysis of the modal transformation matrix, constant attenuation and phase velocity.

Keywords: Transmission Lines, Electromagnetic Transient, Line parameters, Wave Propagation, Transformation Matrix, HVDC, Induced Voltages, Kron Reduction.

SUMÁRIO

Sumário	i
Lista de figuras	iii
Lista de símbolos	vi
Glossário	viii
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Objetivos	2
1.2 Contribuições	2
1.3 Estrutura	3
Capítulo 2 – Fundamentação Teórica	5
2.1 Equações diferenciais de Linhas de transmissão	5
2.2 Domínio Modal e Domínio de Fases	8
2.3 Função e Velocidade de Propagação	9
2.4 Matriz de Transformação Modal	10
2.5 Influência do solo no cálculo dos parâmetros	11
2.6 Redução de Kron	12
2.7 Síntese do capítulo	13
Capítulo 3 – Modelos de Linha	14
3.1 Modelo de Bergeron	14
3.2 Modelo de J. Martí	16
3.3 ULM (<i>Universal Line Model</i>)	17
3.4 Modelo de transformada Numérica de Laplace	19
3.5 Síntese do capítulo	19
Capítulo 4 – Estudo de linhas de Transmissão	21
4.1 Sistema CCAT	22

4.1.1	Características do Modo de Propagação	23
4.1.1.1	Com redução de Kron	23
4.1.1.2	Sem redução de Kron	28
4.1.2	Varredura em frequência	30
4.1.3	Resposta transitória	31
4.2	Sistema Genuinamente CA	34
4.2.1	Características de propagação	34
4.2.1.1	Com redução de Kron	35
4.2.1.2	Sem redução de Kron	37
4.2.2	Varredura em frequência	39
4.2.3	Resposta transitória	40
4.3	Síntese do capítulo	42
Capítulo 5 – Conclusões e Trabalhos Futuros		44
Referências		46

LISTA DE FIGURAS

2.1	Círculo equivalente de uma linha de transmissão aérea monofásica	5
2.2	Dois condutores paralelos acima de superfície da terra perfeitamente plana	7
3.1	Círculo de impedância equivalente para o modelo de Bergeron	15
3.2	Modelo simplificado de linha desenvolvido por Dommel's	16
3.3	Círculo RC para representação de uma impedância equivalente a impedância característica da linha	16
3.4	Círculo equivalente no domínio da frequência para o modelo ULM	17
4.1	Círculo teste construído no ATPDraw	22
4.2	Corte transversal do sistema CCAT	23
4.3	Características do modo de propagação com redução de Kron: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase	24
4.4	Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência com redução de Kron	26
4.5	Resposta transitória do modelo de JMV usando diferentes frequências da matriz de transformação para as entradas do tipo: (a) Degrau, (b) Dupla Exponencial .	27
4.6	Resposta transitória do modelo de JM usando diferentes frequências da matriz de transformação para as entradas do tipo: (a) Degrau, (b) Dupla Exponencial .	27
4.7	Características do modo de propagação sem redução de Kron: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase	28
4.8	Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência sem redução de Kron	29

4.9 Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km	30
4.10 Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 2450 km	31
4.11 Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km	32
4.12 Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 2450 km	32
4.13 Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km	33
4.14 Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 2450 km	33
4.15 Corte transversal do sistema CA	34
4.16 Características do modo de propagação: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase	35
4.17 Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência com redução de Kron	36
4.18 Características do modo de propagação: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase	37
4.19 Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência sem redução de Kron	38
4.20 Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km	39
4.21 Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 400 km	39
4.22 Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km	41

4.23 Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 400 km	41
4.24 Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km	42
4.25 Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 400 km	42

LISTA DE SÍMBOLOS

I	Corrente	[A]
V	Tensão	[V]
z	Impedância	$[\Omega]$
y	Admitância	[S]
ω	Frequência angular	[rad/s]
j	Unidade imaginária	
R	Resistência por unidade de comprimento	$[\Omega/m]$
L	Indutância por unidade de comprimento	[L/m]
G	Condutância por unidade de comprimento	[S/m]
C	Capacitância por unidade de comprimento	[F/m]
Z	Impedância série	$[\Omega]$
Y	Admitância shunt	[S]
I_p	Vetor de corrente de ondas progressivas	[A/m]
I_r	Vetor de corrente de ondas regressivas	[A/m]
γ	Constante de propagação	$[m^{-1}]$
α	Constante de Atenuação	[Np/m]
β	Constante de Fase	[rad/m]
Y_c	Admitância característica	[S]
V_r	Tensão no terminal receptor	[V]
V_e	Tensão no terminal emissor	[V]
l	Comprimento da linha de transmissão	[m]
v	Velocidade de fase	[m/s]
τ	Tempo de propagação de uma onda viajante em uma linha de transmissão	[s]
Z	Matriz de impedância série	$[\Omega/m]$
Y	Matriz de admitância shunt	[S/m]
T_i	Matriz de transformação modal	

λ	Matriz diagonal de autovalores	
I	Matriz identidade	
Z_{ij}^{new}	Impedância série da linha i e coluna j	$[\Omega]$
$f_{1,2}$	Função arbitrária da propagação de ondas em linhas de transmissão	
Z_c	Impedância característica	$[\Omega]$
Z_{eq}	Impedância equivalente	$[\Omega]$
k_i	Resíduo	
p_i	Polo	
s	Frequência complexa	
H	Matriz de propagação	$[m^{-1}]$
Y_c	Matriz de admitância característica	$[S/m]$
ϵ	Permissividade elétrica	$[F/m]$
μ	Permeabilidade elétrica	$[\Omega m]$
σ	Condutividade elétrica	$[S/m]$
t	Tempo	[s]

GLOSSÁRIO

EPE	Empresa de perquisa energética
EMTP	Electromagnetic transient program
CA	Corrente alternada
CCAT	Corrente contínua em alta tensão
ATPDraw	Alternative transient program
BERG	Modelo de linha de Bergeron
JM	Modelo de linha de J. Martí
JMV	Modelo de linha de J. Martí com vector fitting
ULM	Modelo universal de linha
NLT	Modelo de linha da transformada numérica de Laplace
LCC	Line/Cable Constants

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O consumo de energia elétrica no Brasil bateu recorde em novembro de 2023, atingindo 46.407 gigawatts-hora (GWh), de acordo com a Empresa de Pesquisa Energética (EPE), sendo esse o maior consumo desde 2004 (EPE, 2023). Ao mesmo passo que o consumo aumenta, é necessário que o sistema elétrico tenha capacidade de suportar essa quantidade de energia, garantindo segurança e confiabilidade ao sistema.

Um dos pilares em um sistema elétrico de potência são as linhas de transmissão. Responsável pelo transporte de energia elétrica nas redes de transmissão e distribuição, elas se estendem por milhares de quilômetros e estão sujeitas a fenômenos eletromagnéticos de causas internas e externas, devido as condições normais de operação e/ou perturbações no sistema. O programa de expansão de transmissão do segundo semestre de 2023 desenvolvido pela EPE, prevê um total de 14.600 km de linhas de transmissão a serem instaladas em todas as regiões do país entre os anos de 2027 e 2038, com um investimento em torno de R\$ 37,8 bilhões.

Com isso, a análise de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência adquire maior importância no planejamento do sistema, devido aos níveis de sobretensões oriundos desses fenômenos (TOMASEVICH, 2011). Assim, surge a necessidade de modelos de linha de transmissão mais precisos, ou seja, com uma representação mais próxima do fenômeno físico, para a simulação e análise em regime transitório, visando o melhor dimensionamento do sistema e estratégias de proteção mais confiáveis.

Portanto, a motivação para este trabalho de conclusão de curso vem da necessidade de uma maior compreensão sobre modelagem de linhas de transmissão.

1.1 OBJETIVOS

Ao longo dos anos, os estudos acerca de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão vêm sendo aprimorados, sempre buscando uma representação mais fiel ao fenômeno físico. Os primeiros registros de fenômenos transitórios em linhas de transmissão foram realizados no início do século 20, com o uso de oscilógrafos de raios catódicos. Nessa época, os registros eram de difícil visualização e não existiam ferramentas para a simulação de transitórios em sistemas elétricos. Com o avanço da ciência ao longo dos anos, o uso de dispositivos microprocessados fez com que análise de sinais analógicos fossem digitalizados, fazendo com que houvesse um maior detalhamento do sinal. Com isso, também surgiram programas voltados para análise de transitórios (*Transient Network Analyzer (TNA)*), que deram origem aos programas EMTP (*Electromagnetic Transient Program*) adotados até hoje.

A forma como os parâmetros de linha são calculados nos programas EMTP, levaram a diferentes abordagens na estimativa de transitórios eletromagnéticos, dando origem a diversos modelos de linhas de transmissão. Assim, o objetivo desse trabalho é apresentar um estudo sobre as características de propagação em linhas de transmissão e uma análise dos modelos de linha.

Esse objetivo pode ser subdividido em:

- Estudo da teoria para modelagem de linhas de transmissão;
- Determinação das principais diferenças entre os modelos de linhas de transmissão;
- Análise das características de dois sistemas distintos: CA (Corrente alternada) e CCAT (Corrente contínua em alta tensão);
- Desempenho dos modelos de linha para análise de transitórios eletromagnéticos;

1.2 CONTRIBUIÇÕES

As contribuições acadêmicas desse trabalho são:

- Estudo sobre a constante de atenuação, velocidade de fase e matriz de transformação modal em linhas de transmissão com e sem a redução de Kron;

- Análise da influência da redução de Kron em linhas de transmissão CCAT e CA;
- Comparação dos modelos de linha do ATPDraw com um modelo de linha construído inteiramente no MATLAB® através da transformada numérica de Laplace;
- Demonstração que a matriz de transformação modal não influencia no cálculo dos parâmetros para um sistema CCAT com redução de Kron;

Com relação à publicação dos resultados obtidos neste trabalho, o seguinte artigo foi submetido e aceito em conferência:

- M. A. B. RIBEIRO; C. M. MORAES; A. G. MARTINS-BRITTO; K. M. SILVA, "Assessment of different frequency-dependent line models for EMT simulations of HVDC systems", submetido para o *WCNPS 2023: 8th Workshop on communication Networks and Power Systems*. Brasília, Brasil, 2023.

1.3 ESTRUTURA

O atual capítulo apresenta a relevância deste trabalho no atual contexto energético do país, descreve os objetivos e cita suas contribuições.

O **capítulo 2** aborda os conceitos teóricos sobre modelagem de linha de transmissão, com ênfase na formulação das equações do telegrafista, que são a base nos estudos de modelagem de linhas de transmissão. Além disso, descreve como são realizados os cálculos de função e velocidade de propagação de ondas em linhas de transmissão, da matriz de transformação modal e descreve a técnica de redução de Kron.

O **capítulo 3** elenca as principais diferenças entre os modelos de linhas de transmissão. Dentre os modelos mais usados na atualidade para a simulação de transitórios eletromagnéticos disponíveis no ATPDraw, pode-se dar destaque ao modelo de Bergeron, J. Martí e o ULM(*Universal Line Model*). Também será adotado um modelo construído inteiramente no MATLAB®, denominado transformada numérica de Laplace.

O **capítulo 4** apresenta um estudo de uma linha de transmissão CCAT, atualmente em operação no Brasil. Nesse estudo são utilizadas características reais da linha, como geometria

do sistema e dados dos condutores. Também é abordada uma linha de Transmissão CA, com o intuito de mostrar as diferenças ou semelhanças entre os dois sistemas.

O **capítulo 5** expõe as conclusões e considerações finais acerca das simulações realizadas e sugere diretrizes para a continuidade do trabalho.

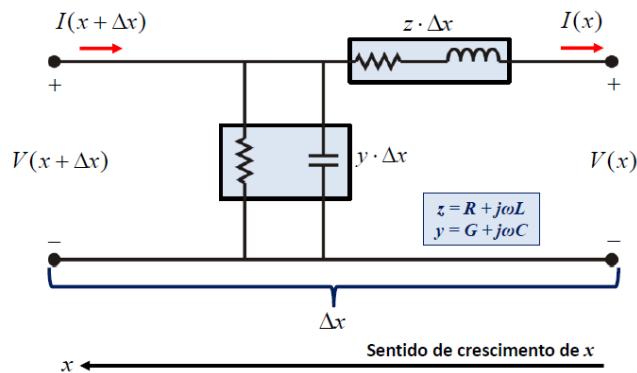
CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo aborda os conceitos teóricos usados na modelagem de linhas de transmissão para o cálculo dos seus parâmetros elétricos.

2.1 EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Figura 2.1: Circuito equivalente de uma linha de transmissão aérea monofásica



Fonte: Adaptado de (MARTINEZ-VELASCO; GUSTAVSEN, 2001)

A figura 2.1 mostra um circuito que representa uma linha de transmissão aérea monofásica, usada para a formulação das equações de tensão e corrente, onde z e y são a impedância e admitância da linha por unidade de comprimento, I e V são a corrente e tensão, respectivamente. Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões na malha que contém ambos os terminais:

$$-V(x + \Delta x) + (z \cdot \Delta x) \cdot I(x) + V(x) = 0 \quad (2.1)$$

$$\frac{V(x + \Delta x) - V(x)}{\Delta x} = z \cdot I(x) \quad (2.2)$$

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{V(x + \Delta x) - V(x)}{\Delta x} \approx \frac{dV(x)}{dx} = z \cdot I(x) \quad (2.3)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no segundo nó, temos:

$$I(x + \Delta x) - (y \cdot \Delta x) \cdot V(x + \Delta x) - I(x) = 0 \quad (2.4)$$

$$\frac{I(x + \Delta x) - I(x)}{\Delta x} = y \cdot V(x + \Delta x) \quad (2.5)$$

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{I(x + \Delta x) - I(x)}{\Delta x} - y \cdot V(x + \Delta x) \approx \frac{dI(x)}{dx} = y \cdot V(x) \quad (2.6)$$

No domínio do tempo as equações 2.3 e 2.6, considerando $z = R + j\omega L$ e $y = G + j\omega C$, podem ser expressas da seguinte forma:

$$-\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = R \cdot I(x,t) + L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$-\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = G \cdot V(x,t) + C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \quad (2.8)$$

onde R , L , G e C são resistência, indutância, condutância e capacitância da linha expressos por unidade de comprimento, respectivamente.

As equações 2.7 e 2.8 são conhecidas como *equações do telegrafista* e são consideradas fundamentais na modelagem de linha de transmissão, desenvolvidas em 1876 por Oliver Heaviside (HEAVISIDE, 1876). No domínio da frequência, através da transformada de Fourier, elas podem ser expressas da seguinte forma:

$$-\frac{dV(\omega)}{dx} = Z(\omega)I(\omega) \quad (2.9)$$

$$-\frac{dI(\omega)}{dx} = Y(\omega)V(\omega) \quad (2.10)$$

onde $Z(\omega)$ e $Y(\omega)$ são as matrizes de impedância série e admitância shunt por unidade de comprimento, respectivamente.

As impedâncias série e as admitâncias shunt são calculadas utilizando fórmulas exatas das expressões integrais de Wise's, tendo em conta o efeito das correntes de deslocamento nos parâmetros da linha. Assumindo o caso de dois fios de acordo com a topologia da figura 2.2, as fórmulas de admitância e impedância de Wise's (WISE, 1934; WISE, 1948) para representar a influência das correntes condutoras e de deslocamento num meio de propagação são dadas por

(PAPADOPoulos *et al.*, 2020; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2022):

$$Z_{e_{ij}} = Z_{pg_{ij}} + Z_{g_{ij}} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} + M_{ij} \right) \quad (2.11)$$

$$M_{ij} = \int_0^\infty \frac{2\mu_g e^{-H_{ij}a_0}}{a_g\mu_0 + a_0\mu_g} \cos(x_{ij\lambda}) d\lambda \quad (2.12)$$

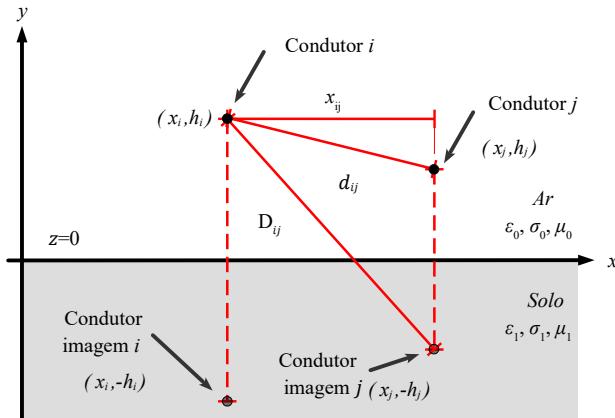
$$Y_{e_{ij}} = j\omega P_{e_{ij}}^{-1} = j\omega(P_{pg_{ij}} + P_{g_{ij}})^{-1} \quad (2.13)$$

$$P_{e_{ij}} = P_{pg_{ij}} + P_{g_{ij}} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left(\ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} + Q_{ij} \right) \quad (2.14)$$

$$Q_{ij} = \int_0^\infty \frac{2\mu_g\gamma_0^2(\mu_0\alpha_0 + \alpha_g\mu_g)e^{-H_{ij}a_0}}{(a_g\mu_0 + a_0\mu_g)(a_g\gamma_0^2\mu_g + a_0\gamma_g^2\mu_0)} \cos(x_{ij\lambda}) d\lambda \quad (2.15)$$

onde λ é a variável de integração, $Z_{pg_{ij}}$ e $P_{pg_{ij}}$ representam as influências do solo perfeitamente condutor, $Z_{g_{ij}}$ e $P_{g_{ij}}$ do solo imperfeito. Os coeficientes ϵ , μ , σ presentes na figura 2.2, representam a permissividade, permeabilidade e condutividade elétrica no ar e no solo, respectivamente.

Figura 2.2: Dois condutores paralelos acima de superfície da terra perfeitamente plana



Fonte: Reproduzido de (MARTINS-BRITTO *et al.*, 2022)

A solução geral para as equações 2.9 e 2.10 são da seguinte forma (MARTINEZ-VELASCO; GUSTAVSEN, 2001):

$$I(\omega) = I_p(\omega)e^{-\gamma(\omega)x} + I_r(\omega)e^{\gamma(\omega)x} \quad (2.16)$$

$$V(\omega) = Y_c^{-1}(\omega)[I_p(\omega)e^{-\gamma(\omega)x} - I_r(\omega)e^{\gamma(\omega)x}] \quad (2.17)$$

onde I_p e I_r são vetores de propagação das ondas progressivas e regressivas, respectivamente.

Pode-se definir γ como a constante de propagação e Y_c a admitância característica:

$$\gamma(\omega) = \sqrt{YZ} \rightarrow \gamma = \alpha + j\beta \quad (2.18)$$

$$Y_c(\omega) = \sqrt{(YZ)^{-1}Y} \quad (2.19)$$

onde α é a constante de atenuação e β é a constante de fase.

2.2 DOMÍNIO MODAL E DOMÍNIO DE FASES

Ao longo dos anos, o desenvolvimento dos estudos acerca da modelagem de linha de transmissão levou a duas principais abordagens, que consistem em modelar a linha de transmissão por admitância nodal ou pelo método das características.

A modelagem pelo método das características aborda os modelos a serem descritos nesse trabalho e é a mais utilizada em programas de análise transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão (TOMASEVICH, 2011). Baseado na teoria de propagação de ondas em linhas de transmissão, esse método representa os parâmetros da linha de transmissão por uma **função de propagação** (ver a equação 2.22 mais adiante) e por uma **matriz de admitância característica** (definida através da equação 2.19). O método das características usa duas formulações diferentes: domínio modal e domínio de fases

No domínio modal, as matrizes de admitância e a função de propagação são desacopladas por matrizes de transformação, para resolver o sistema de equações de forma independente, sendo está uma representação já bem conhecida. A partir da teoria desenvolvida por (WEDEPOHL, 1963), os modelos de linha de transmissão foram desenvolvidos e aprimorados ao longo dos anos, com abordagens que consideram a matriz de transformação dependente ou não da frequência. A utilização de matrizes de transformação reais e constantes pode acarretar em imprecisões nos cálculos dos parâmetros de linhas de transmissão com configurações fortemente assimétrica, subterrâneas ou de circuitos duplos.

A solução através do domínio das fases foi primeiramente proposto por (NAKANISHI; AMETANI, 1986), com o intuito de solucionar os erros do uso da matriz de transformação real e constante para linhas não transpostas e cabos coaxiais. Neste trabalho, os parâmetros de uma linha de transmissão são obtidos no domínio de fase utilizando a transformada de Laplace, levando em conta a dependência da frequência nos parâmetros de linha. Posteriormente,

outros modelos foram desenvolvidos no domínio de fases, com destaque para o modelo ULM (*Universal Line Model*) (MORCHED *et al.*, 1999) que tem passado por melhorias ao longo dos anos, como pode ser verificado em (GUSTAVSEN; NORDSTROM, 2008; GUSTAVSEN, 2013; GUSTAVSEN, 2017).

2.3 FUNÇÃO E VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO

Um dos conceitos de maior importância usado para os cálculos dos parâmetros em uma linha de transmissão ao longo dos anos é a função de propagação (conhecido também como fator de propagação ou matriz de propagação). Esse conceito parte dos trabalhos desenvolvido por (CARSON; HOYT, 1927; RICE, 1941; HEDMAN, 1965), que formularam as bases para os problemas de propagação de ondas em linhas de transmissão. Pode-se concluir a partir desses estudos e das equações 2.16 e 2.17, as seguintes equações:

$$Y_c(\omega)V_r - I_r(w) = e^{-\gamma(\omega)l}[Y_c(\omega)V_e(\omega) + I_e(\omega)] \quad (2.20)$$

$$Y_c(\omega)V_e - I_e(w) = e^{-\gamma(\omega)l}[Y_c(\omega)V_r(\omega) + I_r(\omega)] \quad (2.21)$$

onde os índices e e r se referem aos terminais emissor e receptor de uma linha de transmissão com um comprimento l , respectivamente. Assim, a função de propagação é definida como:

$$A(\omega) = e^{-\gamma(\omega)l} \quad (2.22)$$

Considerando um meio sem perdas para as equações 2.7 e 2.8, a velocidade de propagação pode ser deduzida com base nas equações:

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \quad (2.23)$$

$$\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = -C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \quad (2.24)$$

Utilizando a transformada e Laplace de diferenciando as equações, temos:

$$\frac{d^2V(\omega)}{dx^2} - s^2 \cdot LC \cdot V(\omega) = 0 \quad (2.25)$$

$$\frac{d^2I(\omega)}{dx^2} - s^2 \cdot LC \cdot I(\omega) = 0 \quad (2.26)$$

Cuja a solução geral é da forma:

$$V(\omega) = V_p(\omega) \cdot e^{-\omega \cdot l/v} + V_r(\omega) \cdot e^{+\omega \cdot l/v} \quad (2.27)$$

$$I(\omega) = I_p(\omega) \cdot e^{-\omega \cdot l/v} + I_r(\omega) \cdot e^{+\omega \cdot l/v} \quad (2.28)$$

onde v é a **velocidade de propagação** das ondas viajantes de tensão e corrente:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ m/s} \quad (2.29)$$

$$v = \frac{\omega}{\beta} \text{ m/s} \quad (2.30)$$

onde ω é a frequência e β é a constante de fase.

Além desses dois conceitos, existe um **tempo de propagação** (τ) associado as ondas viajantes em uma linha de transmissão, considerando parâmetros distribuídos e que pode ser definido como:

$$v = \frac{l}{\tau} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{l}{\tau} \quad (2.31)$$

$$\tau = l \cdot \sqrt{LC} \quad (2.32)$$

onde l é o comprimento da linha

2.4 MATRIZ DE TRANSFORMAÇÃO MODAL

De acordo com (DOMMEL, 1996), a solução para um sistema de equações de linhas de transmissão com n -fases se torna mais simples quando essas n equações acopladas são transformadas em n equações desacopladas.

Assim, para o cálculo de um sistema com n -fases pode-se utilizar uma **matriz de transformação modal** para desacoplar as equações. Essa técnica é desenvolvida a partir da teoria de autovalores e autovetores usada para diagonalizar matrizes. A matriz de transformação modal é capaz de levar as equações do domínio das fases para o domínio modal. A partir das equações 2.9 e 2.10 é possível obter:

$$-\frac{d^2V(\omega)}{dx^2} = [Z(\omega)Y(\omega)]I(\omega) \quad (2.33)$$

$$-\frac{d^2I(\omega)}{dx^2} = [Y(\omega)Z(\omega)]V(\omega) \quad (2.34)$$

Uma vez que \mathbf{Z} e \mathbf{Y} são matrizes simétricos, o produto entre \mathbf{ZY} e \mathbf{YZ} são transpostos entre si, entretanto esses produtos não são simétricos. Assim é necessário diagonalizar essas matrizes através de técnicas matemáticas. Para os produtos de \mathbf{ZY} e \mathbf{YZ} surgem as matrizes \mathbf{T}_v e \mathbf{T}_i , respectivamente, que podem ser descritos pelas seguintes equações:

$$\mathbf{T}_v^{-1} \cdot \mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{T}_v = \boldsymbol{\lambda} \quad (2.35)$$

$$\mathbf{T}_i^{-1} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Z} \cdot \mathbf{T}_i = \boldsymbol{\lambda} \quad (2.36)$$

onde $\boldsymbol{\lambda}$ é a matriz diagonal de autovalores composta pelo produto de \mathbf{YZ} ou de \mathbf{ZY} (WEDEPOHL *et al.*, 1996a) e \mathbf{T}_v e \mathbf{T}_i são as matrizes de autovetores que levam os produtos de \mathbf{ZY} e \mathbf{YZ} as suas respectivas formas diagonais (COSTA *et al.*, 2010). Para a matriz \mathbf{T}_i e a sua matriz $\boldsymbol{\lambda}$ correspondente, a solução pode ser obtida a partir do seguinte sistema de equações (WEDEPOHL *et al.*, 1996b), onde \mathbf{I} é a matriz identidade:

$$\{\mathbf{Y} \cdot \mathbf{Z} - \lambda_k \mathbf{I}\} \cdot \mathbf{T}_{i,k} = 0 \quad (2.37)$$

2.5 INFLUÊNCIA DO SOLO NO CÁLCULO DOS PARÂMETROS

A representação do solo no cálculo de transitórios eletromagnéticos para linhas de transmissão aéreas vem sendo tratada de forma mais precisa ao longo dos anos e na maioria dos modelos são usadas as fórmulas desenvolvidas por Carson (CARSON, 1926). Em boa parte da literatura desenvolvida sobre modelagem de linhas de transmissão aéreas, os parâmetros do solo são usualmente tratados de forma simplificada. Adotar essas simplificações pode levar a imprecisões na simulação de transitórios eletromagnéticos, principalmente ao se tratar de fenômenos de descargas atmosféricas (TOMASEVICH, 2011).

Os trabalho desenvolvidos por (FARIA, 2002; PORTELA *et al.*, 2002; PORTELA *et al.*, 2003; LIMA; PORTELA, 2007; VISACRO; SILVEIRA, 2015; LI *et al.*, 2016) demonstraram a importância de considerar a variação da frequência para os parâmetros de resistividade, permissividade e condutividade no estudo de transitórios eletromagnéticos. De forma semelhante, os trabalhos desenvolvidos por (TSIAMITROS *et al.*, 2006; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2020a; BRITTO, 2020; PAPADOPoulos *et al.*, 2021; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2020; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2020b; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2021) ressaltam a importância de considerar

o solo de forma não homogênea para os estudos de interferências eletromagnéticas, descargas atmosféricas e manobras de energização e/ou chaveamento.

2.6 REDUÇÃO DE KRON

De forma geral, as torres de linhas de transmissão são aterradas no solo. Esta conexão envolve a estrutura da torre e os cabos para-raio da linha de transmissão. Anteriormente, era razoável considerar que a tensão no cabo para-raio aterrado é igual à zero, para frequências maiores que 250 kHz (MORAES, 2023). Essa condição pode ser aplicada a qualquer condutor e estruturas metálicas que estejam aterradas (DOMMEL, 1996).

Essa afirmação permite que as matrizes oriundas das equações do telegrafista possam ter sua ondem reduzida. Esse método em sistemas de potência é conhecido como **redução de Kron**, que resulta em uma simplificação do sistema original de equações contendo a mesma relação de tensão e corrente nos terminais de estudo. Considerando a equação(2.9), temos para um sistema 3x3:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial V_1}{\partial x} \\ \frac{\partial V_2}{\partial x} \\ \frac{\partial V_3}{\partial x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

desde de que $V_n = 0$ e $\frac{\partial V_n}{\partial x} = 0$, a matriz pode ser reduzida eliminando I_n .

A título de exemplo, considerando $V_3 = 0$, a matriz fica da seguinte forma:

$$0 = Z_{31} \cdot I_1 + Z_{32} \cdot I_2 + Z_{33} \cdot I_3 \quad (2.39)$$

$$I_3 = -\frac{Z_{31} \cdot I_1}{Z_{33}} - \frac{Z_{32} \cdot I_2}{Z_{33}} \quad (2.40)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial V_1}{\partial x} \\ \frac{\partial V_2}{\partial x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(Z_{11} - \frac{Z_{13} \cdot Z_{31}}{Z_{33}} \right) & \left(Z_{12} - \frac{Z_{13} \cdot Z_{32}}{Z_{33}} \right) \\ \left(Z_{21} - \frac{Z_{23} \cdot Z_{31}}{Z_{33}} \right) & \left(Z_{22} - \frac{Z_{23} \cdot Z_{32}}{Z_{33}} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Esse método pode ser generalizado para n -barras no sistema. Considerando n -barras, a redução da matriz pode ser obtida através da fórmula (BERGEN, 2009):

$$Z_{ij}^{(new)} = Z_{ij} - \frac{Z_{ik} \cdot Z_{kj}}{Z_{kk}} \quad i,j = 1,2,\dots,n \quad i,j \neq k \quad (2.42)$$

onde i é o número da linha, j é o número da coluna, k é o número da linha a ser reduzida e o termo *new* se refere aos novos elementos provenientes da matriz original.

A mesma formulação adotada acima pode ser aplicada à matriz de admitância shunt.

2.7 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram abordados conceitos fundamentais para entendimento do trabalho realizado. As equações diferenciais em linhas de transmissão foram apresentadas como sendo a base teórica utilizada na modelagem de linhas de transmissão, dando origem as equações do telegrafista.

Foram abordados aspectos usados para os cálculos dos parâmetros de linha, que envolvem a modelagem pelo método das características. As diferenças entre domínio modal e domínio das fases foi discutida de forma breve.

Em seguida, conceitos como função de propagação, matriz de transformação modal e velocidade de propagação foram apresentados, mostrando suas respectivas formulações matemáticas. Posteriormente, a influência do solo no cálculo dos parâmetros de linha foi brevemente citada. Por fim, o equacionamento da técnica matemática da redução de Kron foi descrito.

No próximo capítulo, serão apresentadas as principais diferenças entre os modelos de linha de transmissão, oriunda das diferentes metodologias adotadas para os cálculos dos conceitos apresentados nesse capítulo.

CAPÍTULO 3

MODELOS DE LINHA

Os modelos de linha ao longo dos anos tem passado por avanços, considerando diferentes aspectos nos cálculos dos parâmetros, fazendo com que certos modelos representem as linhas de transmissão de forma mais ou menos precisa (STEINSLAND, 2018). Este capítulo aborda os principais pontos que caracterizam cada um dos modelos descritos nesse trabalho usados atualmente em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos.

Dois tipos de modelos geralmente são usados para descrever o comportamento das tensões e correntes ao longo de uma linha de transmissão: modelos a parâmetros concentrados e modelos a parâmetros distribuídos. Neste trabalho, apenas modelos a parâmetros distribuídos foram utilizados.

3.1 MODELO DE BERGERON

Partindo das soluções de modelagem de linhas no domínio modal, o modelo de Bergeron, apresenta as soluções para os cálculos dos parâmetros no domínio do tempo. Essa abordagem se baseia num pressuposto de linha sem perdas para representar as ondas viajantes (BERGERON, 1950; WEDEPOHL, 1963).

As equações para tensão e corrente neste modelo podem ser obtidas a partir das equações (2.7) e (2.8), considerando um meio sem perdas:

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (3.2)$$

onde L e C são as respectivas indutância e capacidade da linha.

A solução geral das equações 3.1 e 3.2 são expressas por (CABALLERO *et al.*, 2016):

$$i(x,t) = f_1(x - vt) + f_2(x + vt) \quad (3.3)$$

$$V(x,t) = Z_c f_1(x - vt) + Z_c f_2(x + vt) \quad (3.4)$$

onde f_1 e f_2 são funções arbitrárias que representam a propagação das ondas ao longo da linha, Z_c é a impedância característica e v é a velocidade de fase.

Pelo fato de considerar uma linha sem perdas, a tensão no começo da linha deve ser a mesma no final. Assim a equação da tensão ao longo da linha é expressa da seguinte forma:

$$V_m(t - \tau) + Z_c i_{m,k}(t - \tau) = V_k(t) + Z_c (-i_{k,m}(t)) \quad (3.5)$$

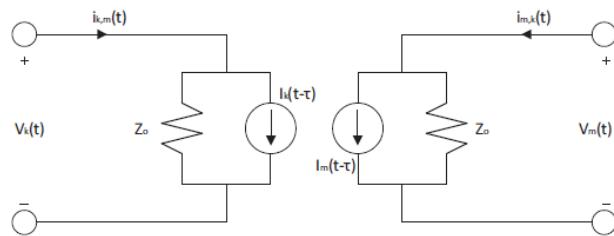
onde τ é o tempo para uma onda percorrer uma linha de transmissão em uma certa distância, de acordo com a equação (2.32).

Expressando a solução como uma rede de impedâncias equivalentes, de acordo com a figura 3.1, as correntes obtidas pelo método de Bergeron são:

$$i_k(t - \tau) = -\frac{1}{Z_c} V_m(t - \tau) - i_{m,k}(t - \tau) \quad (3.6)$$

$$i_m(t - \tau) = -\frac{1}{Z_c} V_k(t - \tau) - i_{k,m}(t - \tau) \quad (3.7)$$

Figura 3.1: Circuito de impedância equivalente para o modelo de Bergeron



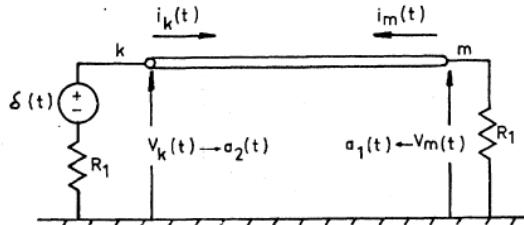
Fonte: Reproduzido de (CABALLERO *et al.*, 2016)

Os parâmetros de linha e as características de propagação são calculados para uma frequência específica, o que resulta numa abordagem de frequência única. Consequentemente, a sua gama de aplicabilidade é limitada para estudos além da frequência fundamental (DOMMEL, 1996).

3.2 MODELO DE J. MARTÍ

O modelo de J. Martí considera os parâmetros distribuídos e variantes na frequência, permitindo representações mais precisas em relação ao modelos apresentados nos anos anteriores.

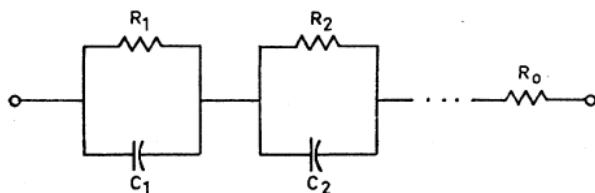
Figura 3.2: Modelo simplificado de linha desenvolvido por Dommel's



Fonte: Reproduzido de (MARTI, 1982)

Com uma nova formulação para interpretar as funções de Meyer e Dommel's (MEYER; DOMMEL, 1974), esse modelo substitui a resistência R_1 da figura 3.2, por um circuito equivalente com uma impedância igual à impedância característica da linha, fazendo com que não haja reflexão nas extremidades (MARTI, 1982). Assim, o problema se torna em sintetizar um circuito capaz de representar a impedância característica da linha.

Figura 3.3: Circuito RC para representação de uma impedância equivalente a impedância característica da linha



Fonte: Reproduzido de (MARTI, 1982)

O circuito equivalente (Z_{eq}) para a representação da impedância característica da linha é sintetizado através de um circuito série de blocos paralelos RC, representados na figura 3.3. O número de blocos RC é determinado pelo processo de ajuste utilizado. Para o modelo clássico de J Martí, os parâmetros dos blocos RC são forçados à serem polos de valor real, determinados utilizando um procedimento de ajuste de curva no domínio de Bode através da transformada de Laplace:

$$Z_{eq}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = H \frac{(s + z_1)(s + z_2) \dots (s + z_n)}{(s + p_1)(s + p_2) \dots (s + p_n)} \quad (3.8)$$

Esse modelo assume uma matriz de transformação modal real e invariante na frequência. Os valores de R_i e C_i na figura 3.3 são determinados expandindo a equação 3.8 em série de frações parciais:

$$Z_{eq}(s) = k_0 + \frac{k_1}{s + p_1} + \frac{k_2}{s + p_2} + \dots + \frac{k_n}{s + p_n} \quad (3.9)$$

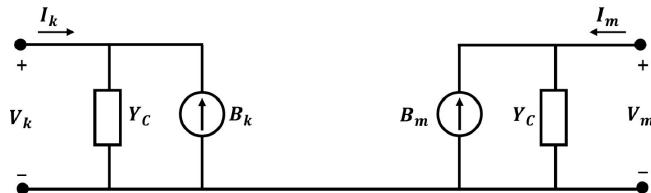
$$R_0 = k_o \quad R_i = \frac{k_i}{p_i} \quad C_i = \frac{1}{k_i} \quad (3.10)$$

As melhorias subsequentes do modelo original de J. Martí envolvem a utilização de técnicas mais sofisticadas, como o ajuste vetorial (*Vector Fitting*), para extrair os parâmetros da função racional (DE CONTI; EMIDIO, 2016). No entanto, devido às restrições impostas em relação à matriz de transformação e a restrição de polos com valor real, o modelo de J. Martí continua a apresentar imprecisões quando lida com configurações assimétricas, tais como linhas de circuito duplo não transpostas e cabos subterrâneos (HOIDALEN; SOLOOT, 2010; DOMMEL, 1996).

3.3 ULM (UNIVERSAL LINE MODEL)

Atualmente, o modelo mais utilizado para o estudo de transitórios eletromagnéticos em diferentes tipos de linhas de transmissão (simétricas, assimétricas e cabos subterrâneos), baseia-se no conceito do ULM (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999; MORCHED *et al.*, 1999). Essencialmente, ele ultrapassa as limitações fundamentais do modelo de J. Martí, utilizando a técnica de ajuste vetorial com polos de valor complexo para encontrar representações mais adequadas das admitâncias características de linha diretamente no domínio de fase, lidando assim com o característica de variação na frequência para a matriz de transformação modal.

Figura 3.4: Circuito equivalente no domínio da frequência para o modelo ULM



Fonte: Reproduzido de (ZANON *et al.*, 2021)

De acordo com a figura 3.4, as correntes e tensões nos terminais k e m são (NAREDO *et al.*, 2011; ZANON *et al.*, 2021):

$$I_k - Y_c V_k = -H(I_m + Y_c V_m) \quad (3.11)$$

$$I_m - Y_c V_m = -H(I_k + Y_c V_k) \quad (3.12)$$

$$Y_c = Y^{-1} \sqrt{YZ} \quad (3.13)$$

$$H = e^{-\sqrt{YZ}l} \quad (3.14)$$

onde V_k , I_k , V_m e I_m são as tensões e correntes nas extremidades da linha. \mathbf{Y}_c e \mathbf{H} são as matrizes de admitância característica e de propagação, respectivamente. Essas equações são as bases para o modelo do ULM, onde:

$$B_k = H(I_m + Y_c V_m) \quad (3.15)$$

$$B_m = H(I_k + Y_c V_k) \quad (3.16)$$

O modelo ULM traz uma abordagem para o cálculo das matrizes de propagação e admitância característica, que são dependentes da frequência e geralmente são calculadas por funções discretas no domínio da frequência. Os polos da matriz aproximada $\tilde{\mathbf{Y}}_c$ são calculados através do traço de \mathbf{Y}_c , usando o ajuste vetorial (MORCHED *et al.*, 1999; ZANON *et al.*, 2021):

$$Y_c \approx \tilde{Y}_c = k_0 + \sum_{n=1}^{N_{pY}} \frac{k_n}{s - p_n} \quad (3.17)$$

onde N_{pY} é igual ao número de polos necessários para o ajuste de \mathbf{Y}_c .

Através da transformação modal, a matriz de propagação pode ser reescrita da seguinte forma (ZANON *et al.*, 2021):

$$e^{-\sqrt{\lambda}l} = T_i^{-1} HT_i \quad (3.18)$$

$$H = \sum_{j=1}^{N_{mod}} D_j e^{\sqrt{\lambda_j}l} \quad (3.19)$$

onde λ é a matriz diagonal com os autovalores de $\mathbf{Y}\mathbf{Z}$, T_i é a matriz de transformação modal com os autovetores de $\mathbf{Y}\mathbf{Z}$ e N_{mod} são os modos de propagação.

Através da matriz D_j os problemas de indeterminação são eliminados (ZANON *et al.*, 2019).

Utilizando a técnica de ajuste vetorial, a matriz \mathbf{H} fica da seguinte forma:

$$H \approx \tilde{H} = \sum_{j=1}^{N_{mod}} \left(\sum_{i=1}^{N_{pH}} \frac{\bar{k}_{ij}}{s - \bar{p}_i} \right) e^{-s\tau_j} \quad (3.20)$$

onde N_{pH} são o número de polos necessários para o ajuste e τ_j é o tempo mínimo de atraso associado a cada modo de propagação.

3.4 MODELO DE TRANSFORMADA NUMÉRICA DE LAPLACE

A característica dependente da frequência nos parâmetros das linhas de transmissão deve-se principalmente aos efeitos do retorno à terra nas impedâncias e admitâncias (MARTI, 1982; DOMMEL, 1996; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2020a; MARTINS-BRITTO *et al.*, 2022; MORAES *et al.*, 2021). Uma classe particular de modelos de linha baseia-se na realização de cálculos primeiro no domínio da frequência e, em seguida, a solução transitória é obtida através da transformada de Laplace. Assim, este modelo foi desenvolvido com base nessas premissas no intuito de representar de forma tão realista quanto possível as características de propagação de linhas de transmissão. Ele se baseia numa análise nodal generalizada, numa abordagem modal multi-condutor e no algoritmo numérico convencional da transformada de Laplace, desenvolvido por (CHRYSOCHOS *et al.*, 2015). A decomposição modal é feita através do algoritmo de Levenberg-Marquardt, usado para resolver problemas de autovalores com formulação não linear (CHRYSOCHOS *et al.*, 2014), obtendo uma transformação modal mais suave no domínio da frequência. Estes métodos estão disponíveis através de uma interface para linha de transmissões aéreas (OHLToolbox) em (MARTINS-BRITTO *et al.*, 2023).

Não se faz necessário à síntese de circuitos através de técnicas de ajustes para o cálculo dos parâmetros de linha neste modelo, ou seja, o circuito é resolvido de forma direta, sem aproximações ou perda de informações. Além disso, as fórmulas de Wise's, apresentadas no capítulo anterior, são usadas sem adotar simplificações.

3.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, as principais metodologias usadas para os cálculos dos parâmetros de linha foram descritas para os modelos de Bergeron, J. Martí, ULM e a transformada numérica de Laplace.

Verificou-se que as diferenças estão fortemente relacionadas a dependência dos parâmetros

em relação à frequência. Ao se considerar ou não alguns parâmetros dependentes da frequência, os cálculos se tornam mais complexos, necessitando de técnicas de ajuste específicas. Foram abordadas para cada modelo seus respectivos equacionamentos, destacando as fórmulas adotadas e suas principais especificações.

No próximo capítulo, é apresentado um estudo das características de propagação e uma avaliação do desempenho dos modelos de linha na estimativa de fenômenos transitórios para duas linhas de transmissão: CCAT e CA.

CAPÍTULO 4

ESTUDO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Este capítulo mostra as análises das características do modo de propagação, do espectro de frequência e respostas transitórias de alta e baixa frequência para os modelos apresentados anteriormente para dois tipos diferentes de sistemas: linha de transmissão CCAT e linha de transmissão CA. Nas simulações a seguir, adota-se a seguinte nomenclatura:

- JM → Modelo de J. Martí
- JMV → Modelo de J. Martí utilizando o ajuste vetorial
- BERG → Modelo de Bergeron
- ULM → Modelo universal de linha
- NLT → Modelo da transformada numérica de Laplace

onde o modelo NLT será tratado com referência para comparação dos resultados nas simulações.

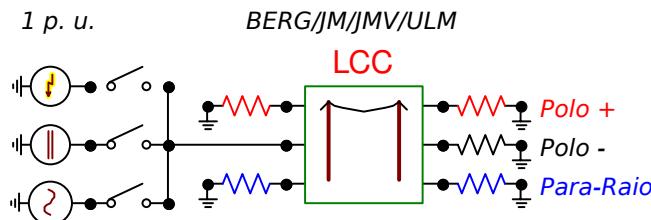
O circuito de teste construído no ATPDraw para efetuar as análises está representado na figura 4.1¹. O objeto LCC (*Line/Cable Constants*) é definido para linha de transmissão aérea, levando em conta o efeito peculiar nos condutores e a resistividade do solo é assumida igual a 1000 $\Omega \cdot m$ para todas as simulações. Na abordagem LCC, as impedâncias de linha são calculadas utilizando a equação de Carson, as admitâncias são obtidas utilizando o método das imagens eletrostáticas e a decomposição modal é realizada através da fatoração QR (DOMMEL, 1996). As simulações são executadas para diferentes comprimentos da linha de transmissão, a depender do sistema analisado. Os polos, ou fases, são considerados aproximadamente sem reflexão das ondas que se propagam ao longo da linha, ao serem terminados com as impedâncias correspondentes à impedância característica da linha, indicadas pelas resistências na figura 4.1.

¹Devido a similaridade entre os dois circuitos, apenas a figura do sistema CCAT foi apresentada.

Para a varredura de frequência, é aplicada uma fonte de tensão senoidal que produz 1 p.u.. Para as respostas transitórias, utiliza-se uma fonte exponencial dupla (esse tipo de fonte pode ser associada a uma descarga atmosférica) com um formato de um pulso de $1,2/50 \mu\text{s}$ e uma fonte em degrau (esse tipo de fonte pode ser associada a manobras de energização) com amplitude de 1 p.u.. Para o sistema CCAT, considerando um bipolo, a fonte é aplicada ao polo negativo do terminal emissor e em seguida são registadas as tensões induzidas no polo positivo do terminal receptor. Para o sistema CA, a fonte é aplicada em uma das fases no terminal emissor e em seguida são registradas as tensões induzidas nas outras fases no terminal receptor. O passo de tempo adotado é de $1 \mu\text{s}$, com um tempo total de simulação de 100 ms. As chaves mostradas na figura 4.1 são fechados individualmente em $t = 0 \text{ s}$, de acordo com os testes realizados. As análises são feitas considerando que os terminais que não estejam energizados, estão aterrados, ou seja, é considerado que a corrente tem seu retorno pela terra.

Uma análise nos sistemas das figuras 4.15 e 4.2 mostra que as linhas de transmissão são compostas pelo seus condutores e por um para-raio composto por dois cabos. Uma vez que os cabos para-raio são ligados à terra em cada torre e nas estações terminais, as matrizes que descrevem os parâmetros de linha podem ser simplificados via redução de Kron, pois a corrente que circula nos cabos para-raio pode ser considerada zero (DEGENEFF *et al.*, 1995).

Figura 4.1: Circuito teste construído no ATPDraw



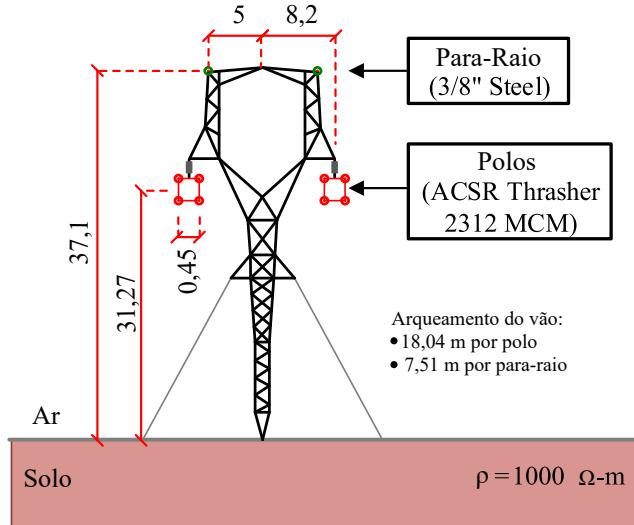
Fonte: Autoria própria.

4.1 SISTEMA CCAT

O sistema de interesse é a linha de transmissão Madeira CCAT, composto por dois polos de 600 kV cada, comprimento de 2450 km e uma corrente nominal de 2625 A. Esta linha de transmissão conecta a subestação Porto Velho no estado de Rondônia à subestação Araraquara-2 no estado de São Paulo e foi colocada em operação no ano de 2013. A seção transversal típica

da torre está representada na figura 4.2. Cada polo é composto por quatro condutores *ACSR 2312 MCM* agrupados e a linha está equipada com dois cabos para-raios de $3/8"$.

Figura 4.2: Corte transversal do sistema CCAT



Fonte: Adaptação de (FERNANDES *et al.*, 2019).

4.1.1 Características do Modo de Propagação

Esta seção traz uma análise dos modos de propagação e da matriz de transformação modal com e sem a redução de Kron no cálculo dos parâmetros do sistema.

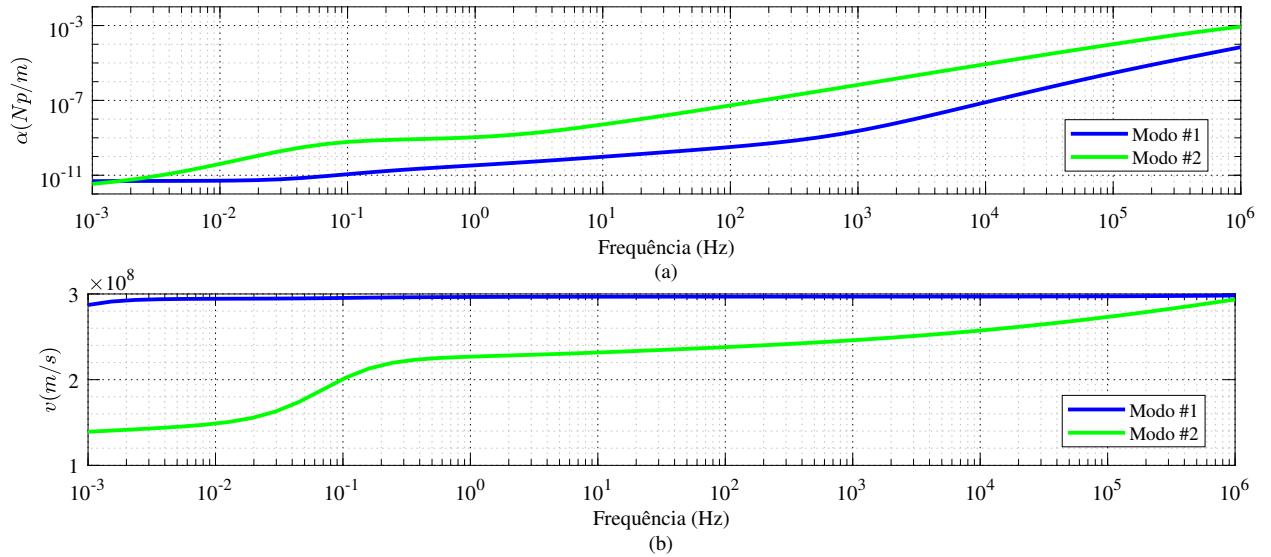
4.1.1.1 Com redução de Kron

Em um sistema com n cabos paralelos existem, geralmente, n modos de propagação, que correspondem ao número de raízes associadas à constante de propagação (essas raízes são a solução geral para as equações diferenciais em linhas de transmissão) (CARSON, 1926).

Assim, atenuação constante e a velocidade de fase dos dois modos naturais de propagação calculados em função da frequência são mostrados nas figura 4.3. O modo #1 apresenta características de propagação aérea, descrito por um modo entre polos de baixa atenuação e velocidade de fase que se aproxima da velocidade da luz no vácuo. O modo #2 apresenta características de propagação terrestre, descrito por características de baixa atenuação com uma pequena oscilação em baixas frequências e velocidade de fase reduzida em baixas frequências. Comparando a

figura 4.3 com a figura 4.7, nota-se que o modo #2 é influenciado pelas características do cabo para-raio, devido a redução de Kron no sistema, resultando assim em um modo misto. Este fato pode ser observado principalmente entre as frequências 0,01 e 1 Hz dentro do espectro.

Figura 4.3: Características do modo de propagação com redução de Kron: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase



Fonte: Autoria própria.

Para obter uma visão mais clara sobre a natureza desses modos de propagação, é conveniente verificar a matriz de transformação \mathbf{T}_i que desacopla o sistema original do domínio da fase para o domínio modal, expressa pelo produto matricial de $\mathbf{Y}\mathbf{Z}$. Na figura 4.4 os termos da matriz \mathbf{T}_i , tanto a parte real como parte imaginária, são representados em função da frequência. Pode inferir-se que o modo #1 é excitado injetando uma corrente unitária em qualquer polo e extraído do solo na estação terminal. Isto está de acordo com a ideia de que, em operação CCAT monopolar, a corrente retorna através do caminho pela terra.

Além disso, nota-se que o método de (CHRYSOCHOS *et al.*, 2014) fornece uma solução estável e generalizada para o problema dos autovalores, sem impor quaisquer restrições específicas relativamente à matriz de autovetores. Ou seja, a solução numérica da decomposição modal através do algoritmo de Levenberg-Marquardt, neste caso, converge para uma matriz de transformação com valor real e invariante em frequência. Isto é explicado pelo fato de os condutores de cada polo, ilustrados na figura 4.2, serem idênticos e colocados simetricamente

em relação ao eixo vertical, resultando em matrizes \mathbf{Y} e \mathbf{Z} simétricas e equilibradas para cada amostra de frequência. Devido à essa simetria e homogeneidade, a matriz de ordem dois do produto de \mathbf{YZ} pode ser escrita como:

$$\mathbf{M}_{2 \times 2} = \mathbf{YZ} = \begin{bmatrix} M_p & M_m \\ M_m & M_p \end{bmatrix} \forall f, \quad (4.1)$$

onde cada M_p e M_m são escalares complexos não nulos que combinam características dos parâmetros de linha próprios(denotado pelo índice p) e mútuos(denotado pelo índice m) e f é a frequência.

Os autovalores de \mathbf{M} são determinados a partir da equação característica:

$$\det(\mathbf{M} - \lambda \mathbf{I}) = \det \left(\begin{bmatrix} M_p - \lambda & M_m \\ M_m & M_p - \lambda \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (4.2)$$

$$(M_p - \lambda)^2 - M_m^2 = 0 \quad (4.3)$$

onde \mathbf{I} é a matriz identidade.

As raízes dessa equação são $\lambda_1 = M_p - M_m$ e $\lambda_2 = M_p + M_m$. Para determinar os autovetores correspondentes a cada autovalor, é necessário encontrar os valores que satisfaçam a seguinte relação:

$$(\mathbf{M} - \lambda_k \mathbf{I}) \boldsymbol{\nu}_k = 0, \quad (4.4)$$

onde λ_k é o autovalor e $\boldsymbol{\nu}_k$ é o autovetor correspondente.

- Para o autovalor $\lambda_1 = M_p - M_m$:

$$\begin{aligned} & \left(\begin{bmatrix} M_p & M_m \\ M_m & M_p \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_p - M_m & 0 \\ 0 & M_p - M_m \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} M_m & M_m \\ M_m & M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow \nu_1 = -\nu_2. \end{aligned} \quad (4.5)$$

- Para o autovalor $\lambda_2 = M_p + M_m$:

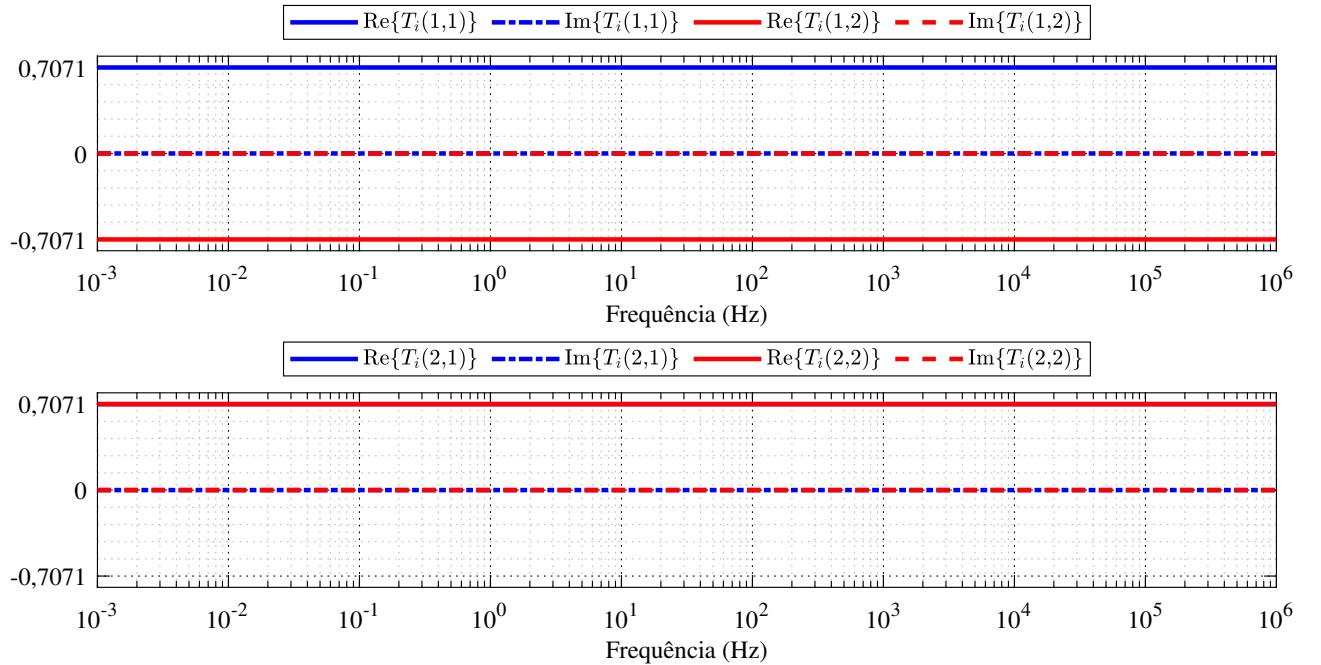
$$\begin{aligned} & \left(\begin{bmatrix} M_p & M_m \\ M_m & M_p \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_p + M_m & 0 \\ 0 & M_p + M_m \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} -M_m & M_m \\ M_m & -M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow \nu_1 = \nu_2. \end{aligned} \quad (4.6)$$

A partir de (4.5) e (4.6) é evidente que os autovetores associados aos autovalores λ_1 e λ_2 são quaisquer múltiplos escalares de $\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ e $\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$, respectivamente. Uma vez que qualquer fator de escala aplicado aos autovetores ν_k também são escolhas válidas, a matriz de transformação modal pode ser expressa como:

$$\mathbf{T}_i = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

que é a matriz 2×2 clássica de Fortescue (FORTESCUE, 1918), multiplicada por um fator de $\sqrt{2}$. A equação 4.7 descreve os valores encontrados para a matriz de transformação modal do sistema CCAT na figura 4.4.

Figura 4.4: Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência com redução de Kron



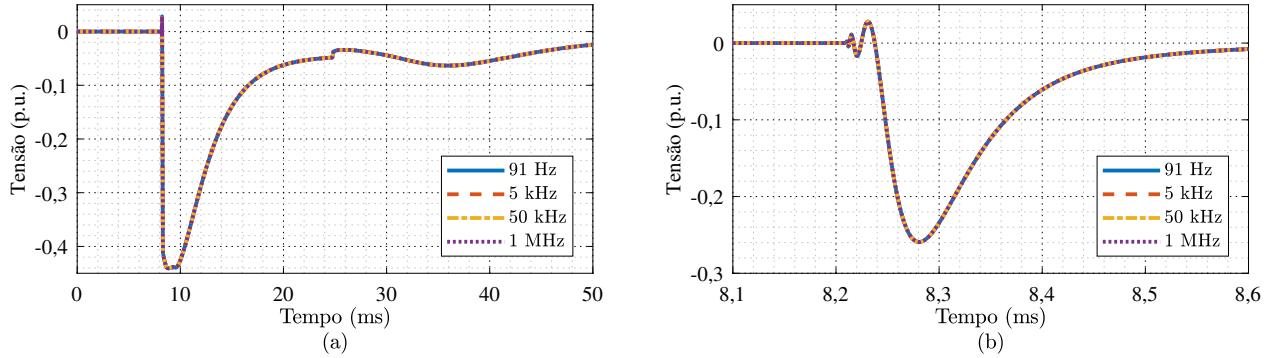
Fonte: Autoria própria.

A partir das observações acima, depreende-se que, considerando um bipolo para o sistema CCAT, homogêneo e simétrico, as respostas transitórias obtidas usando o modelo clássico de J. Martí não são afetadas pela escolha da frequência na matriz de transformação, bem como pela restrição de valor real imposta a \mathbf{T}_i , porque as características de propagação do sistema CCAT cumprem intrinsecamente com estas hipóteses do modelo.

Para demonstrar essa afirmação, foram efetuadas simulações com diferentes frequências da matriz de transformação nos dois modelos de J. Martí descritos nesse trabalho: 91 Hz

(frequência de ressonância do sistema de acordo com a figura 4.10b), 5 kHz (recomendação do ATP Rule Book), 50 kHz e 1 MHz.

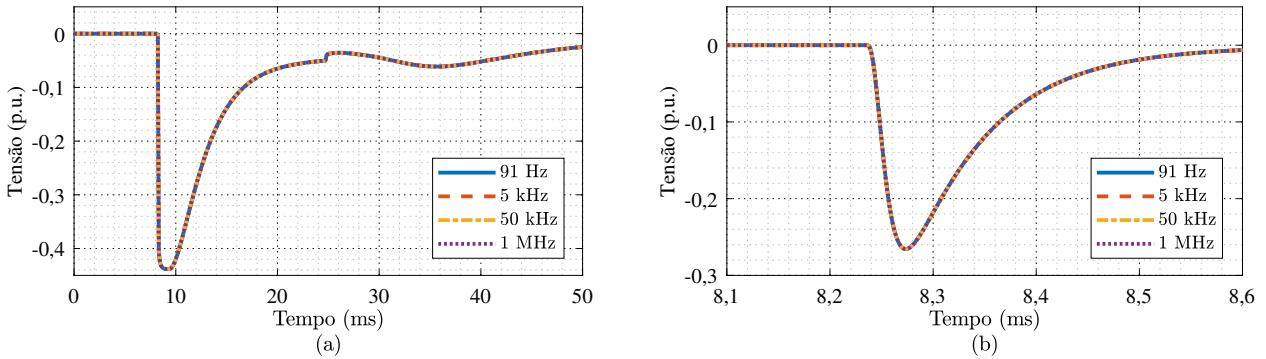
Figura 4.5: Resposta transitória do modelo de JMV usando diferentes frequências da matriz de transformação para as entradas do tipo: (a) Degrau, (b) Dupla Exponencial



Fonte: Autoria própria.

Observou-se, de fato, que o resultado permanece inalterado pela escolha da frequência da matriz de transformação modal para os modelos JM e JMV, como pode ser observado nas figuras 4.5 e 4.6.

Figura 4.6: Resposta transitória do modelo de JM usando diferentes frequências da matriz de transformação para as entradas do tipo: (a) Degrau, (b) Dupla Exponencial

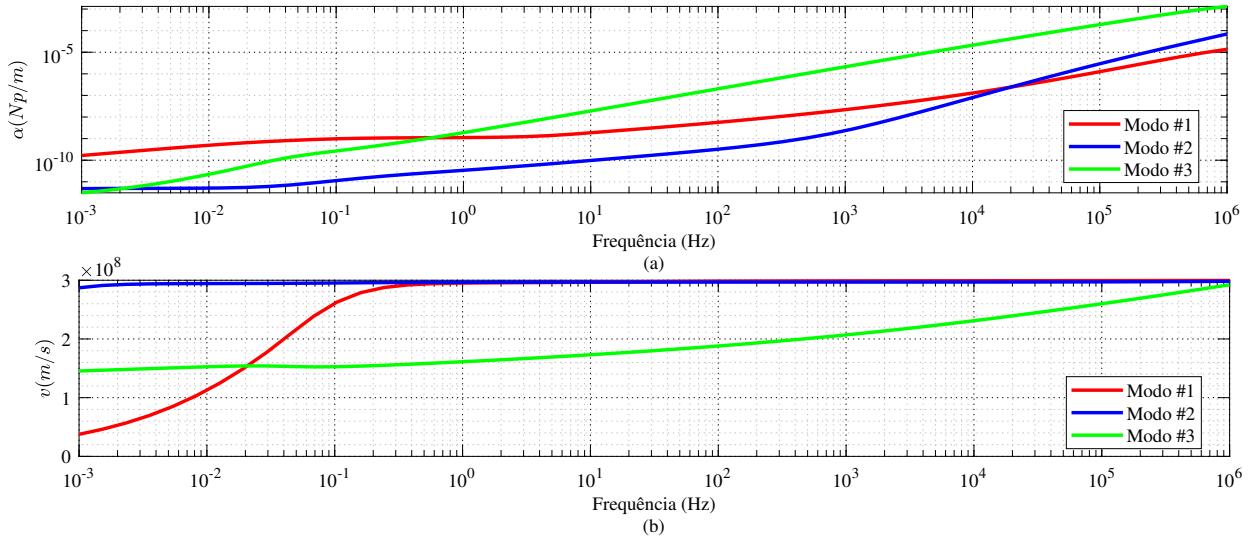


Fonte: Autoria própria.

Para que não houvesse redundâncias no resultados apresentados anteriormente, foi considerada apenas o tamanho real da linha de transmissão para demonstrar o efeito da frequência na matriz de transformação modal.

4.1.1.2 Sem redução de Kron

Figura 4.7: Características do modo de propagação sem redução de Kron: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase



Fonte: Autoria própria.

Atenuação constante e a velocidade de fase dos três modos naturais de propagação calculados em função da frequência são mostrados na figura 4.7. Para esta análise, os dois cabos para-raio do sistema, de acordo com a figura 4.2, foram considerados como uma fase².

O modo #1 corresponde às características de propagação aérea do cabo para-raio. Esse modo tem uma baixa atenuação em relação à frequência e uma velocidade quase constante em todo o espectro e próxima da velocidade da luz no vácuo para frequências acima de 1Hz. O modo #2 corresponde as características de propagação aérea entre os polos, caracterizado por uma baixa atenuação e uma velocidade próxima da velocidade da luz no vácuo, desde as baixas frequências. Desses dois modos pode-se entender que o sistema não possui perdas relevantes em condições normais de operação, ou seja, as ondas se propagam sem grandes atenuações e próximas da velocidade da luz.

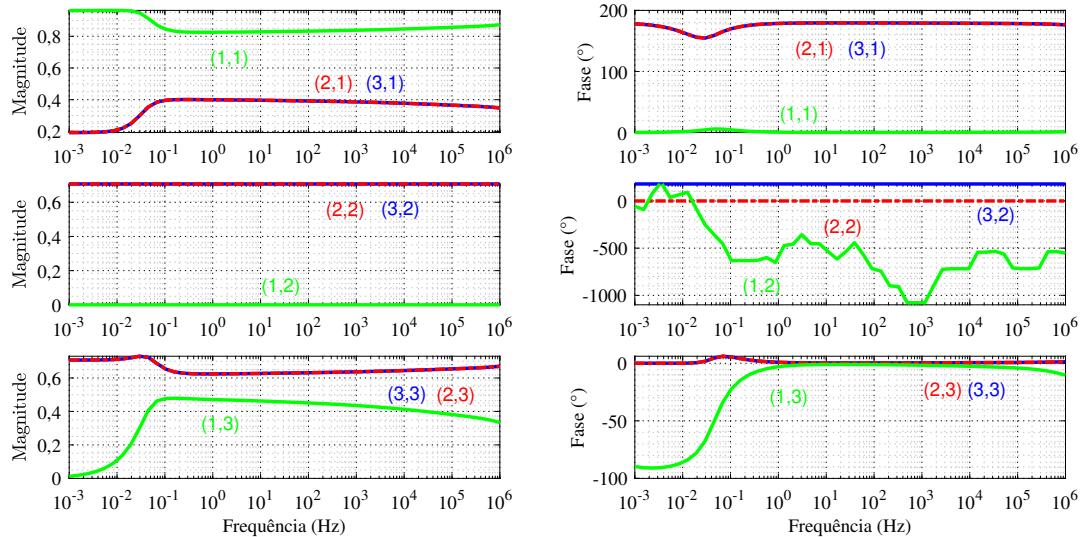
O modo #3 corresponde às características de propagação terrestre, que é energizado por uma corrente unitária nos polos e no cabo para-raio e tem seu retorno através do caminho pela terra. Esse modo possui baixa velocidade de fase em todo o espectro e uma alta atenuação a

²Nesse contexto o termo "fases" deve ser tratado no sentido geral, equivalente a barramento.

partir de 1 Hz em relação aos outros modos. A baixa velocidade é devido à elevada impedância indutiva do trajeto pelo solo nas regiões de baixas frequências com um leve aumento com a frequência (MARTINS-BRITTO *et al.*, 2022; AMETANI *et al.*, 2014).

Na figura 4.8 os termos da matriz \mathbf{T}_i , tanto a parte real como a imaginária, são representados em função da frequência. Os números entre parênteses representam as linhas e colunas da matriz, respectivamente, e o número de cada coluna está diretamente relacionado com os modos de propagação #1, #2 e #3.

Figura 4.8: Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência sem redução de Kron



Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar que o modo #2 é constante e real em relação as linhas 1 (a parte imaginária para da linha 1 é 180° , ou seja, uma inversão nos valores de magnitude) e 2 da matriz de transformação. Isso mostra que o modo aéreo não é influenciado pelo condutor para-raio. Além disso, ao se comparar as figuras 4.7 e 4.3, nota-se que os modos aéreos (modo #2 na figura 4.7 e modo #1 na figura 4.3) são iguais em relação a atenuação e velocidade de fase³.

Ao se comparar as duas matrizes de transformação, observa-se que a inclusão do cabo para-raio no sistema faz com que surja variações na parte real e imaginária da matriz de transformação modal. Pode-se depreender das análises do sistema sem e com a redução de

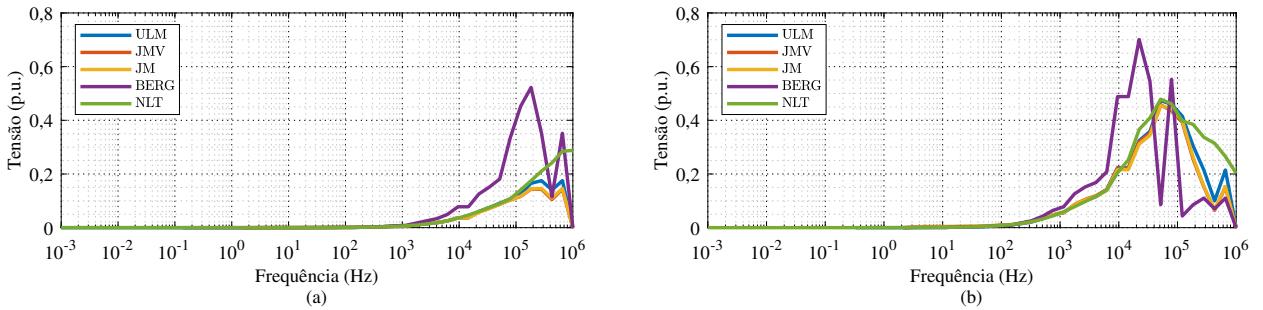
³Pelo fato de tratar de uma solução numérica, o número relacionado a cada modo muda de acordo com o sistema. Os modos são determinados como aéreo ou terrestre de acordo com natureza dos seus parâmetros.

Kron, para efeitos de influência nos estudos de tensões induzidas nos polos do sistemas com resistividade do solo finita, que o sistema não sofre alterações relevantes quanto ao seu modo de propagação aérea.

4.1.2 Varredura em frequência

As figuras 4.9 e 4.10 descrevem as tensões induzidas no polo positivo do terminal receptor para uma entrada senoidal de tensão de 1 p.u. aplicada ao polo negativo no terminal de emissor para diferentes comprimentos de linha. Apesar de se tratar de um sistema em corrente contínua, é interessante verificar componentes de frequência ao longo da linha através de uma fonte senoidal, pois elas são importantes nas análises de descargas atmosféricas.

Figura 4.9: Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km



Fonte: Autoria própria.

Verifica-se, em geral, que a parte dominante do espetro é deslocada para a esquerda à medida que o comprimento da linha aumenta, o que é esperado e está relacionado com o fenômeno de ressonância (MARTINS-BRITTO *et al.*, 2022). Para o comprimento real da linha (2450 km), a frequência de ressonância ocorre aproximadamente em 91 Hz, com valores de ganho relevantes até 51 kHz.

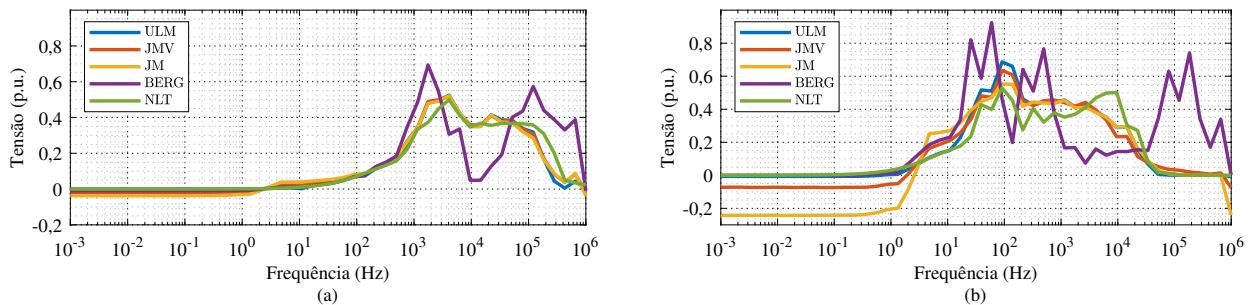
Observa-se que a representação pelo modelo de Bergeron produz uma distorção geral das curvas e picos de magnitude maiores em relação à referência, produzindo um erro RMS na ordem de 37% no pior caso (figura 4.10b). Embora o modelo de Bergeron siga a referência perto do CC (baixas freqüências), ocorrem desvios consideráveis na ordem de quilo-hertz e superiores, sem um padrão claro, uma vez que, em alguns casos, as componentes de frequência

são amplificadas (figura 4.9a) e, em outros, a mesma faixa é atenuada (figura 4.10b).

As curvas do modelo ULM concordam satisfatoriamente com a referência para todos os comprimentos de linha em consideração, em todo o espetro, desde CC até o fim do espectro. Isto não é surpreendente, devido à formulação robusta do modelo ULM no domínio do tempo e por impor menos restrições ao procedimento de ajuste vetorial, mais especificamente por lidar naturalmente com representações de estado complexo, que são muitas vezes necessárias para alcançar um ajuste de modelo de alta qualidade.

Curiosamente, as respostas ao se utilizar o modelo de J. Martí seguem geralmente a forma de onda do modelo ULM, com leves desvios na parte superior do espetro. No entanto, a implementação clássica de J. Martí (JM), baseada no ajuste de Bode, mostra imprecisões significativas para frequências perto do nível CC (figura 4.10b), confirmando trabalhos anteriores (SILVA *et al.*, 2007). Por outro lado, o modelo J. Martí com ajuste vetorial (JMV) proporciona um aumento razoável no desempenho, com uma melhor concordância perto do nível CC em relação à referência.

Figura 4.10: Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 2450 km

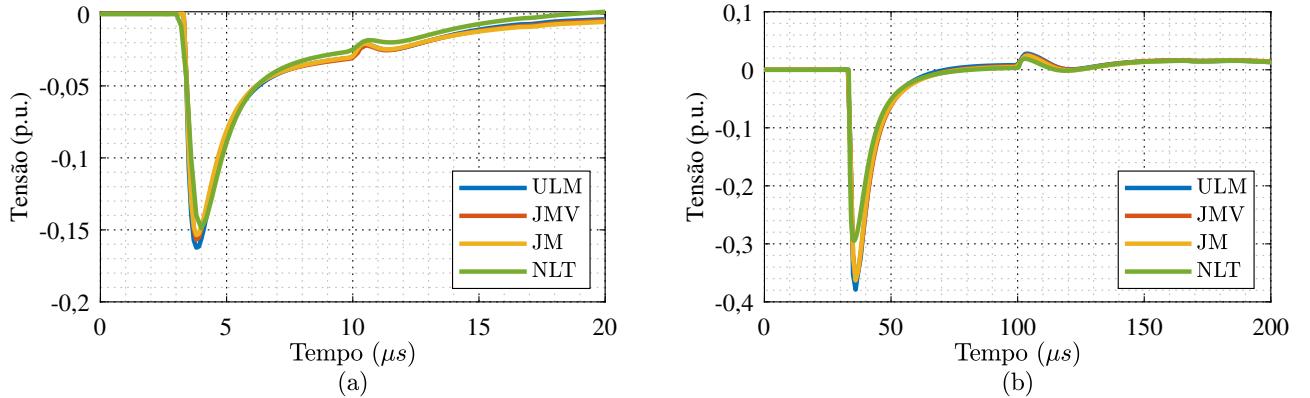


Fonte: Autoria própria.

4.1.3 Resposta transitória

As figuras 4.11 e 4.12 mostram as respostas transitórias no terminal de recepção devido a uma função de decaimento exponencial duplo com um formato de um pulso de 1,2/50 μ s, enquanto as figuras 4.13 e 4.14 mostram as respostas transitórias no terminal de recepção para uma fonte do tipo degrau unitário.

Figura 4.11: Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km

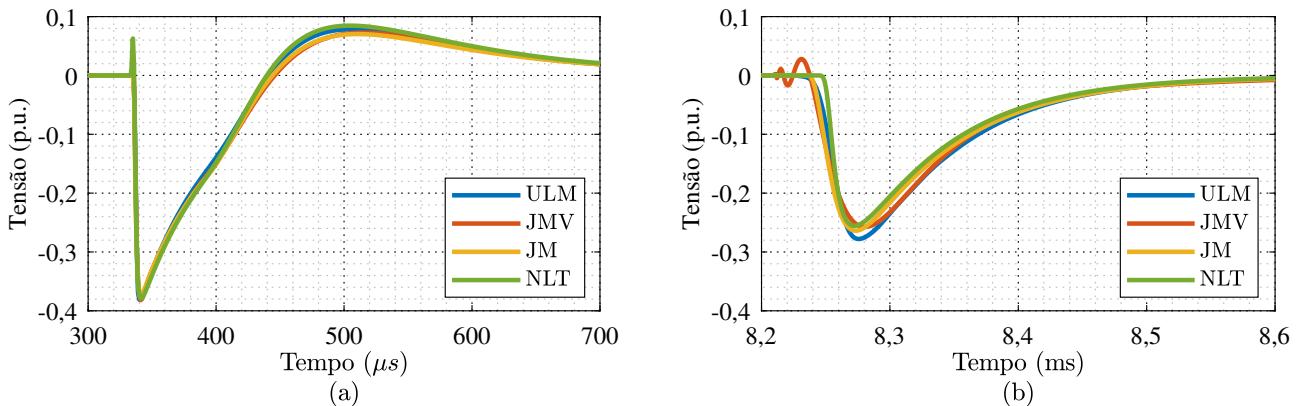


Fonte: Autoria própria.

Devido às grandes variações identificadas pelo modelo de Bergeron (figuras 4.9 e 4.10), esta abordagem não será utilizada nas análises a seguir, de modo a evitar que picos artificiais no domínio do tempo prejudiquem a visibilidade dos gráficos.

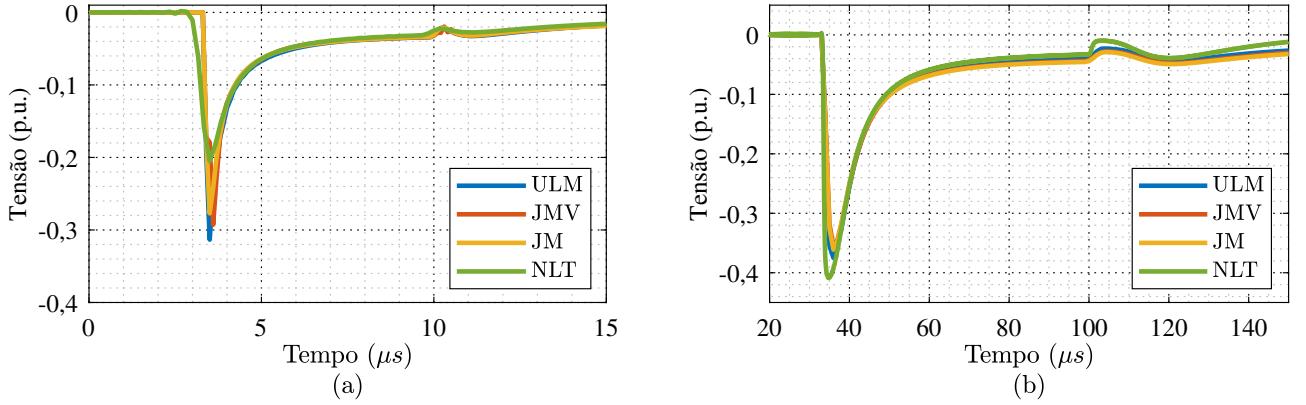
Em geral, para ordens de frequências mais elevadas, todos os resultados concordam com a referência. JM e JMV apresentam pequenas discrepâncias em comparação com a referência, especialmente na determinação do pico na figura 4.11b. À medida que o tamanho da linha aumenta, a duração do efeito transitório até à acomodação e o momento em que o efeito ocorre no terminal de recepção também aumentam (este fato fica mais evidente na figura 4.12b), o que se relaciona com o tempo de propagação das ondas viajantes, de acordo com a equação (2.32).

Figura 4.12: Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 2450 km



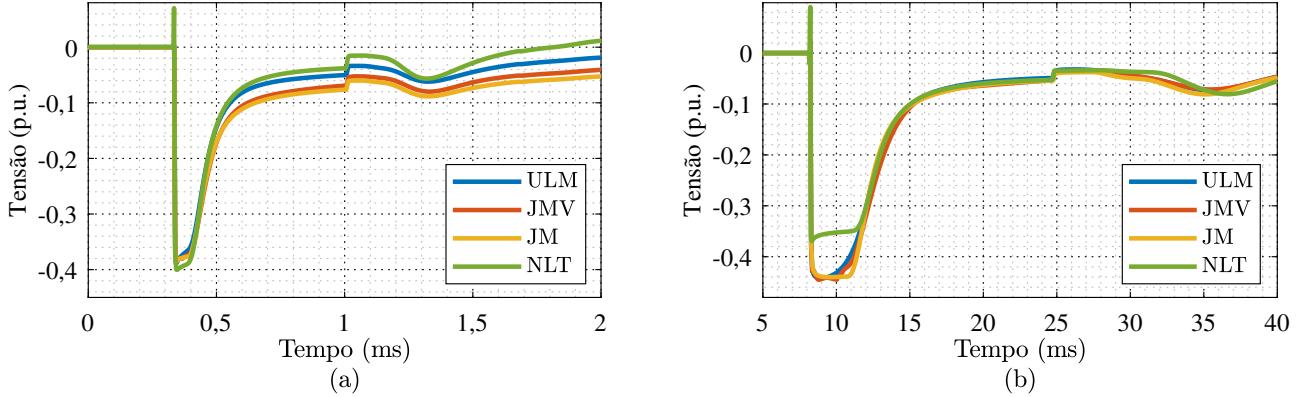
Fonte: Autoria própria.

Figura 4.13: Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.14: Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 2450 km



Fonte: Autoria própria.

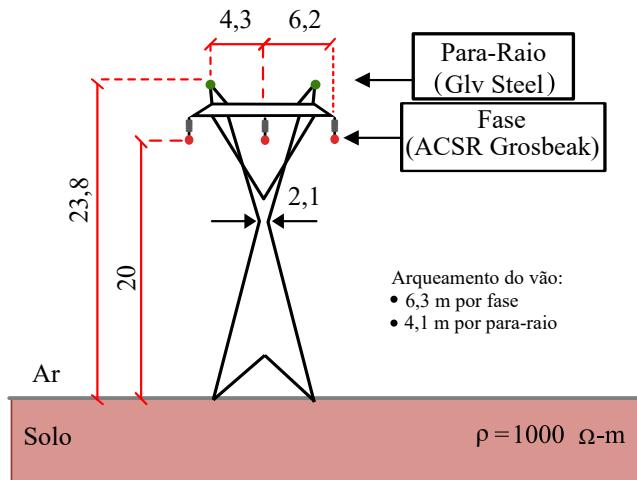
Os resultados para a fonte degrau unitário podem ser associados à uma manobra de energização em um dos polos do sistema CCAT. As tensões transitórias nas figuras 4.13 e 4.14 mostraram padrões típicos de ondas viajantes, com características distorcidas do tipo degrau causadas por reflexões e refrações, o que está de acordo com o fato dos condutores simulados estarem quase, mas não perfeitamente, emparelhados. A figura 4.14a ilustra particularmente as imprecisões introduzidas pelo método J.Martí no ajuste de frequências próximas ao CC e seu impacto nas respostas no domínio do tempo. A medida que o sistema se aproxima do estado estacionário, observa-se que as tensões residuais indicadas nas curvas JM e JMV são até duas vezes superiores ao valor encontrado pela referência. No pico de magnitude do fenômeno tran-

sitório presente na figura 4.14b, os modelos de JM, JMV e ULM apresentam um valor maior que a referência, com uma forma de onda semelhante.

4.2 SISTEMA GENUINAMENTE CA

O sistema de interesse é a linha de transmissão CA composta por três fases, com tensão de linha igual à 150 kV. A secção transversal típica da torre está representada na figura 4.15 e faz parte de uma série de linhas de transmissão para estudos do uso de fórmulas fechadas na estimativa de *backflashover*⁴ (DATSIOS *et al.*, 2021). Cada polo é composto por um condutor *ACSR Grosbeak* e a linha está equipada com dois cabos para-raios *GLV Steel*.

Figura 4.15: Corte transversal do sistema CA



Fonte: Adaptação de (DATSIOS *et al.*, 2021).

4.2.1 Características de propagação

Esta seção traz uma análise dos modos de propagação e da matriz de transformação modal com e sem a redução de Kron no cálculo dos parâmetros do sistema.

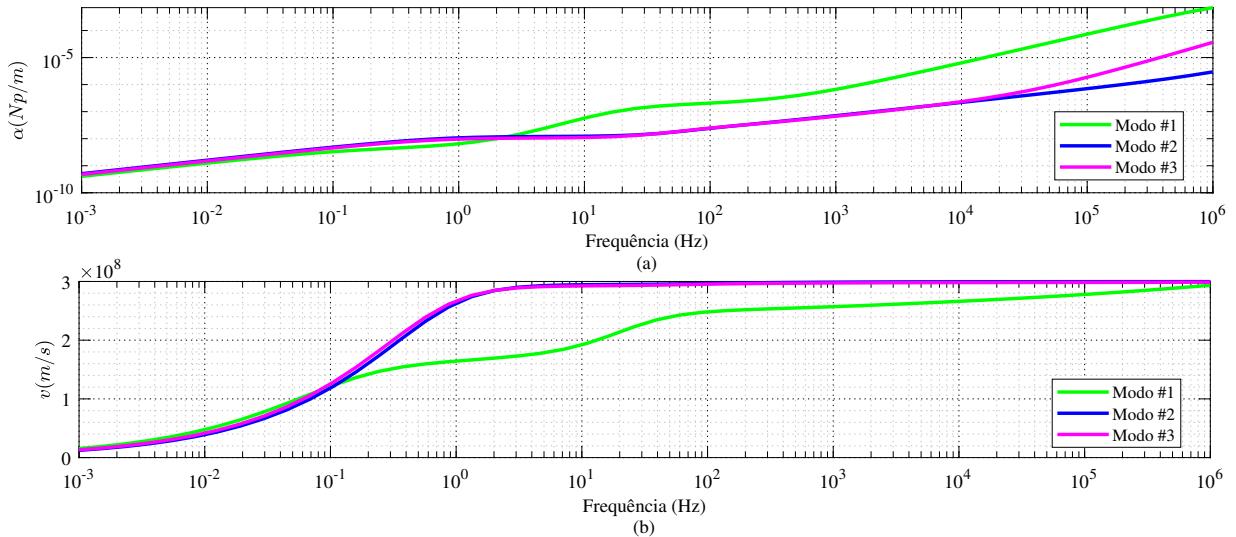
⁴Backflashover é a disruptão do isolamento de uma linha provocada pela sobretensão resultante na cadeia de isoladores decorrente da incidência direta de descargas no cabo de blindagem ou na torre.

4.2.1.1 Com redução de Kron

Atenuação contante e a velocidade de fase dos três modos naturais de propagação calculados em função da frequência são mostrados na figura 4.16. O modo #1 apresenta características de propagação terrestre, com atenuação maior em relação aos outros modos para frequências acima de 10 Hz. A velocidade de fase é reduzida em comparação com os outros dois modos, para frequências perto do CC e na frequência de operação da rede, 60 Hz. Comparando a figura 4.16 com a figura 4.18, nota-se que o modo #1 é influenciado pelas características do cabo para-raio, devido a redução de Kron no sistema, resultando em um modo misto. Este fato pode ser observado principalmente para frequências entre 10 e 100 Hz dentro do espectro.

Os modos #2 e #3 apresentam características de propagação aérea, descrito por um modo de baixa atenuação entre as fases e uma velocidade próxima da velocidade da luz para frequências acima de 10 Hz. Pode-se inferir que o modo terra tem uma atenuação maior e se propaga de forma mais lenta que os modos aéreos, o que está de acordo com a resistividade finita do solo produzir um meio que contém perdas.

Figura 4.16: Características do modo de propagação: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase



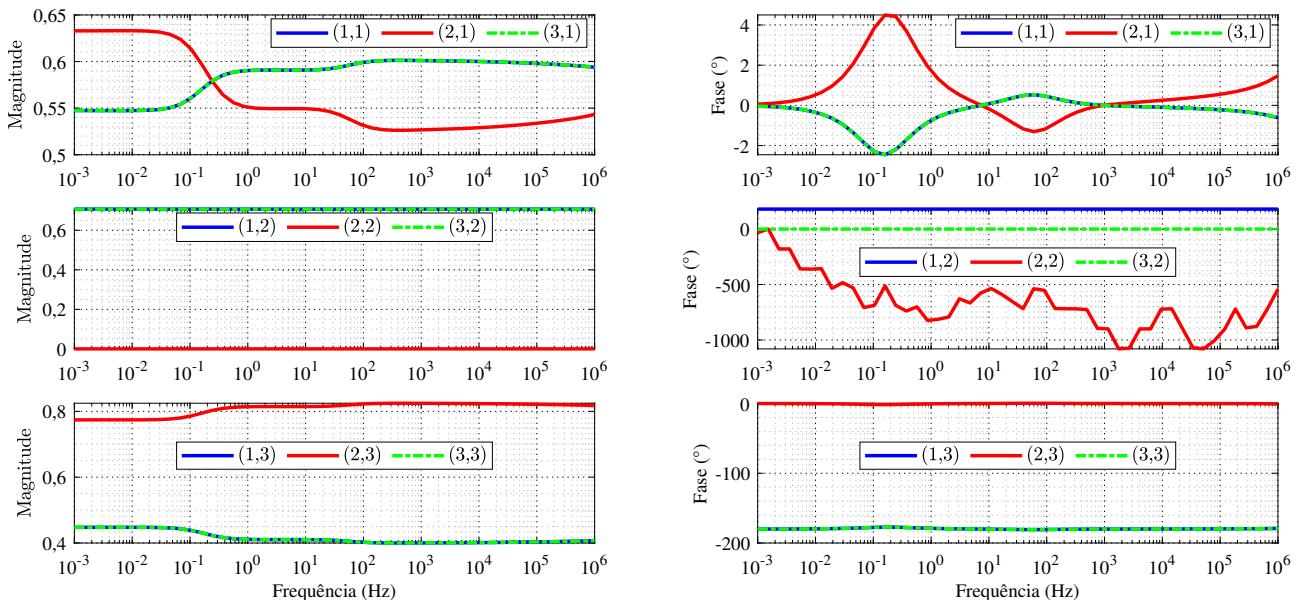
Fonte: Autoria própria.

A figura 4.17 contém os dados da matriz de transformação modal, parte real e parte imaginária, onde os números entre parênteses representam as linhas e colunas da matriz, respecti-

vamente. O número de cada coluna está diretamente relacionado com os modos de propagação #1, #2 e #3.

Diferente da matriz de transformação modal do sistema CCAT com a redução de Kron, a matriz de transformação modal do sistema CA não é uma matriz somente com valores reais e varia com a frequência. As interações entre os parâmetros da linha (admitâncias e impedâncias mútuas e próprias) se dão de forma diferente, devido as distâncias entre os condutores, ou seja, o condutor A não está na mesma distância em relação ao condutor B do que está em relação ao condutor C⁵, de acordo com a figura 4.15, e pelas características do sistema.

Figura 4.17: Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência com redução de Kron



Fonte: Autoria própria.

Pode-se notar, assim como no sistema CCAT sem redução de Kron, que o modo #2 é constante e real em relação as linhas 1 e 3 da matriz de transformação. Apesar de se tratar de sistemas diferentes, as características de propagação são semelhantes.

⁵Nesse caso pode ser considerado condutor A qualquer condutor localizado nas extremidades.

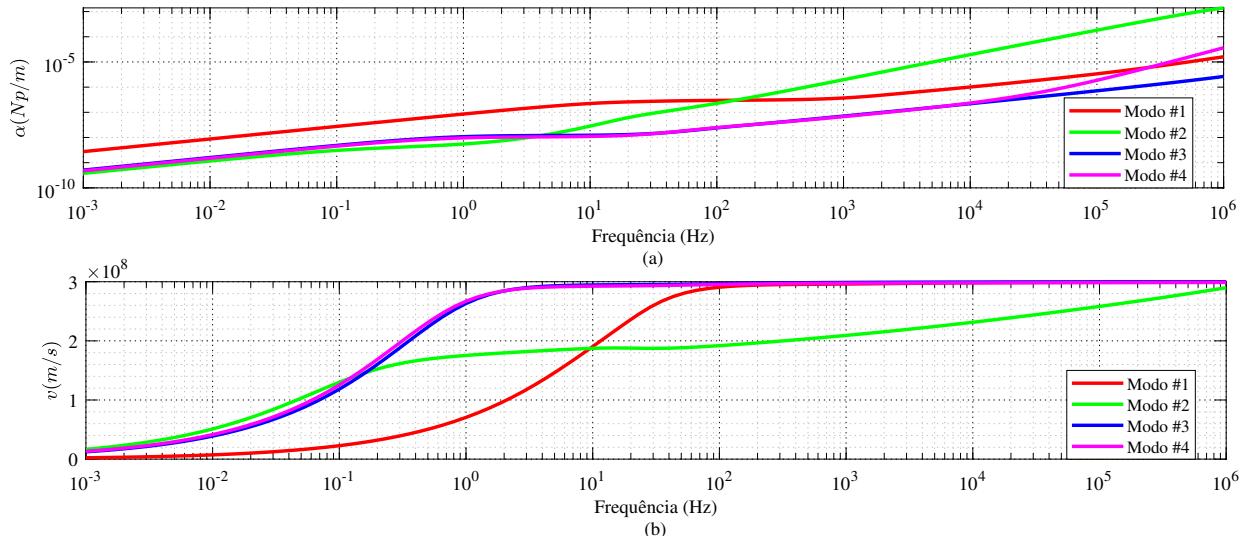
4.2.1.2 Sem redução de Kron

A atenuação constante e a velocidade de fase de quatro modos naturais de propagação calculados em função da frequência são mostrados na figura 4.18. Para esta análise, os dois cabos para-raio do sistema, de acordo com a figura 4.15, são considerados como uma fase.

O modo #1 corresponde às características de propagação aérea do cabo para-raio. Esse modo possui uma atenuação maior em baixas frequências em relação aos outros modos e uma baixa atenuação em altas frequências, com uma baixa velocidade de fase no início do espectro.

Os modos #3 e #4 correspondem às características de propagação aérea das fases, descrito por modos de baixa atenuação e velocidade de fase próxima da velocidade da luz no vácuo para frequências acima de 10 Hz. Observando as figuras 4.16 e 4.18, os modos de propagação aéreas das fases não sofrem mudanças com a inclusão dos cabos para-raio nos parâmetros do sistema.

Figura 4.18: Características do modo de propagação: (a) Atenuação constante, (b) Velocidade de fase

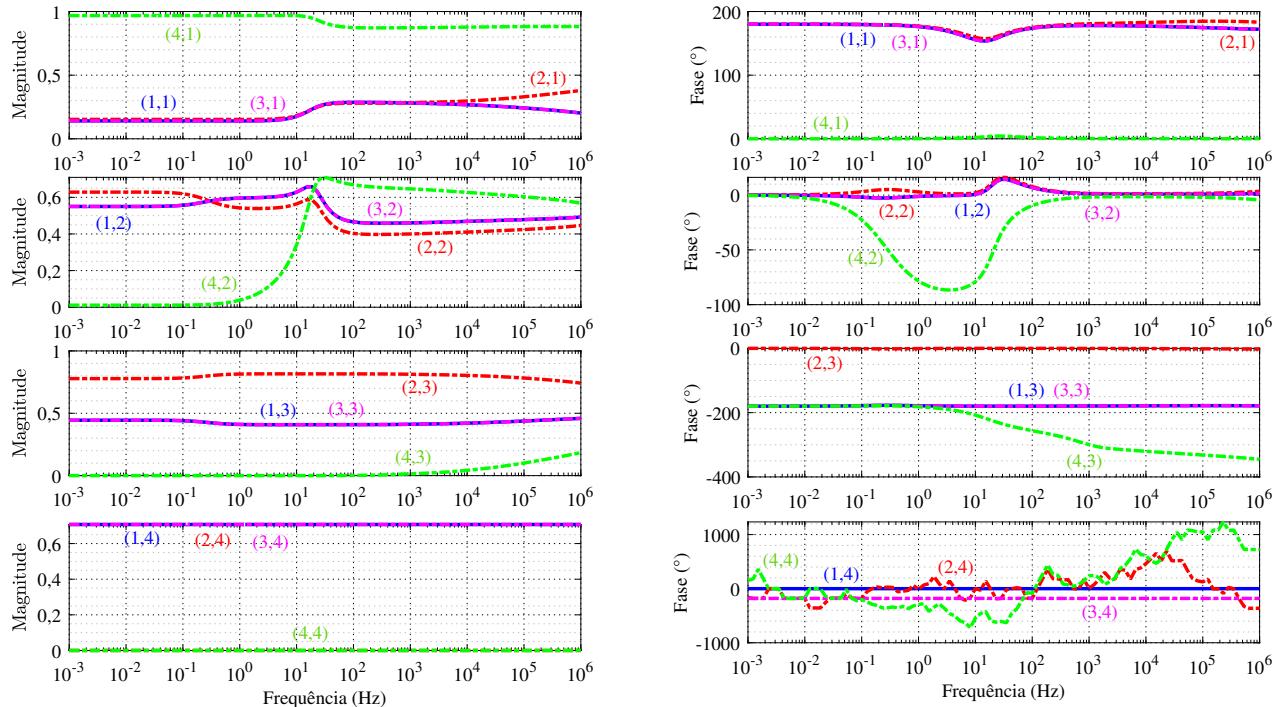


Fonte: Autoria própria.

O modo #2 corresponde às características de propagação terrestre, com atenuação maior em relação aos outros modos para frequências acima de 10 Hz. A velocidade de fase é reduzida em quase todo o espectro e aumenta junto com a frequência. Assim como nas outras análises, o modo terra tem velocidade de fase reduzida e uma atenuação maior em relação aos outros modos.

Na figura 4.19 os termos da matriz T_i , tanto parte real como parte imaginária, são representados em função da frequência. Os números entre parênteses representam as linhas e colunas da matriz, respectivamente, e o número de cada coluna está diretamente relacionado com os modos de propagação de #1 a #4.

Figura 4.19: Representação dos termos da matriz de transformação modal em função da frequência sem redução de Kron



Fonte: Autoria própria.

Nota-se uma variação maior na parte de magnitude e fase da matriz em relação a figura 4.17, em especial as interações que envolvem a linha 4. Pode-se observar, assim como nas análises anteriores, que o modo #4 é constante e real em relação às linhas 1 e 3 da matriz de transformação.

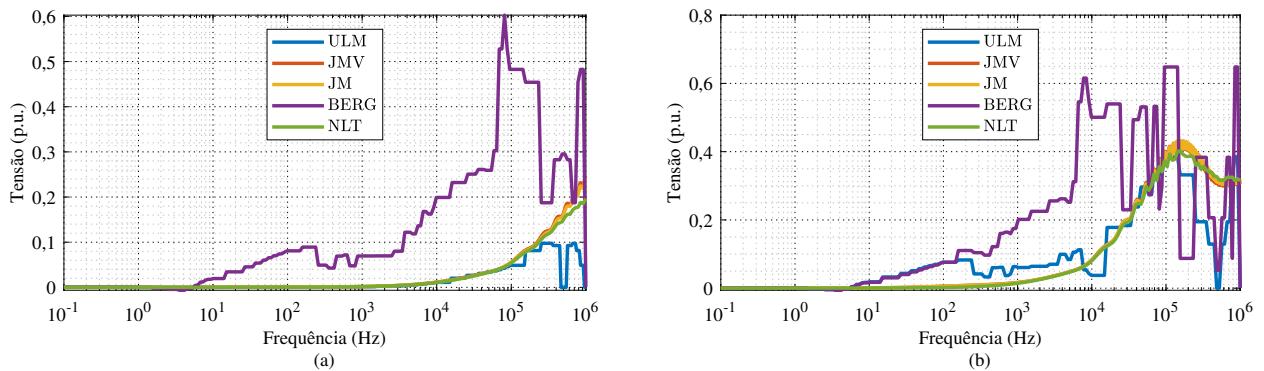
Ao se observar as figuras 4.8 e 4.19 nota-se que a inclusão de condutores nos dois sistemas, varia a matriz de transformação dos dois sistemas. Entretanto, os modos de propagação aéreos não sofrem alterações, seja dos polos ou das fases, com a inclusão de mais condutores no sistema. Portanto, a redução de Kron não altera o modo de propagação aérea entre fases também no sistema CA.

4.2.2 Varredura em frequência

As figuras 4.20 e 4.21 ilustram o comportamento das tensões induzidas na fase B da linha de transmissão CA para uma entrada senoidal aplicada na fase A para diferentes comprimentos de linha.

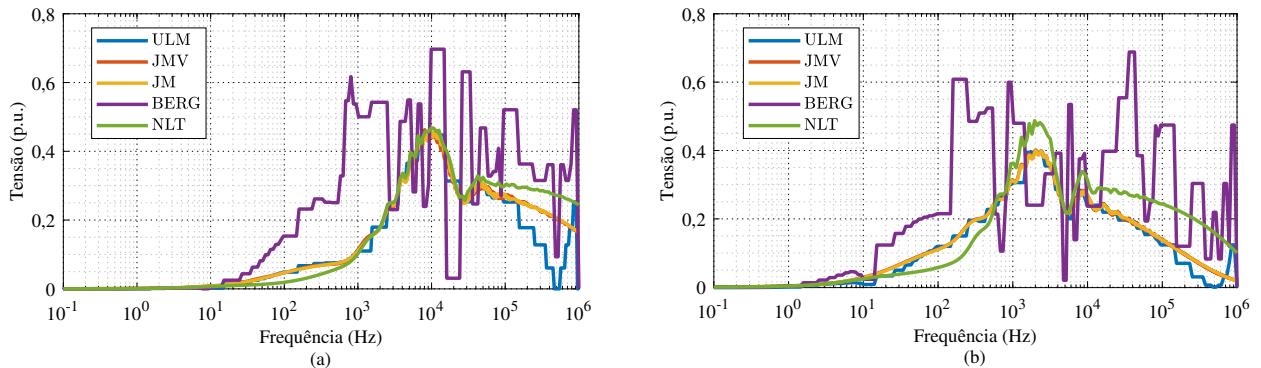
Observa-se que a parte dominante do espectro é deslocada à esquerda à medida que o comprimento da linha aumenta. Conforme o tamanho da linha aumenta, a frequência de ressonância para cada tamanho também se desloca para a esquerda, tendo seu pico de magnitude em torno de 0,4. Para o maior comprimento da linha, a frequência de ressonância ocorre aproximadamente em 2 kHz.

Figura 4.20: Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.21: Tensão induzida para uma varredura em frequência com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 400 km



Fonte: Autoria própria.

Verifica-se que a representações de JM e JMV concordam entre si para todos os tamanhos de linha em todo o espectro. Esses modelos seguem a referência, com certa discrepância em altas frequências. Especialmente na figura 4.21b, onde o pico de magnitude é menor em relação à referência e segue o modelo ULM em quase todo o espectro. A implementação clássica do modelo de J. Martí apresenta resultados precisos em todo o espectro, mostrando que a utilização do *Vector Fitting* para esse sistema não trouxe resultados significantes.

O modelo ULM apresenta algumas discrepâncias nas figuras 4.20 e 4.21 relevantes em altas frequências. Para a frequência de ressonância do sistema, o modelo de forma geral concorda com a referência. Por se tratar de uma versão beta implementada no ATPDraw 7.4, alguns resultados podem não seguir à referência, mas isso se dá pelo fato de haver limitações da atual implementação do modelo no ATP, e não pelo modelo em si. Nesta versão não é usada uma técnica de interpolação para problemas de instabilidade numéricas no espectro de frequências presente em (GUSTAVSEN, 2013).

Considerando todos os tamanhos de linha, a representação pelo modelo de Bergeron produz distorção geral das curvas e picos de magnitudes destoantes em todo o espectro, hora amplificando as componentes de frequência, hora atenuando dentro da mesma faixa (esse fato fica evidente ao se observar figura 4.21a e b entre as frequências 10 kHz e 100 kHz). Por se tratar de uma modelo onde os parâmetros de linha são calculados para uma frequência específica, os resultados apresentados não são relevantes para este tipo de estudo.

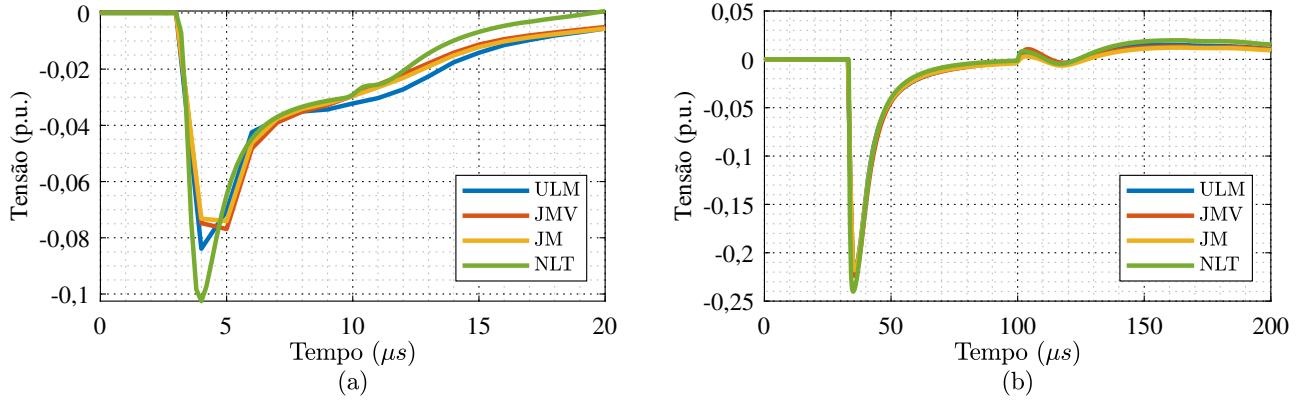
4.2.3 Resposta transitória

As figuras 4.22 e 4.23 mostram as respostas transitórias na fase B devido a uma função de decaimento exponencial duplo com um formato de um pulso de 1,2/50 μ s. Devido às grandes variações identificadas pelo modelo de Bergeron (figuras 4.20 e 4.21), esta abordagem não será utilizada nas análises a seguir, de modo a evitar que picos artificiais no domínio do tempo prejudiquem a visibilidade dos gráficos.

De forma geral, as formas de ondas para todos os tamanhos de linha seguem a referência, exceto pelo pico de tensão induzida nas figuras 4.22a e 4.23b. Comparando com as figuras 4.11 e 4.12, nota-se que há semelhança entre as formas de onda do efeito nos dois sistemas,

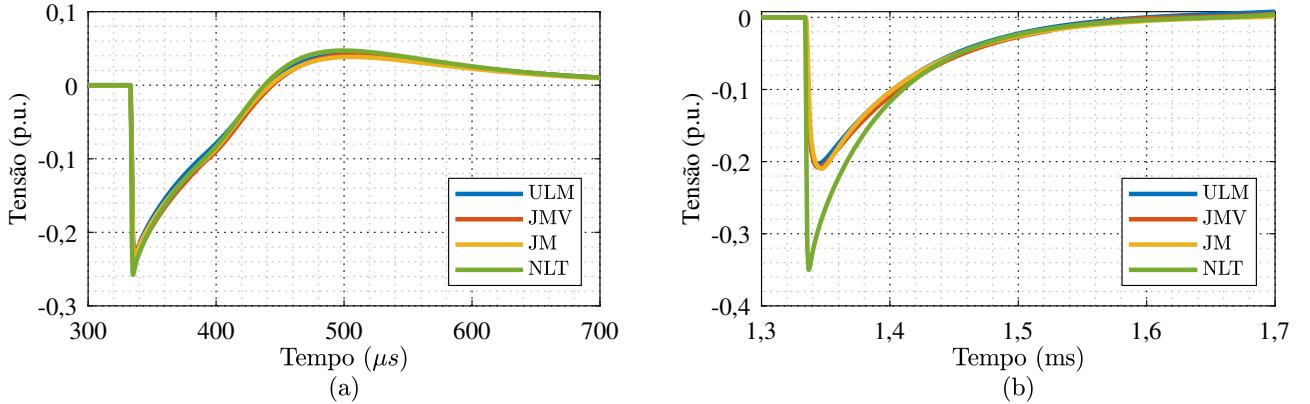
especialmente para o comprimento de linha igual à 10 km e 100 km, com picos de magnitudes diferentes.

Figura 4.22: Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.23: Tensão induzida para resposta ao impulso com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 400 km



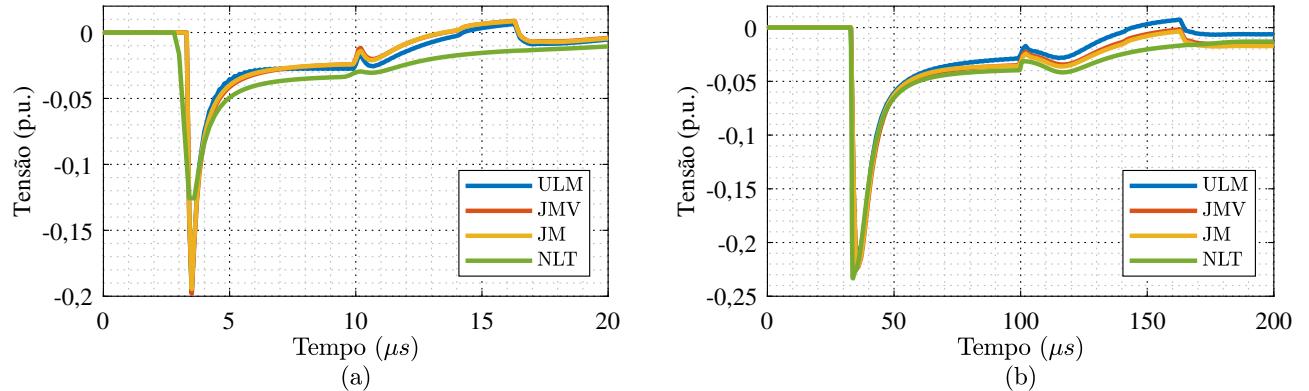
Fonte: Autoria própria.

As figuras 4.24 e 4.25 mostram as respostas transitórias na fase B para uma entrada degrau na fase A. As tensões induzidas mostram um padrão típico de ondas viajantes, com características distorcidas para uma entrada degrau, devido às reflexões e refrações. Nesse sistema, as distorções ficam evidentes para todos os tamanhos de linha.

Os modelos de JM e JMV apresentam imprecisões em relação ao pico de magnitude do efeito na figura 4.24a e para as tensões residuais na figura 4.25, apresentam resultados distintos

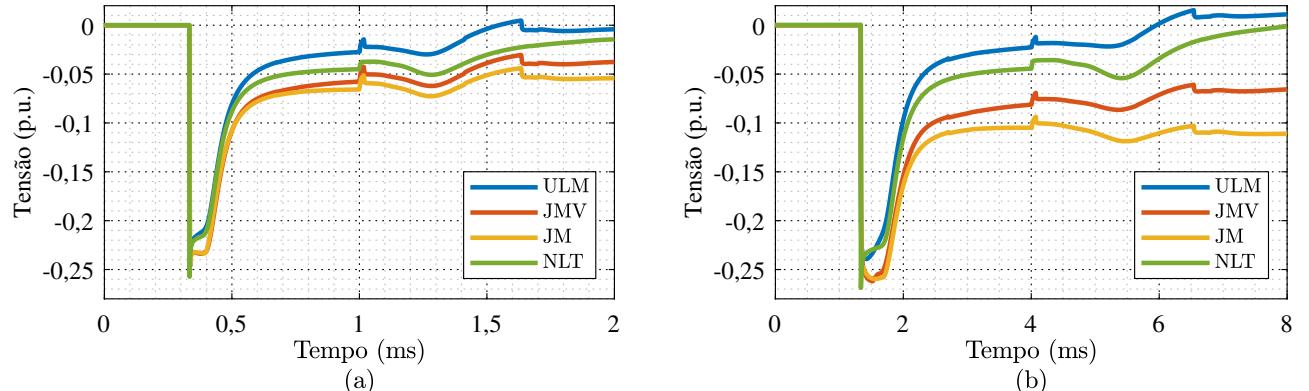
e maior em relação a referência. A mesma discrepância mostrada no sistema CCAT para o modelo de J. Martí é notada para o sistema CA. O ajuste através do *Vector Fitting* apresenta resultados mais próximos a referência, porém com certa imprecisão, especialmente na figura 4.25b. O modelo ULM não segue a forma de onda da referência, entretanto as tensões residuais tem valores próximos e pico de magnitude semelhantes.

Figura 4.24: Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 1 km, (b) 10 km



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.25: Tensão induzida para resposta ao degrau com o comprimento de linha : (a) 100 km, (b) 400 km



Fonte: Autoria própria.

4.3 SÍNTSE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi realizado um estudo em dois tipos de linhas de transmissão com características distintas. As análises foram realizadas para suas respectivas características de

propagação, varredura em frequência e resposta transitória.

A matriz de transformação utilizada no sistema CCAT demonstrou ser real e constante para o caso com a redução de Kron. Além disso, seu modo de propagação aéreo não teve variações relevantes considerando a inclusão do para-raio no sistema. O sistema CA mostrou características de propagação semelhante ao sistema CCAT, com uma maior variação na matriz de transformação modal.

O modelo de Bergeron se mostrou ineficiente para os dois sistemas na análise do espectro de frequência, não tendo um padrão claro acerca da frequência de ressonância dos sistemas. Os modelos ULM e NLT apresentaram poucas diferenças nas respostas transitórias, com formas de ondas e picos de magnitudes semelhantes. O modelo de J. Martí mostrou imprecisões relevantes em frequências próximas do CC (este fato pode ser notado com maior clareza nas figuras 4.10b e 4.25b).

No próximo capítulo, são apresentadas as conclusões gerais acerca dos estudos apresentados e propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou um estudo dos parâmetros de linhas de transmissão e uma análise de transitórios eletromagnéticos através de modelos de linha.

Foram apresentados dois casos: uma linha de transmissão CCAT 600 kV em atual operação no Brasil; Uma linha de transmissão CA 150 kV. Parâmetros modais das duas linhas de transmissão mostraram que os sistemas possuem características semelhantes, especialmente em relação ao seus modos de propagação. A partir das simulações, constatou-se que o sistema CCAT com a utilização da redução de Kron apresentou uma matriz de transformação modal constante e real, o que mostra que os estudos oriundos de sistemas CA podem ser estendidos para sistemas CCAT, com as devidas adaptações. O modelo de J. Martí, de forma particular, devido a suas limitações acerca da matriz de transformação modal ser considerada constante e invariante com a frequência, tem a sua resposta no tempo não afetada quando o sistema CCAT utiliza a técnica da redução de Kron.

As análises revelaram que o modelo de Bergeron se desvia consistentemente da resposta esperada e não é recomendado para aplicações críticas em que diferentes componentes de frequência são relevantes. O modelo ULM mostrou resultados satisfatórios em quase todas as análises, sendo limitado pela atual implementação da ferramenta no ATPDraw 7.4. Ambas as abordagens usando o modelo de J. Martí resultaram em respostas suficientemente precisas para a parte superior do espectro de frequências. No entanto, pode afirmar-se que o modelo J. Martí com o ajuste baseado em Bode através da transformada de Laplace, pode não representar características relevantes próximas às frequências CC, exigindo assim uma avaliação muito cuidadosa da qualidade do ajuste antes da aplicação do modelo.

Apesar das diferentes características de geometria da torre e tipo dos condutores, os dois sistemas apresentam comportamentos semelhantes. Pode-se afirmar que, para solos com resistividade finita, o fenômeno transitório oriundo das tensões induzidas em linhas de transmissão

CCAT tem resposta no tempo análoga ao fenômeno transitório em linhas de transmissão CC.

Por fim, o trabalho proposto pode ser expandido à outros estudos, com alguns pontos interessantes a serem abordados, como:

- Implementação de ajustes mais preciso para a síntese de circuitos, através de algoritmos para solucionar problemas de passividade;
- Análise do desempenho dos modelos de linha mediante fenômenos transitórios oriundos de falta;
- Expansão do modelo NLT para implementação em outras plataformas;
- Avaliação das características de propagação para o solo com resistividades distintas e para solo de multi-camadas em linhas de transmissão CCAT e CA.

REFERÊNCIAS

- AMETANI, A.; MIYAMOTO, Y.; BABA, Y.; NAGAOKA, N. Wave propagation on an overhead multiconductor in a high-frequency region. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 56, n. 6, p. 1638–1648, 2014. Citado na página 29.
- BERGEN, A. R. *Power systems analysis*. [S.l.]: Pearson Education India, 2009. Citado na página 12.
- BERGERON, L. Du coup de belier en hydraulique au coup de foudre en electricite. *Paris: Dunod (in French)*, New York: John Wiley & Sons, 1961, 1950. Citado na página 14.
- BRITTO, A. G. M. *Realistic modeling of power lines for transient electromagnetic interference studies*. Tese (Doutorado) — Universidade de Brasília, 2020. Citado na página 11.
- CABALLERO, P. T.; COSTA, E. C. M.; KUROKAWA, S. Frequency-dependent line model in the time domain for simulation of fast and impulsive transients. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 80, p. 179–189, 2016. Citado na página 15.
- CARSON, J. R. Wave propagation in overhead wires with ground return. *The Bell System Technical Journal*, v. 5, n. 4, p. 539–554, 1926. Citado 2 vezes nas páginas 11 and 23.
- CARSON, J. R.; HOYT, R. S. Propagation of periodic currents over a system of parallel wires. *The Bell System Technical Journal*, v. 6, n. 3, p. 495–545, 1927. Citado na página 9.
- CHRYSOCHOS, A. I.; PAPADOPOULOS, T. A.; PAPAGIANNIS, G. K. Robust calculation of frequency-dependent transmission-line transformation matrices using the Levenberg-Marquardt method. *IEEE Trans. Power Del.*, v. 29, n. 4, p. 1621–1629, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 19 and 24.
- CHRYSOCHOS, A. I.; PAPADOPOULOS, T. A.; PAPAGIANNIS, G. K. Enhancing the frequency-domain calculation of transients in multiconductor power transmission lines. *Elec. Pow. Sys. Res.*, v. 122, p. 56–64, 2015. ISSN 0378-7796. Citado na página 19.
- COSTA, E.; KUROKAWA, S.; PISSOLATO, J.; PRADO, A. Efficient procedure to evaluate electromagnetic transients on three-phase transmission lines. *Generation, Transmission Distribution, IET*, v. 4, p. 1069 – 1081, 10 2010. Citado na página 11.
- DATSIOS, Z. G.; MIKROPOULOS, P. N.; TSOVILIS, T. E. Closed-form expressions for the estimation of the minimum backflashover current of overhead transmission lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 36, n. 2, p. 522–532, 2021. Citado na página 34.
- DE CONTI, A.; EMIDIO, M. P. S. Extension of a modal-domain transmission line model to include frequency-dependent ground parameters. *Electric Power Systems Research*, v. 138, p. 120–130, 2016. ISSN 0378-7796. Special Issue: Papers from the 11th International Conference on Power Systems Transients (IPST). Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616300475>>. Citado na página 17.

- DEGENEFF, R.; GUTIERREZ, M.; SALON, S.; BUROW, D.; NEVINS, R. Kron's reduction method applied to the time stepping finite element analysis of induction machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 10, n. 4, p. 669–674, 1995. Citado na página 22.
- DOMMEL, H. W. *EMTP Theory Book*. [S.l.]: Microtran Power System Analysis Corporation, 1996. Citado 6 vezes nas páginas 10, 12, 15, 17, 19, and 21.
- EPE. 2023. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt>>. Citado na página 1.
- FARIA, J. B. The effect of longitudinally varying soil conductivity on the ground-mode low frequency propagation parameters of overhead power lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 630–637, 2002. Citado na página 11.
- FERNANDES, P. C.; GONÇALVES, H. N. G. V.; SILVA, K. M.; LOPES, F. V. Evaluation of Traveling Wave-Based Fault Location Methods Applied to HVDC Systems. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*. [S.l.: s.n.], 2019. Citado na página 23.
- FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, 1918. Citado na página 26.
- GUSTAVSEN, B. Avoiding numerical instabilities in the universal line model by a two-segment interpolation scheme. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1643–1651, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 9 and 40.
- GUSTAVSEN, B. Optimal time delay extraction for transmission line modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 32, n. 1, p. 45–54, 2017. Citado na página 9.
- GUSTAVSEN, B.; NORDSTROM, J. Pole identification for the universal line model based on trace fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 1, p. 472–479, 2008. Citado na página 9.
- GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. *IEEE Trans. Pow. Del.*, IEEE, v. 14, n. 3, p. 1052–1061, 1999. Citado na página 17.
- HEAVISIDE, O. Xix. on the extra current. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, Taylor & Francis, v. 2, n. 9, p. 135–145, 1876. Citado na página 6.
- HEDMAN, D. E. Propagation on overhead transmission lines i-theory of modal analysis. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 84, n. 3, p. 200–205, 1965. Citado na página 9.
- HOIDALEN, H. K.; SOLOOT, A. H. Cable Modelling in ATP – from NODA to TYPE94. In: *EEUG Meeting 2010, European EMTP-ATP Conference*. [S.l.: s.n.], 2010. Citado na página 17.
- LI, Z.; HE, J.; ZHANG, B.; YU, Z. Influence of frequency characteristics of soil parameters on ground-return transmission line parameters. *Electric Power Systems Research*, v. 139, p. 127–132, 2016. ISSN 0378-7796. Progress on Lightning Research and Protection Technologies. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779615002813>>. Citado na página 11.

- LIMA, A. C. S. de; PORTELA, C. Inclusion of frequency-dependent soil parameters in transmission-line modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 492–499, 2007. Citado na página 11.
- MARTI, J. R. Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations. *IEEE Trans. Pow. App. Sys.*, PAS-101, p. 147–157, 1 1982. ISSN 0018-9510. Citado 2 vezes nas páginas 16 and 19.
- MARTINEZ-VELASCO, J.; GUSTAVSEN, B. Overview of overhead line models and their representation in digital simulations. In: *Proceedings International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001)*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 5 and 7.
- MARTINS-BRITTO, A.; PAPADOPOULOS, T.; CHRYSOCHOS, A. *OHLToolbox*. 2023. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/130914-ohltoolbox>>. Citado na página 19.
- MARTINS-BRITTO, A. G.; LOPES, F. V.; RONDINEAU, S. R. M. J. Multilayer earth structure approximation by a homogeneous conductivity soil for ground return impedance calculations. *IEEE Trans. Pow. Del.*, v. 35, n. 2, p. 881–891, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 11 and 19.
- MARTINS-BRITTO, A. G.; LOPES, F. V.; RONDINEAU, S. R. M. J. Multilayer earth structure approximation by a homogeneous conductivity soil for ground return impedance calculations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 35, n. 2, p. 881–891, 2020. Citado na página 11.
- MARTINS-BRITTO, A. G.; MORAES, C. M.; LOPES, F. V. Inductive interferences between a 500 kv power line and a pipeline with a complex approximation layout and multilayered soil. *Electric Power Systems Research*, v. 196, p. 107265, 2021. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779621002467>>. Citado na página 11.
- MARTINS-BRITTO, A. G.; MORAES, C. M.; LOPES, F. V.; RONDINEAU, S. Low-frequency electromagnetic coupling between a traction line and an underground pipeline in a multilayered soil. In: *2020 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–6. Citado na página 11.
- MARTINS-BRITTO, A. G.; PAPADOPOULOS, T. A.; DATSIOS, Z. G.; CHRYSOCHOS, A. I.; PAPAGIANNIS, G. K. Influence of lossy ground on high-frequency induced voltages on aboveground pipelines by nearby overhead transmission lines. *IEEE Trans. Electrom. Compat.*, v. 64, n. 6, p. 2273–2282, 2022. Citado 4 vezes nas páginas 7, 19, 29, and 30.
- MEYER, W. S.; DOMMEL, H. W. Numerical modelling of frequency-dependent transmission-line parameters in an electromagnetic transients program. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-93, n. 5, p. 1401–1409, 1974. Citado na página 16.
- MORAES, C. *Modal Parameters and Fault Transients in Double-Circuit Transmission Lines: On the Effects Of Conductor Transposition, Shield Wires, and Lossy Soil Modeling*. Tese (Doutorado), 06 2023. Citado na página 12.
- MORAES, C. M.; MARTINS-BRITTO, A. G.; LOPES, F. V.; SILVA, K. M.; RIBEIRO, E. P. A.; RODRIGUES, M. A. M. On the effects of EMI and the soil structure on transmission

- line parameters — Part I: Theoretical model. In: *2021 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6. Citado na página 19.
- MORCHED, A.; GUSTAVSEN, B.; TARTIBI, M. A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables. *IEEE Trans. Pow. Del.*, v. 14, p. 1032–1038, 7 1999. ISSN 1937-4208. Citado 3 vezes nas páginas 9, 17, and 18.
- NAKANISHI, H.; AMETANI, A. Transient calculation of a transmission line using superposition law. In: IET. *IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)*. [S.l.], 1986. v. 133, n. 5, p. 263–269. Citado na página 8.
- NAREDO, J.; MAHSEREDJIAN, J.; GUTIERREZ-ROBLES, J.; RAMOS-LEAÑOS, O.; DUFOUR, C.; BELÁNGER, J. Improving the numerical performance of transmission line models in emtp. In: THE NETHERLANDS. *Proc. Int. Conf. Power Syst. Transients*. [S.l.], 2011. p. 1–8. Citado na página 17.
- PAPADOPoulos, T. A.; CHRYSOCHOS, A. I.; TRAIANOS, C. K.; PAPAGIANNIS, G. Closed-form expressions for the analysis of wave propagation in overhead distribution lines. *Energies*, MDPI, v. 13, n. 17, p. 4519, 2020. Citado na página 7.
- PAPADOPoulos, T. A.; DATSIOS, Z. G.; CHRYSOCHOS, A. I.; MIKROPOULOS, P. N.; PAPAGIANNIS, G. K. Wave propagation characteristics and electromagnetic transient analysis of underground cable systems considering frequency-dependent soil properties. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 63, n. 1, p. 259–267, 2021. Citado na página 11.
- PORTELA, C.; TAVARES, M.; FILHO, J. Influence of a more accurate soil representation in electromagnetic transient phenomena. In: *Proceedings. International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1426–1431 vol.3. Citado na página 11.
- PORTELA, C. M.; TAVARES, M. C.; FILHO, J. P. Accurate representation of soil behaviour for transient studies. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 150, n. 6, p. 736–744, 2003. Citado na página 11.
- RICE, S. O. Steady state solutions of transmission line equations. *The Bell System Technical Journal*, v. 20, n. 2, p. 131–178, 1941. Citado na página 9.
- SILVA, H. M. J. D.; GOLE, A. M.; WEDEPOHL, L. M. Accurate Electromagnetic Transient Simulations of HVDC Cables and Overhead Transmission Lines. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*. [S.l.: s.n.], 2007. Citado na página 31.
- STEINSLAND, V. *Grounding Performance under Lightning Surges in High Voltage Substations*. Dissertação (Mestrado) — The University of Bergen, 2018. Citado na página 14.
- TOMASEVICH, M. M. *Modelos de Linhas de Transmissão Usando Representação Racional da Matriz de Admitância Nodal e Decomposição Idempotente*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 1, 8, and 11.
- TSIAMITROS, D.; CHRISTOFORIDIS, G. C.; PAPAGIANNIS, G.; LABRIDIS, D.; DOKOPOULOS, P. Earth conduction effects in systems of overhead and underground conductors in multilayered soils. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, IET, v. 153, n. 3, p. 291–299, 2006. Citado na página 11.

- VISACRO, S.; SILVEIRA, F. H. The impact of the frequency dependence of soil parameters on the lightning performance of transmission lines. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 57, n. 3, p. 434–441, 2015. Citado na página 11.
- WEDEPOHL, L.; NGUYEN, H.; IRWIN, G. Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using newton-raphson method. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 11, n. 3, p. 1538–1546, 1996. Citado na página 11.
- WEDEPOHL, L.; NGUYEN, H.; IRWIN, G. Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using newton-raphson method. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 11, n. 3, p. 1538–1546, 1996. Citado na página 11.
- WEDEPOHL, L. M. Application of Matrix Methods to the Solution of Travelling-Wave Phenomena in Polyphase Systems. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 110, n. 12, p. 2200, 1963. ISSN 00203270. Citado 2 vezes nas páginas 8 and 14.
- WISE, W. Propagation of high-frequency currents in ground return circuits. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, v. 22, n. 4, p. 522–527, 1934. Citado na página 6.
- WISE, W. H. Potential coefficients for ground return circuits. *The Bell System Technical Journal*, v. 27, n. 2, p. 365–371, 1948. Citado na página 6.
- ZANON, F. d. O. S. et al. *Implementação do modelo ULM na plataforma ATP para o estudo de transitórios em linhas de transmissão aéreas com configuração assimétrica*. 2019. Citado na página 18.
- ZANON, F. O.; LEAL, O. E.; De Conti, A. Implementation of the Universal Line Model in the Alternative Transients Program. *Elec. Pow. Sys. Res.*, v. 197, p. 107311, 2021. ISSN 0378-7796. Citado 2 vezes nas páginas 17 and 18.