

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO - FEEC
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA – DSCE

MATRIZES DE TRANSFORMAÇÃO REAIS APLICADAS
AS LINHAS DE TRANSMISSÃO DE CIRCUITO DUPLO

Aluno: José Carlos da Costa Campos

Orientador: Prof. Dr. José Pissolato Filho

Co-orientador: Prof. Dr. Afonso José do Prado

Banca examinadora:

Prof. Dr. Damásio Fernandes Júnior	UFCG
Prof. Dr. Gilmar Barreto	UNICAMP
Prof. Dr. Luiz Fernando Bovolato	UNESP – Ilha Solteira
Prof. Dr. Sérgio Kurokawa	UNESP – Ilha Solteira

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Campinas, 2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C157m Campos, José Carlos da Costa
Matrizes de transformação reais aplicadas as linhas de
transmissão de circuito duplo / José Carlos da Costa
Campos. --Campinas, SP: [s.n.], 2009.

Orientadores: José Pissolato Filho, Afonso José do
Prado.

Tese de Doutorado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Autovalores. 2. Energia elétrica - Transmissão. 3.
Energia - Transmissão. 4. Autovetores. I. Pissolato
Filho, José. II. Prado, Afonso José do. III. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Single real transformation matrices applied to double three-phase
transmission lines

Palavras-chave em Inglês: Eigenvalues, Electric power transmission, Electric
transmission, Eigenvectors

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Luiz Fernando Bovolato, Damásio Fernandes Júnior, Sérgio
Kurokawa, Gilmar Barreto

Data da defesa: 02/07/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

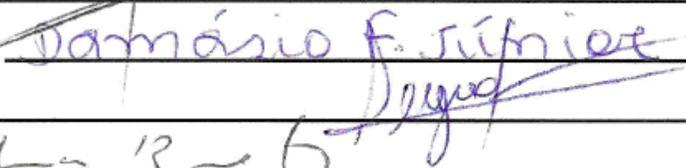
Candidato: José Carlos da Costa Campos

Data da Defesa: 2 de julho de 2009

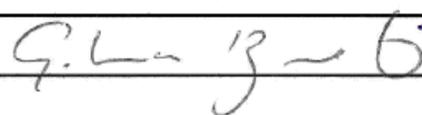
Título da Tese: "Matrizes de Transformação Reais Aplicadas as Linhas de Transmissão de Circuito Duplo"

Prof. Dr. José Pissolato Filho (Presidente):  _____

Prof. Dr. Luiz Fernando Bovolato: _____

Prof. Dr. Damásio Fernandes Júnior:  _____

Prof. Dr. Sérgio Kurokawa: _____

Prof. Dr. Gilmar Barreto:  _____

A Deus pelo poder em nossas vidas.

*A minha esposa, Maria Lúcia, e ao meu filho,
Tomás, pela dedicação e compreensão durante a
realização deste trabalho.*

Resumo

As matrizes de transformação reais e constantes são aplicadas como matrizes de transformação fase-modo características de um sistema simétrico com circuito trifásico duplo transposto e de duas linhas de transmissão paralelas transpostas com circuito trifásico duplo. Essas matrizes de transformação reais e constantes são baseadas na matriz de Clarke. Usando a combinação linear dos elementos da matriz de Clarke, as técnicas aplicadas para linhas trifásicas simples são ampliadas para sistemas com 6 e 12 condutores de fase. Para uma linha trifásica dupla transposta, as matrizes Z e Y são convertidas em matrizes diagonais no domínio dos modos. Considerando um caso não transposto de uma linha trifásica dupla, os resultados não são exatos e as análises de erros são realizadas mediante os autovalores. No caso de duas linhas trifásicas paralelas duplas e transpostas, a matriz de transformação exata com elementos reais e constantes não foi obtida ainda. Para esse caso, como sugestão para desenvolvimento futuro, a determinação da matriz de transformação modal real e constante provavelmente deverá ser baseada em uma única referência homopolar. Tal sugestão se deve ao fato de que, neste trabalho, a estrutura das matrizes de transformação utilizadas tem como base a aplicação do modo homopolar como única referência homopolar para todos condutores de fase do sistema estudado.

Abstract

Single real transformation matrices are applied as phase-mode transformation matrices of typical symmetrical systems with double three-phase and two parallel double three-phase transmission lines. These single real transformation matrices are achieved from eigenvector matrices of the mentioned systems and they are based on Clarke's matrix. Using linear combinations of the Clarke's matrix elements, the techniques applied to the single three-phase lines are extended to systems with 6 or 12 phase conductors. For transposed double three-phase lines, phase Z and Y matrices are changed into diagonal matrices in mode domain. Considering non-transposed cases of double three-phase lines, the results are not exact and the error analyses are performed using the eigenvalues. In case of two parallel double three-phase lines, the exact single real transformation matrix has not been obtained yet. Probably, for two parallel double three-phase lines, considering future development and searching for the exact single real transformation matrix, the analyses are based on a single homopolar reference. This suggestion is related to that in the all analyses carried out in this work, the homopolar mode is used as the only homopolar reference for all phase conductors of the studied system.

Agradecimentos

"Filho meu, ouve a instrução de teu pai, e não deixes o ensinamento de tua mãe, porque serão como diademas graciosos em tua cabeça, e colares ao teu pescoço" (Pv 1:8). Aos meus pais, Carlos Campos e Ivone Campos Costa, que foram incansáveis em mostrar o verdadeiro objetivo da vida.

"Eu sou a videira, vós as varas; quem esta em mim, eu nele, esse dá muito fruto; porque sem mim nada podeis fazer" (Jó 15:5). Aos meus irmãos, Carlos Alberto, Júlio César, Heloisa e Rosilene, minha gratidão pelo incentivo.

Ao Professor Dr. José Pissolato Filho, pela amizade, pelo incentivo no início de uma nova etapa em minha vida, pela colaboração e compreensão durante o desenvolvimento deste trabalho. Permanece para sempre toda minha gratidão.

Ao professor Dr. Afonso José do Prado, pela disponibilidade em contribuir de forma decisiva para a realização deste trabalho. Fica o registro de meu grande apreço.

Aos meus amigos do Laboratório de Alta tensão da Unicamp, que sempre estavam disponíveis em ajudar, sou grato particularmente a Eliane Campos dos Santos, Francisco José Aires de Brito e Marcus Vinícius Randi Ferraz.

Órgãos financiadores

Este trabalho teve os seguintes apoios financeiros:

- CAPES/CNPq (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior e Conselho Nacional de Pesquisa) - bolsa de Doutorado;

- FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) e FUNCAMP (Fundação de Desenvolvimento da UNICAMP) – projetos de pesquisa, passagens e diárias para participações em congressos nacionais e internacionais.

Índice geral

Resumo	vii
Abstract	Ix
Agradecimentos	xi
Órgãos financiadores	xiii
Índice de figuras	xvii
I – Introdução	1
I.1 – A estrutura dos capítulos do texto apresentado	2
I.2 – Localização da linha de transmissão utilizada como exemplo	3
I.3 – Descrição da linha de transmissão utilizada como exemplo	5
II – Revisão bibliográfica	7
II.1 – Proposta deste trabalho	20
III – Representação matemática das linhas analisadas	23
III.1 – Cálculo dos parâmetros longitudinais e transversais em componentes de fase	23
III.1.a – Modelagem de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão por equações diferenciais	24
III.1.b – Matriz de impedâncias longitudinais	26
III.1.c – Matriz de admitâncias transversais	26
III.2 – Modelo para linha trifásica simples	27
III.3 – Modelo para a linha de transmissão de circuito duplo	31
III.4 – Representação esquemática de uma linha de transmissão de circuito duplo	31
III.5 – Matriz de transformação modal baseada em uma única referência homopolar	36
III.6 – Matriz de transformação modal para uma linha trifásica de circuito duplo	37

III.7 – Matriz de transformação para um sistema com duas linhas trifásicas de circuito duplo	40
IV - Cálculos de parâmetros e de erros relativos utilizando exemplos de linhas reais	45
IV.1 – Linha de circuito duplo	45
IV.2 – Linhas paralelas de circuito duplo	55
V – Comparações de resultados de simulações	59
VI – Simulações de transitórios em uma linha de circuito duplo	69
VI.1 – Simulações de energização de linha	72
VI.2 – Simulações de curto-circuito	80
VII – Conclusões	97
Referências	101

Índice de figuras

I.1 – Sistema brasileiro de transmissão de energia elétrica.	3
I.2 – Linhas de transmissão do estado do Ceará.	4
I.3 – Esquema da linha utilizada como exemplo com a configuração típica de torre.	5
III.1 – Segmento elementar de uma linha de transmissão	25
III.2 – Parâmetros utilizados na determinação dos elementos da matriz Y de uma linha de transmissão.	27
III.3 – Representação esquemática de uma linha trifásica simples e simétrica.	27
III.4 – Correntes nos condutores para os componentes de Clarke.	28
III.5 – Representação de uma linha trifásica de circuito duplo.	32
III.6 – Pares de condutores simétricos em uma linha trifásica de circuito duplo.	32
III.7 – Acoplamentos mútuos de uma linha trifásica de circuito duplo.	33
III.8 – Acoplamentos mútuos de uma linha trifásica de circuito duplo cujos circuitos trifásicos são transpostos independentemente.	35
III.9 – Componentes de seqüência zero para um sistema duplo trifásico.	36
III.10 – Reorganização da numeração das fases para determinação dos acoplamentos mútuos de uma linha trifásica de circuito duplo.	38
III.11 – Acoplamentos mútuos de duas linhas paralelas de circuito duplo considerando os cabos pára-raios implícitos.	40
IV.1 – Resistências internas próprias das fases (linha Milagres-Banabuiú).	46
IV.2 – Indutâncias internas próprias das fases (linha Milagres-Banabuiú).	46
IV.3 – Módulo das impedâncias internas próprias das fases (linha Milagres-Banabuiú).	47
IV.4 – Resistências próprias considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).	47
IV.5 – Indutâncias próprias considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).	48
IV.6 – Impedâncias próprias considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).	48
IV.7 – Resistências mútuas considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).	49
IV.8 – Indutâncias mútuas considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).	49
IV.9 – Impedâncias mútuas considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).	50
IV.10 – Impedâncias próprias considerando efeito pelicular, efeito do solo e redução de Kron (linha Milagres-Banabuiú).	50
IV.11 – Impedâncias mútuas considerando efeito pelicular, efeito do solo e redução de Kron	

(linha Milagres-Banabuiú).	51
IV.12 – Módulo dos elementos da diagonal principal do produto YZ (linha Milagres-Banabuiú).	51
IV.13 – Módulo dos elementos fora da diagonal principal do produto YZ (linha Milagres-Banabuiú).	52
IV.14 – Parte real dos modos e quase modos (linha Milagres-Banabuiú).	53
IV.15 – Parte imaginária dos modos e quase modos (linha Milagres-Banabuiú).	53
IV.16 – Módulo dos modos e quase modos (linha Milagres-Banabuiú).	54
IV.17 – Erros relativos (linha Milagres-Banabuiú).	54
IV.18 – Sistema de transmissão com duas linhas paralelas de circuito duplo.	55
IV.19 – Modos e quase modos, conjuntos 1 e 2 (sistema com 4 circuitos trifásicos).	56
IV.20 – Modos e quase modos, conjuntos 3 e 4 (sistema com 4 circuitos trifásicos).	56
IV.21 – Erros relativos, conjuntos 1 e 2 (sistema com 4 circuitos trifásicos)	57
IV.22 – Erros relativos, conjuntos 3 e 4 (sistema com 4 circuitos trifásicos).	57
V.1 – Linha Jaguará-Taquaril localizada em Minas Gerais (FURNAS).	59
V.2 – Unidade de circuito π modificado.	60
V.3 – Transformadores ideais para representação da matriz T_{FM6} .	60
V.4 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase A, terminal emissor.	61
V.5 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase B, terminal emissor.	62
V.6 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase C, terminal emissor.	62
V.7 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase A, terminal receptor.	63
V.8 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase B, terminal receptor.	63
V.9 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase C, terminal receptor.	64
V.10 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase A, terminal emissor.	64
V.11 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase B, terminal emissor.	65
V.12 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase C, terminal emissor.	65
V.13 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase A, terminal receptor.	66
V.14 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase B, terminal receptor.	66
V.15 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase C, terminal receptor.	67
VI.1 – Esquema I de distribuição dos condutores de fase da linha de circuito duplo analisada.	70
VI.2 – Esquema II de distribuição dos condutores de fase da linha de circuito duplo analisada.	70
VI.3 – Tensões no terminal emissor durante energização da linha analisada (esquema I).	72
VI.4 – Tensões do circuito 1 no terminal receptor durante energização (esquema I).	73

VI.5 – Tensões do circuito 2 no terminal receptor durante energização (esquema I).	73
VI.6 – Tensões da linha no terminal receptor durante energização (esquema I).	74
VI.7 – Tensões no terminal emissor durante energização da linha analisada (esquema II).	75
VI.8 – Tensões do circuito 1 no terminal receptor durante energização (esquema II).	75
VI.9 – Tensões do circuito 2 no terminal receptor durante energização (esquema II).	76
VI.10 – Tensões da linha no terminal receptor durante energização (esquema II).	76
VI.11 – Tensões do circuito 1 no terminal receptor durante energização (esquemas I e II).	77
VI.12 – Tensões do circuito 2 no terminal receptor durante energização (esquemas I e II).	78
VI.13 – Tensões de pico da fase A no terminal emissor durante energização (esquemas I e II).	78
VI.14 – Tensões de pico da fase B no terminal emissor durante energização (esquemas I e II).	79
VI.15 – Tensões de pico da fase C no terminal emissor durante energização (esquemas I e II).	79
VI.16 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema I).	81
VI.17 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema I).	81
VI.18 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema I).	82
VI.19 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema I).	83
VI.20 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema I).	83
VI.21 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema I).	84
VI.22 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema I).	84
VI.23 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema I).	85
VI.24 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema I).	85
VI.25 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema II).	87
VI.26 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no	

terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema II).	87
VI.27 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema II).	88
VI.28 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema II).	88
VI.29 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema II).	89
VI.30 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema II).	89
VI.31 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema II).	90
VI.32 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema II).	90
VI.33 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema II).	91
VI.34 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquemas I e II).	92
VI.35 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquemas I e II).	92
VI.36 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquemas I e II).	93
VI.37 – Pico de tensão da fase C do esquema I no terminal emissor para um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1.	93
VI.38 – Pico de tensão na primeira oscilação da fase C do esquema II no terminal emissor para um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1.	94
VI.39 – Pico de tensão na segunda oscilação da fase C do esquema II no terminal emissor para um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1.	94

I – Introdução

Em virtude do esgotamento das reservas hídricas próximas aos grandes centros consumidores, é cada vez mais freqüente a construção de usinas geradoras de energia elétrica distantes desses centros consumidores. Tal condição resulta no transporte de grandes blocos de energia por longas distâncias. Para reduzir o custo dessa energia e para efetivamente tornar viável o seu transporte ao longo de distâncias da ordem de 1000 km, é necessário reduzir o custo das linhas de transmissão, que sem dúvida têm uma parcela significativa no investimento para expansão do Sistema Interligado de Energia Elétrica Brasileiro. Atualmente, as decisões para instalar novas unidades geradoras de energia elétrica estão se tornando complicadas em muitas partes do mundo, devido às dificuldades em localizar novos locais de implantação dessas unidades, e nenhum tipo de facilidade para a implantação do sistema de transmissão [1].

Para a instalação de novas linhas de transmissão, uma das análises necessárias é relacionada aos possíveis transitórios eletromagnéticos aos quais tais linhas serão submetidas. Para análise de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão, simulações utilizando modelos digitais tornam-se ferramentas bastante úteis, pois é praticamente inviável realizar testes em linhas reais. Há na literatura apenas um caso relatado no Brasil de simulação em uma linha real: Jaguara-Taquaril, pertencente ao sistema Furnas, no estado de Minas Gerais [2]. Um problema, encontrado na maioria dos simuladores digitais, é a correta representação de parâmetros elétricos dependentes da freqüência [3-5]. A maioria dos programas para análise de transitórios em linhas de transmissão com parâmetros dependentes da freqüência utiliza métodos de convolução aplicados às funções de tensão e de corrente da linha analisada. As principais dificuldades surgem na discretização desses métodos para utilização em simuladores digitais. Mesmo partindo de um modelo matemático preciso e eficiente, o resultado pode configurar-se como rotinas numéricas imprecisas e ineficientes [6-12]. O modelo de quase modos representa linhas de transmissão de circuito simples [13-23] e de circuito duplo [24-28], considerando a dependência com a freqüência dos parâmetros longitudinais da linha. Pode ser incluído em programas como EMTP, EMTDC, ATP e MICROTRAN [7] que trabalham no domínio do tempo. Tais programas podem ser definidos como sendo do tipo EMTP (Electromagnetic Transient Programs), pois têm uma origem comum baseada em trabalhos desenvolvidos na década de 60 [2, 5].

Dessa forma, este trabalho analisa a aplicação de uma matriz de transformação fase-modo composta por elementos constantes e reais em estudos de transitórios eletromagnéticos em linhas de

transmissão de circuito duplo e em casos de duas linhas paralelas de circuito duplo [29-32]. Tal matriz de transformação é obtida a partir da analogia com a matriz de Clarke que é aplicada em casos de linhas trifásicas simples [33-67]. Casos de linhas trifásicas de circuito duplo já foram analisados pela aplicação consecutiva de duas matrizes de transformação.

Assim, a forma como esse tema foi apresentado está descrita a seguir, onde são citados os pontos principais de cada capítulo.

I.1 – A estrutura dos capítulos do texto apresentado

Na seqüência deste capítulo, a descrição do sistema elétrico de transmissão do estado do Ceará é apresentada. No caso, é no Ceará que se localiza a linha de transmissão que foi utilizada para aplicação da modelagem matemática apresentada neste trabalho.

No capítulo II, o levantamento bibliográfico sobre o tema deste trabalho é apresentado. São feitos comentários sobre as publicações mais importantes e mais recentes sobre a análise de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão e a modelagem de tais linhas.

No capítulo III, desenvolve-se a representação matemática de linhas de circuito duplo e de duas linhas paralelas de circuito duplo. Essa representação será aplicada na análise e simulação de fenômenos transitórios eletromagnéticos.

No capítulo IV, os valores dos parâmetros de linha no domínio das fases e no domínio dos modos são apresentados. Também são apresentadas comparações entre os modos, obtidos a partir dos autovetores, e os resultados obtidos a partir da aplicação da matriz proposta neste trabalho. Os erros relativos entre esses valores podem ser considerados pequenos, fazendo com que a matriz apresentada seja uma boa alternativa, pois não é influenciada pela frequência tal como a matriz de autovetores. Além disso, a matriz que substitui a matriz de autovetores apresenta elementos reais podendo ser representada em programas do tipo EMTP por transformadores ideais.

No capítulo V, são mostradas comparações de resultados de simulações realizadas com a aplicação das matrizes propostas neste trabalho e o modelo interno do ATPDraw. Tais simulações no domínio do tempo confirmam as conclusões feitas no capítulo anterior.

No capítulo VI, a modelagem proposta é utilizada para análises e simulações de transitórios em uma linha que teve a quantidade de condutores de fase aumentada. Como a inclusão de novos cabos condutores foi realizada utilizando novas cadeias de isoladores, isso permite que os dois circuitos trifásicos da linha sejam organizados de formas diferentes das usuais. Assim, considerando a linha sem transposição, são feitas simulações de energização e de curto-circuito para dois esquemas de

distribuição dos condutores de fase possíveis de serem utilizados na linha mencionada. As características de tal linha são detalhadas em itens específicos desse capítulo.

No capítulo VII, são apresentadas as conclusões, destacando as principais contribuições do mesmo e sugestões de continuidade do trabalho. Após as conclusões, são colocadas as referências bibliográficas nas quais este trabalho foi baseado.

I.2 – Localização da linha de transmissão utilizada como exemplo

A figura I.1 mostra um esquema do sistema brasileiro de transmissão de energia elétrica. A figura I.2 mostra as linhas de transmissão pertencentes ao sistema do estado do Ceará. Essas figuras foram obtidas na página do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) [68].

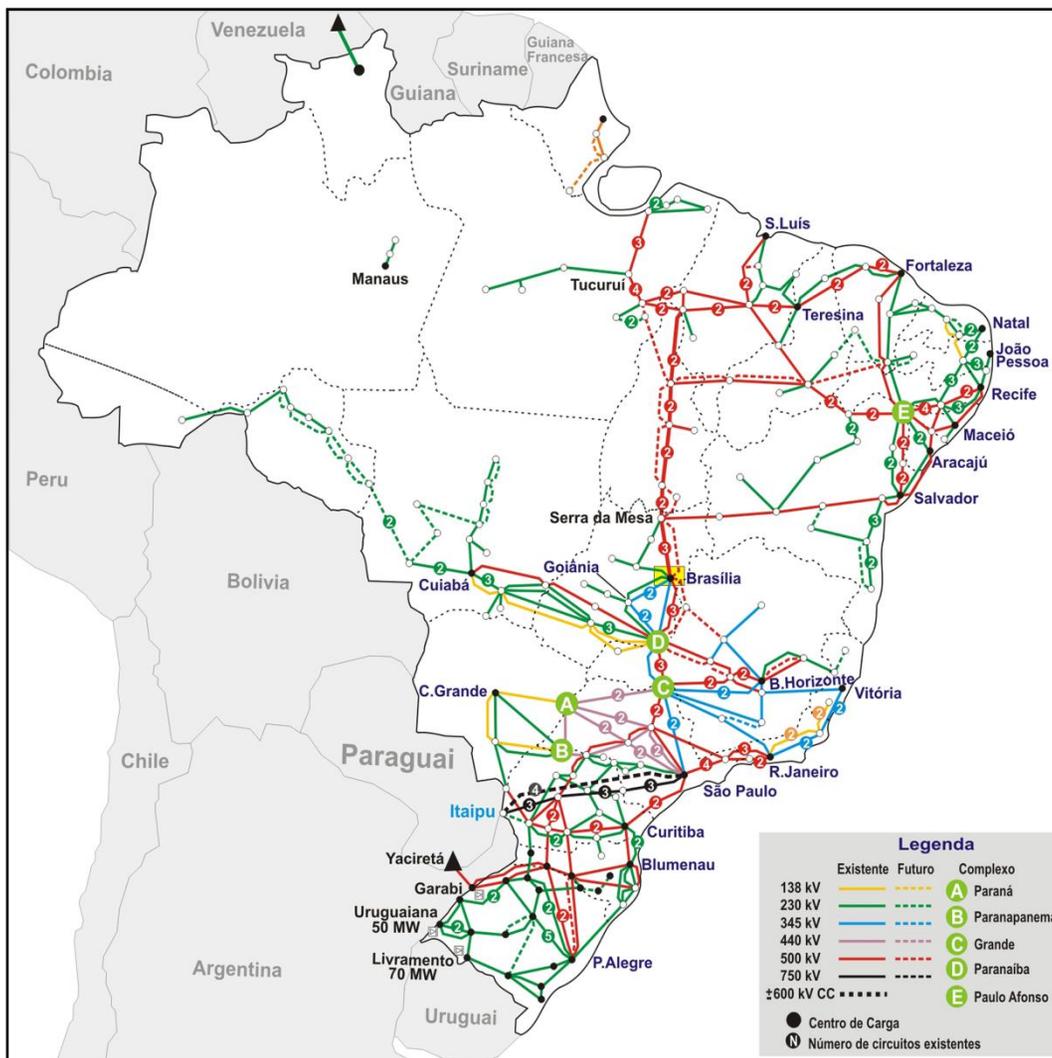


Figura I.1 – Sistema brasileiro de transmissão de energia elétrica [68].

Do ponto de vista da Rede Básica, o estado do Ceará pode ser dividido geometricamente nas

áreas norte (região metropolitana de Fortaleza), leste (regionais de Cauípe e Sobral), centro (regionais de Banabuiú e Russas) e sul (regional de Milagres). A região metropolitana de Fortaleza é atendida a partir do complexo hidrelétrico de Paulo Afonso por meio de três circuitos em 230 kV do eixo Paulo Afonso - Bom Nome - Milagres - Banabuiú - Fortaleza, com 655 km de extensão e de um circuito em 500 kV entre Luiz Gonzaga e Milagres. Existem também dois circuitos em 230 kV, transformáveis em um circuito simples de 500 kV, no eixo Milagres - Banabuiú - Fortaleza. A próxima figura mostra as linhas de transmissão que atendem o estado do Ceará [68].

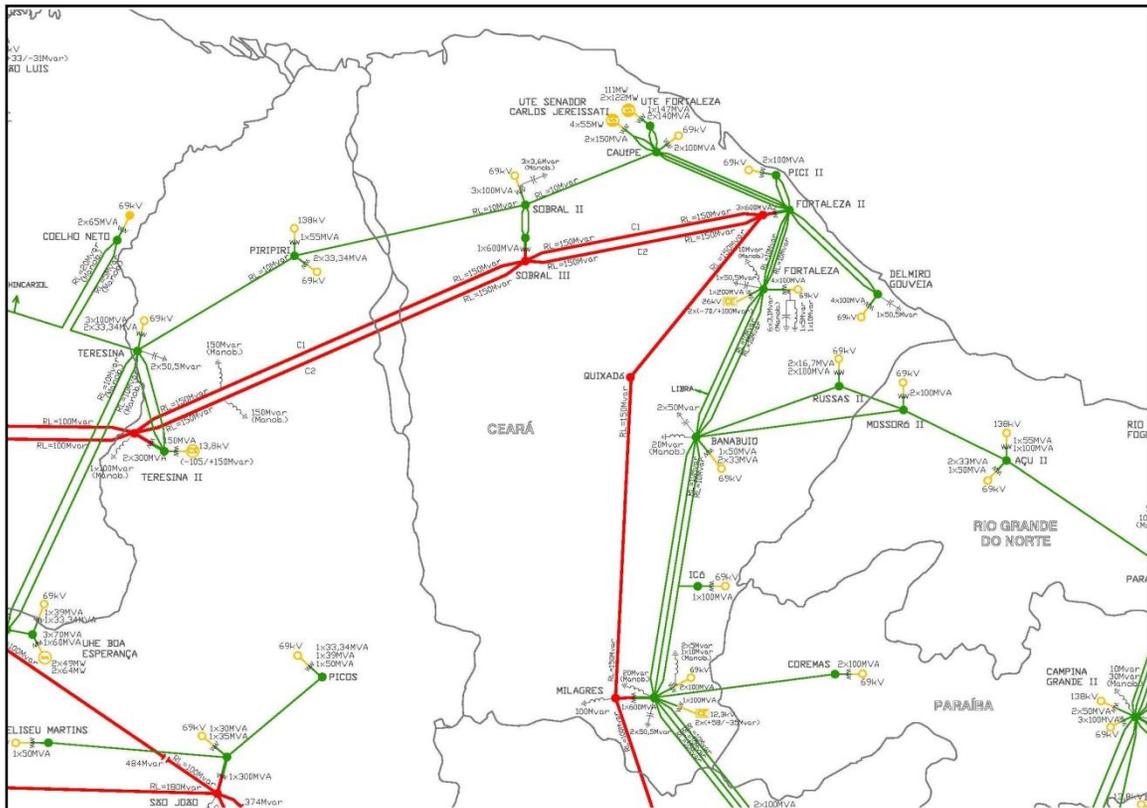


Figura I.2 – Linhas de transmissão do estado do Ceará [68].

Outro tronco de transmissão liga Fortaleza à rede de 500 kV da interligação Norte - Nordeste, pela LT 500 kV Presidente Dutra - Teresina II – Sobral II - Fortaleza II, com 745 km de extensão, contando a subestação de Fortaleza II (500/230 kV) com uma potência instalada de 1200 MVA. Da subestação de Fortaleza II parte um circuito duplo em 230 kV, com 7 km de extensão, até a subestação Delmiro Gouveia. Atualmente, um desses circuitos está conectado a linha de transmissão de 230 kV, Banabuiú - Fortaleza, formando a linha de transmissão Banabuiú - Delmiro Gouveia. Ainda da subestação de Fortaleza II segue uma linha de transmissão, também em 230 kV, com 219 km de extensão, que, passando pela subestação Cauípe, chega à subestação Sobral II, a oeste do Estado, e

interligando-se com a subestação Piripiri, a 166 km, localizada no Estado do Piauí. O atendimento à subestação de Icó é feito pela derivação de uma das linhas de circuito duplo em 230 kV existentes entre as subestações de Milagres e Banabuiú, aproximadamente a 123 km da subestação de Milagres. Da subestação de Banabuiú segue uma linha de transmissão, também em 230 kV, com 110 km de extensão, até a subestação Russas II, ao nordeste do estado, interligando-se com a subestação Mossoró II, a 75 km, localizada no estado do Rio Grande do Norte. A integração dessa malha de transmissão ao sistema de distribuição da COELCE (Companhia Elétrica do Ceará) é efetuada nas subestações de Fortaleza II e Delmiro Gouveia que atendem a área metropolitana de Fortaleza, Cauípe, Sobral II, Milagres, Icó, Banabuiú e Russas II.

I.3 – Descrição da linha de transmissão utilizada como exemplo

A linha de transmissão MLG-BNB de 230KV, extensão de 225 Km, utilizada como exemplo é esquematizada na figura I.3. É a linha que interliga as subestações de Milagres e Banabuiú, no estado do Ceará, que entrou em operação em 1988. A linha pertence ao sistema CHESF (Companhia Hidroelétrica do São Francisco) e o interesse por essa linha é devido a uma duplicação de circuito, passando de uma linha de circuito simples para uma linha de circuito duplo, além de ser um importante elo no sistema de transmissão da região Nordeste e do estado do Ceará.

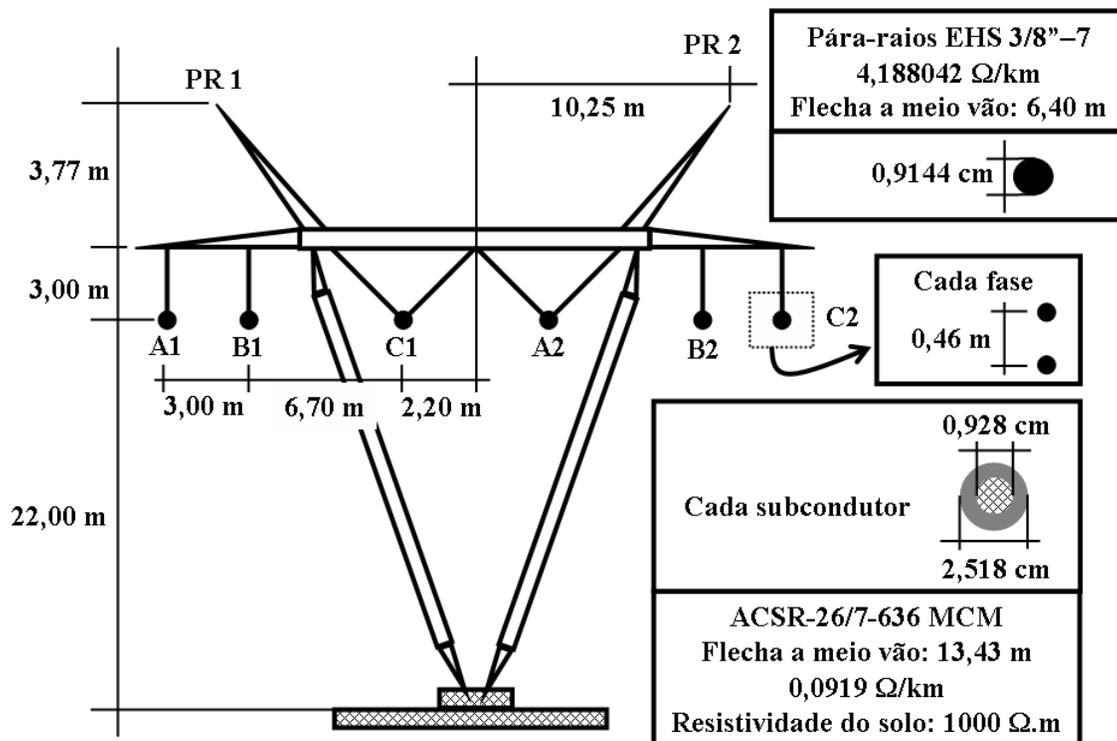


Figura I.3 – Esquema da linha utilizada como exemplo com a configuração típica de torre.

Nesse caso, os cabos condutores estão a uma altura de 22 m do solo. Esses cabos são do tipo ACSR-26/7-636 MCM. Sua resistência é de 0,0919 Ω/Km e a flecha a meio vão é de 13,43 m. O diâmetro externo do condutor é de 2,518 cm e a alma de aço tem diâmetro de 0,928 cm. Cada circuito é composto por dois subcondutores alinhados verticalmente com uma distância de 0,46 m. Os cabos pára-raios estão a uma altura de 28,77 m, tendo uma resistência de 4,188042 Ω/Km e um diâmetro de 0,9144 cm. São cabos pára-raios do tipo EHS 3/8” – 7. A flecha a meio vão é de 6,40 m. A distribuição dos cabos pára-raios e dos cabos condutores na torre típica é mostrada na figura I.3. Foi adotado o valor de 1000 $\Omega\cdot\text{m}$ para a resistividade do solo.

II – Revisão bibliográfica

O estudo de linhas de transmissão tem grande importância, destacando, entre outras análises, cálculos de fluxo de carga, determinação de níveis de curto-circuito, modelagem de fenômenos eletromagnéticos. Na modelagem das linhas de transmissão, há dificuldades na correta representação das mesmas e na aferição dos modelos utilizados, sendo relatado apenas um caso no Brasil [2], realizado na linha Jaguara-Taquaril do sistema Furnas, localizada no estado de Minas Gerais.

Para o fornecimento de energia a centros consumidores, os sistemas elétricos de potência e, de forma específica, as linhas de transmissão operam em regime permanente (tensão, corrente e frequência nominais e constantes), interligando tais centros consumidores aos centros de geração de energia. No entanto, o dimensionamento desses sistemas de transmissão deve basear-se na proteção contra ocorrências transitórias e extremas acima das condições normais de funcionamento [3]. A linha de transmissão e seus sistemas de proteção e controle são dimensionados em relação à probabilidade de ocorrência dos fenômenos transitórios. Os simuladores de redes elétricas são ferramentas utilizadas para isso.

Um tipo de simulador de redes, o analisador de transitórios de redes (TNA) foi um dos primeiros tipos de simuladores. Inicialmente, o TNA era utilizado em estudos de fluxo de potência, estabilidade e transitórios. Por ser composto por modelos individuais de cada equipamento ou, de forma concentrada, dos parâmetros da rede, é considerado como modelo físico de um sistema elétrico, ou linha de transmissão. Pode ser considerado um simulador analógico que trabalha em tempo real [4]. Em termos de simulação digital, com a aplicação de computadores, os modelos individuais do TNA foram usados para determinar funções matemáticas discretas em função do tempo [5, 6]. Assim, elementos com variações contínuas de grandezas elétricas formam o TNA. Por outro lado, o simulador digital baseia-se em modelos matemáticos numéricos dos elementos do sistema. Um tipo de simulador não invalida o outro, tendo, tanto o TNA como o simulador digital, importantes aplicações no estudo de fenômenos transitórios em linhas de transmissão [7].

Os trabalhos pioneiros sobre o tratamento matemático de fenômenos físicos em redes elétricas datam da década de trinta [8]. Aplicando-se cálculo matricial, algumas curvas básicas de um sistema elétrico eram obtidas (Pipes e Rice). Desde então, formas variadas de análise matemática foram aplicadas na análise de sistemas elétricos [9-11]. Podem ser citadas: análise matricial, aplicações de equações diferenciais [12], transformadas de Laplace e séries de Fourier [13]. Ao se trabalhar com

simuladores digitais, essas modelagens matemáticas são transformadas em modelagens numéricas, as quais são discretas em relação à variável independente, e isso pode levar a rotinas numéricas não convergentes e instabilidades numéricas. A partir de um procedimento preciso e eficiente, pode-se obter um método numérico sem eficiência e precisão. Assim, a ferramenta matemática passa por refinamentos para sua aplicação numérica [14, 15, 16]. Exemplificando: a metodologia para cálculo de autovalores em casos de pequenos sinais em sistemas de potência. Em tal situação, esses autovalores são considerados críticos na análise de estabilidade [17]. Outro exemplo: para cabos trifásicos aéreos modelados como um sistema perfeitamente isolado, a influência do solo é muito importante no cálculo dos parâmetros elétricos das linhas. Nesse caso, o uso das ferramentas tradicionais leva a erros de até 60% nos valores de atenuação e velocidade de propagação [18]. Em outro caso, ao se determinar um posicionamento adequado para os cabos pára-raios em linhas trifásicas não transpostas, o desbalanceamento de tensões pode ser compensado [19].

O tratamento matemático envereda por inúmeros tipos de análise, tais como determinar uma rotina para análise bidimensional de campos eletromagnéticos gerados por transitórios rápidos. A solução é determinada no domínio da frequência e é baseada em elementos finitos, sendo utilizadas transformadas de Fourier para a transformação para o domínio do tempo [20]. Realiza-se também análise computacional da propagação de transitórios eletromagnéticos através de plasma, considerado um problema de difícil solução. Técnicas no domínio da frequência são utilizadas para sistemas uni ou bidimensionais e as soluções têm sido obtidas via transformação para o domínio do tempo ou análise microscópica do movimento das partículas carregadas. O método é capaz de tratar as interações macroscópicas dos transitórios eletromagnéticos com as características tridimensionais da propagação dos mesmos. Nesse caso, a formulação é apropriada para plasmas isotrópicos, mas pode ser estendida de forma direta para plasmas não isotrópicos [21]. Há propostas de novos métodos tais como o que foi denominado "waveform relaxation". Esse método foi aplicado na análise de linhas com acoplamento mútuo e sem perdas, sendo direcionado para a modelagem de circuitos integrados ideais. Assim, estudam-se transitórios eletromagnéticos em sistemas não uniformes considerando os parâmetros dependentes da frequência. Para isso, são utilizadas transformadas rápidas de Fourier e descarta-se a aplicação de métodos de convolução [22, 23, 24].

Podem ser citados ainda muitos outros casos de tratamento matemático, com correspondente aplicação computacional, na análise de sistemas e redes elétricas. Fenômenos oscilatórios transitórios representam grande parte dos distúrbios em linhas de transmissão. Entre eles, destacam-se oscilações de baixa frequência (1 a 20 kHz), particularmente perigosas para equipamentos eletrônicos sensíveis.

Estuda-se a origem e a caracterização de transitórios de baixa frequência, a determinação da impedância do sistema no caso de chaveamento de capacitores e meios para evitar tais transitórios [25]. Tem-se algoritmo para cálculo de parâmetros, considerando dependência com a frequência de cabos com um arranjo arbitrário dos subcondutores. Imagens digitalizadas são utilizadas para discretizar a geometria do cabo e obter o circuito equivalente dos subcondutores, estimando-se, dessa maneira, os parâmetros do cabo. A metodologia adapta-se a memória do computador utilizado, permitindo o particionamento de matrizes de impedâncias quando estas excedem a memória disponível [26]. Analisa-se a relação entre fenômenos transitórios e penetração harmônica [27] e transitórios em cabos coaxiais, considerando perdas em alta frequência [28]. Descargas atmosféricas e transitórios de chaveamento podem ser analisados por meio de transformada de Laplace [69]. Em caso de sistemas externos a uma área de interesse que não sejam simétricos, utiliza-se representação direta no domínio da frequência para qualquer dimensão ou complexidade do sistema. O sistema externo deve ser linear e não variante no tempo, sendo conectado por meio de uma linha de transmissão. São simulados transitórios eletromagnéticos e a conexão entre o domínio da frequência e o domínio do tempo é realizada por meio de transformada de Fourier [70]. As impedâncias e admitâncias de condutores não paralelos são formuladas por um método aproximado baseado no equacionamento de condutores paralelos [71]. O espectro de densidade de energia de campos eletromagnéticos transitórios gerados por um pulso ideal em um meio condutor infinito é determinado para várias distâncias a partir da fonte geradora [72]. Casos de transmissão de dados por meio dos cabos pára-raios de linhas de transmissão ("carrier") também são analisados considerando o solo e a resistência da torre não uniformes [73].

Quando se necessita analisar sistemas elétricos considerando elementos dependentes da frequência ou, de forma específica, simular transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão com parâmetros dependentes da frequência, uma solução pode ser determinada por integrais de convolução [74]. Ao associar séries de Fourier aos métodos de convolução, o resultado é um modelo preciso e eficiente para linhas sem distorção e sem perdas. Distorções e perdas podem ser introduzidas mediante parâmetros concentrados [75] e o retorno pelo solo pode ser considerado [76]. Para determinação de parâmetros de linha devem ser consideradas a configuração da torre e as características construtivas dos feixes de condutores [77]. Considerando as linhas com dependência da frequência, a maioria dos programas digitais utiliza aplicações das fórmulas de Carson e o efeito pelicular. As soluções assim obtidas podem ser aproximadas por funções exponenciais, sendo interpretadas fisicamente como circuitos elétricos em série, formados por ramos RC paralelo (filtros ideais) [78]. Os filtros ideais (circuitos RC paralelo), representados por funções racionais, oferecem uma alternativa de ajuste desse

modelo diretamente no domínio da frequência [79]. Se o passo de integração for determinado em função da corrente do transitório simulado, consegue-se melhor precisão para a modelagem de ondas viajantes a baixas frequências [80]. Como a integração trapezoidal baseia-se em séries truncadas de Taylor, há a alternativa de utilizar equações diferenciais de tensão e de corrente associadas a funções exponenciais na análise de fenômenos elétricos considerando parâmetros de linha dependentes da frequência [81].

No entanto, uma das principais limitações dos modelos com parâmetros dependentes da frequência é o tempo de simulação excessivo, em alguns casos, consequência da necessidade de uso de integrais de convolução e da própria implementação dessas integrais, em outros casos [82, 83]. Os métodos baseados em convoluções matemáticas são menos eficientes no tratamento de não linearidades [84]. No entanto, as técnicas de solução no domínio da frequência e no domínio do tempo levam a resultados equivalentes [85]. A limitação estaria relacionada, principalmente, as técnicas numéricas de convolução para que a solução obtida seja interrelacionada entre os dois domínios. Assim, as soluções no domínio do tempo são adequadas para problemas que envolvam formas de onda distorcidas [86]. Com o objetivo de diminuir bastante os tempos computacionais, diminuindo a necessidade de integrais de convolução, parâmetros de linha constantes são utilizados em amplas faixas de frequência [87]. Uma outra técnica aplicada para diminuir o tempo computacional necessário para se realizar uma determinada simulação é o emprego de métodos recursivos de cálculo de integrais de convolução. Tais métodos podem estar associados à aproximação dos parâmetros de linha por meio de funções exponenciais [88]. Esses parâmetros podem ser aproximados também por funções lineares [89]. Ou então, utilizando interpolação quadrática no domínio da frequência, aplica-se convoluções recursivas, mediante funções com elementos exponenciais [90]. Pode-se utilizar, em associação com esses métodos recursivos, o ajuste vetorial das matrizes de transferência por escalonamento otimizado no domínio do tempo, utilizando funções racionais de baixa ordem [91]. Tal método é utilizado ainda em associação com decomposição modal [92]. Numa formulação equivalente ao equacionamento por variáveis de estado, são utilizadas convoluções truncadas, sendo que o ajuste das mesmas é feito no domínio da frequência, tornando o método numérico mais estável [93]. Nesse caso, há algumas restrições quanto às condições iniciais de regime permanente. Ainda com relação ao domínio da frequência, análises em tempo real, com o uso de processamento paralelo, são realizadas utilizando ajuste de curvas de erro. Nesse caso, o tempo computacional é reduzido em função do processamento paralelo [94].

Tem-se ainda um método de modelagem de linhas dependentes da frequência utilizando um

programa de processamento algébrico. Esse programa é baseado em aproximações lineares de Pade e aproximações não lineares de Newton. Por causa da manipulação direta de fórmulas teóricas de impedância e admitância, não são empregados números complexos [95]. Introduce-se uma modificação matemática para interconectar os domínios do tempo e da frequência que possa ainda ser implementada por meio de transformadas rápidas de Fourier. Obtém-se uma poderosa ferramenta para análise de transitórios de sistemas que contenha elementos lineares e não lineares [96, 97]. A análise de uma linha de transmissão com baixas perdas pode ser feita de forma combinada, englobando técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência e considerando cargas não lineares [98].

Buscam-se, então, soluções mais precisas, substituindo os métodos recursivos de convolução por transformação modal. Trabalha-se no domínio dos modos, caracterizando uma mudança de base vetorial, do domínio das fases para o domínio dos modos, diagonalizando as matrizes de impedâncias e de admitâncias, representativas da linha de transmissão. Tal diagonalização ocorre porque a transformação modal exata é constituída pelos autovetores da linha de transmissão [9, 10, 12, 99, 100]. Ou seja, obtêm-se elementos desacoplados a partir dos componentes de fase [14, 99, 100]. Não é possível aplicar a transformação modal exata, se não for possível a diagonalização do produto matricial ZY. As condições que levam a não diagonalização do produto ZY para uma linha trifásica são estabelecidas com análise matemática e exemplos numéricos [101]. Nesse caso, são situações críticas que impedem o uso dos modos naturais de propagação, pois se obtém uma matriz de transformação singular, tornando-se necessário o uso de métodos que evitem esse problema [102]. No entanto, como os parâmetros de linha são dependentes da frequência, os autovetores e os autovalores também são dependentes da frequência [9, 10, 14, 99, 100]. Assim, a variação dos autovetores em função da frequência pode ser linearizada e aplicada em conjunto com métodos recursivos [76], sendo que há modelos onde os ajustes da transformação modal são feitos no domínio do tempo [90, 91]. A transformação modal representada por funções racionais, cujas derivadas são contínuas, pode ser determinada com boa precisão pelo método de Newton-Raphson [15]. Já a transformação modal constante é apresentada como passo inicial de processos de determinação de matrizes de transformação dependentes da frequência [79].

Recorre-se também à manipulação das matrizes de transformação. Aproximações na determinação das matrizes de transformação utilizadas na maioria dos aplicativos para simulação de transitórios eletromagnéticos podem prejudicar a precisão e eficiência do modelo quando utilizadas para análise de determinadas configurações de torres e de cabos, ou então, quando os parâmetros da linha variam drasticamente com a frequência. Há uma sugestão de tratamento das matrizes de

transformação por meio de transformada "wavelet" que incorpora com maior facilidade a dependência com a frequência nessas matrizes [103]. Pode-se utilizar um modelo híbrido de linha que permite um ganho considerável de tempo computacional sem perda de precisão, quando um ou mais circuitos são tratados como transpostos. Dessa forma, uma matriz de transformação constante é combinada com um modelo de linha no domínio das fases aplicado na parte não transposta do sistema [104]. A variação da matriz de transformação em função da frequência pode ser tratada por meio de métodos de convolução diretamente no domínio das fases [105]. A determinação da matriz de transformação pode ser baseada em análise nodal da linha considerada [106]. Assim, a maior dificuldade na modelagem de cabos polifásicos em aplicativos EMTP é a síntese da dependência com a frequência da matriz de transformação fase-modo. A dependência com a frequência dos cabos polifásicos pode ser representada diretamente no domínio das fases, evitando os problemas relacionados com a matriz de transformação. O modelo é dividido em duas partes: uma seção de linha ideal e constante e uma seção dependente da frequência. Um circuito π é utilizado para solucionar o problema de diferentes tempos de propagação na seção ideal de linha. Esse modelo é estável para configurações altamente assimétricas e condições de falta arbitrárias [107].

Existem outras formas de substituir as integrais de convolução. Uma delas é utilizar três valores de frequência e funções exponenciais para representar os parâmetros de linha em toda faixa de frequência utilizada para a simulação de transitórios. Isso evita a necessidade de transformadas de Fourier e de integrais de convolução [108]. Citam-se ainda alternativas utilizando ajustes de resposta diretamente no domínio das fases. Muitas vezes, são baseadas em métodos recursivos e linearização de funções [109]. Esse ajuste no domínio das fases foi empregado em programas do tipo EMTP, utilizando, na representação dos parâmetros de linha, funções racionais e fazendo expansão parcial para os valores de frequência mais altos da faixa considerada [110, 111].

Matrizes de transformação constantes, tais como as matrizes de Clarke, de Fortescue e de Karrenbauer têm boa precisão em relação aos autovetores exatos quando se inclui um termo de correção [8, 112, 113]. Caso a linha analisada seja idealmente transposta, os resultados obtidos com a transformação de Clarke são exatos para linhas trifásicas simples [6, 100, 112-124]. Considerando relações de soma e diferença de correntes de linha em conjunto com a aplicação da matriz de Clarke, são obtidas matrizes diagonais para linhas hexafásicas e linhas trifásicas duplas, também para casos de transposição ideal [99, 100, 114-125].

Em análises de linhas de circuito duplo, foi aplicada uma matriz de transformação única e real em toda faixa de frequência de manobra e falta. Essa matriz de transformação foi obtida pela

manipulação de duas matrizes reais e independentes da frequência [114 - 127]. Com o objetivo de melhorar a representação dos parâmetros de linha dependentes da frequência em programas que trabalham no domínio do tempo, tais como EMTP, EMTDC, ATP e MICROTRAN, a matriz de transformação única e real é introduzida com o uso de transformadores ideais e de elementos de circuitos elétricos. O modelo assim constituído é denominado de quase modos [100, 114-121, 126-128]. Dessa forma, a matriz de transformação é representada por conjuntos de transformadores monofásicos ideais e a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais é representada por cascatas de circuitos π modificados, denominados circuitos sintéticos [128-133]. O modelo de quase modos pode ser utilizado para incluir uma representação mais precisa do solo, introduzindo, em análises de transitórios eletromagnéticos, a variação da condutividade e da permissividade em função da frequência [134-138]. A variação da condutividade pode ser considerada aleatória e a linha pode ser dividida em elementos homogêneos [139].

Para análises de redes elétricas, obtêm-se rotinas numericamente estáveis com o uso da integração trapezoidal. De forma simplificada, a integração trapezoidal determina a área abaixo de uma curva, aproximando-a por meio de soma de trapezóides infinitesimais. Os principais programas digitais utilizados para análise e simulações de fenômenos em linhas de transmissão empregam a integração trapezoidal, considerando o tempo como variável independente. Tais programas podem ser classificados como do tipo EMTP (MICROTRAN, ATP, PSCAD/EMTDC) [2, 128, 140, 141]. A integração trapezoidal pode ser implementada para análises simplificadas em qualquer aplicativo que forneça ferramentas para cálculo matricial [142-145]. A utilização de programas do tipo EMTP é bastante difundida, sendo que tais aplicativos são considerados como padrão para análises de fenômenos em sistemas de potência. Ao longo do tempo, os aplicativos EMTP receberam contribuições de diversos autores [74, 75, 87, 110, 113, 146, 152]. Em termos de aperfeiçoamento dos aplicativos, encontra-se formulação e solução de redes com elementos não lineares, facilitando a inicialização em regime permanente [153]. Apresenta-se um método para determinação de tensões e correntes transitórias em pontos intermediários dos modelos de linha de transmissão sem a necessidade de explicitar esses pontos no arquivo de dados [154, 155]. Estuda-se a inclusão de efeitos de oscilações mecânicas das turbinas geradoras [156]. Utiliza-se modelo exponencial para representar linhas não uniformes [157]. Apresenta-se estudo da representação de impedâncias quando a ressonância do sistema é intensa em determinada frequência [158]. São introduzidos conceitos de qualidade de energia nas rotinas de inicialização do EMTP [159]. Rotinas que utilizam ajuste vetorial são sintetizadas por meio de um circuito elétrico equivalente para introdução no ATP/EMTP [160]. As limitações dos

modelos de cabos do EMTP são analisadas [161]. Alterações na configuração de uma linha durante o processamento, por causa de chaveamentos, por exemplo, provocam o aparecimento de oscilações numéricas indesejáveis. Tais oscilações também são geradas por variações bruscas nas ondas de tensão ou de corrente, propagadas pela linha de transmissão. Tanto em um caso como em outro, uma possível solução é diminuir o intervalo de tempo discretizado pela metade. Em casos mais extremos, a divisão desse intervalo segue em progressão geométrica [162, 163].

Em resumo, uma das grandes dificuldades no estudo de transitórios eletromagnéticos é a correta representação da linha de transmissão. Em geral, as linhas de transmissão não podem ser representadas diretamente no domínio do tempo porque os parâmetros longitudinais da linha são dependentes da frequência. Por causa do acoplamento mútuo entre as fases e da dependência com a frequência, há uma matriz de impedâncias cheia para cada valor de frequência. Como a variação das capacitâncias em função da frequência para linhas de transmissão é desprezível até 1 MHz, tem-se uma única matriz de admitâncias cheia para toda essa faixa de frequência [164, 165, 166]. Com a aplicação da matriz de Clarke como única matriz de transformação, obtêm-se modos exatos para linhas trifásicas simples e linhas de circuito duplo para qualquer valor de frequência, quando tais linhas são transpostas e tem um eixo de simetria [165]. Analisando os casos não transpostos, a aplicação da matriz de Clarke não gera modos exatos. No entanto, os erros podem ser considerados desprezíveis e os resultados obtidos são denominados de quase modos.

Com o advento e uso cada vez mais difundido de simuladores digitais, de modo geral, todas as modelagens e rotinas desenvolvidas para a análise e simulação de fenômenos transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência dependem do método numérico utilizado e de sua implementação no simulador digital ou em aplicativos matemáticos. Dessa forma, com a utilização cada vez mais difundida de dispositivos eletrônicos e digitais em sistemas de potência, a atenção de diversos autores tem sido direcionada para a correta representação de tais dispositivos em relação à ocorrência de fenômenos transitórios, bem como, à possibilidade desses dispositivos serem origem de novas ocorrências transitórias no sistema [167]. Ao observar a seqüência cronológica de publicações de alguns autores, essa preocupação torna-se mais evidente a partir do momento em que a modelagem matemática básica do sistema de potência foi dominada. Por exemplo, inicialmente o interesse volta-se para a modelagem mais detalhada de máquinas elétricas, principalmente geradores síncronos e motores de indução, e a introdução de tal modelagem em programas de transitórios eletromagnéticos [168]. A partir dessa modelagem mais detalhada, são feitas análises da possibilidade de utilização de aplicativos do tipo EMTP, bem como de rotinas numéricas baseadas nesse tipo de aplicativo, na simulação de

transitórios nos enrolamentos internos de máquinas síncronas que alimentem cargas capacitivas. Ou seja, são estudados transitórios na parte interna dos geradores provocados pelo funcionamento de motores de indução. Considerando a faixa de frequência de transitórios eletromagnéticos, esses motores são representados por cargas capacitivas, principalmente durante sua energização [169].

Trabalhar com programas do tipo EMTP pode não ser uma tarefa atraente para estudantes de cursos de graduação na área de Engenharia Elétrica. O fato de, na maioria dos casos, tais estudantes terem contato apenas com modelos matemáticos pode desestimular o interesse dos mesmos. Além disso, no passado, os programas EMTP eram baseados no sistema operacional DOS, oferecendo uma tela de comando bastante simples. Dessa forma, a utilização de programas EMTP implicava em experiência com a estrutura rígida da linguagem FORTRAN, já que a entrada de dados era e continua sendo feita por meio de arquivos de dados que seguem a estrutura dessa linguagem, bem como em experiência com a entrada de cada elemento a ser utilizado pelo programa EMTP. Mesmo com o advento do sistema operacional Windows, muitos programas do tipo EMTP adaptados a esse novo ambiente apenas abriam janelas de saída para o sistema DOS onde tais programas eram executados. Assim, a utilização de telas de comando adaptadas diretamente ao ambiente Windows possibilitou a utilização de recursos gráficos mais elaborados, onde os elementos e dispositivos eram representados por elementos gráficos que podem ser conectados entre si. Tais telas lembram um ambiente de laboratório e sua utilização permitiu um primeiro contato mais estimulante para os estudantes de graduação citados com os programas do tipo EMTP [170].

Um ponto de partida para a introdução de dispositivos eletrônicos em modelagens de sistemas de potência, então, é a correta modelagem matemática e sua implementação de dispositivos eletrônicos em aplicativos do tipo EMTP [167, 171]. Assim, seis passos podem ser considerados para inclusão de tais dispositivos em programas do tipo EMTP: a representação de dispositivos semicondutores de chaveamento, a representação de dispositivos eletrônicos de potência, a representação do sistema de potência que contém tais dispositivos, a representação dos sistemas de controle, o nível de detalhamento da modelagem dos dispositivos eletrônicos, os limites da rotina numérica (erros e controle do processo) [167]. Ou seja, a modelagem dos dispositivos citados seria mais um item a ser adaptado a uma rotina numérica ou aplicativo dedicado ao tratamento de fenômenos transitórios, onde problemas tais como distorções harmônicas, análise no domínio da frequência e no domínio do tempo, já foram satisfatoriamente modelados [171]. Alguns exemplos de dispositivos eletrônicos utilizados para comprovar a eficiência da modelagem matemática aplicada foram simulações de acionamentos de velocidade ajustável (ASD - adjustable speed drive) com inversor do tipo VSI (voltage source inverter)

baseado em controle PWM (pulse width modulation), bem como, de acionamentos ASD com inversor do tipo CSI (current source inverter) [167].

No entanto, esses sistemas não são lineares e na modelagem de tais sistemas, um ponto de ajuste, que pode ser ótimo para uma dada configuração de operação, pode ser inadequado para outros pontos de operação. Dessa forma, métodos já existentes que foram aplicados com sucesso considerando apenas um ponto ótimo de operação em simulações de transitórios eletromagnéticos, são entendidos considerando uma faixa ótima de pontos de operação. No caso, os métodos existentes que consideravam apenas um ponto ótimo de operação estavam dentro de um contexto onde o uso de sistemas eletrônicos em sistemas de potência era limitado [172]. Após ser comprovada a eficiência dessa nova modelagem matemática, foi desenvolvida a sua rotina numérica correspondente para ser incluída nos programas do tipo EMTP [173], pois esse tipo de programa, como já comentado, é o padrão para simulação de transitórios eletromagnéticos em redes e sistemas de potência [2, 5, 75, 140, 172, 173]. Aprofundando mais essa linha de pesquisa, os sistemas eletrônicos empregados em larga escala em sistemas de potência, geram perdas que ainda não haviam sido considerados com precisão nos programas do tipo EMTP. São perdas causadas pelo chaveamento e pelo desempenho térmico desses componentes. Uma modelagem precisa dessas perdas deve ser incluída em aplicativos EMTP, pois os dispositivos de chaveamento básicos presentes nesses programas consideravam apenas um resistor acoplado a chaves controladas por tempo ou por tensão [174].

Os programas do tipo EMTP constituem a referência para a simulação de transitórios em redes monofásicas ou polifásicas e, por isso, são tomados como base para o desenvolvimento de novos aplicativos para simulações desse tipo. O desenvolvimento desse tipo de aplicativo pode ser relacionado a estudos de otimização de análises de fluxo de potência [175]. A eficiência e a precisão dos programas do tipo EMTP são devidas a uma modelagem matemática baseada em integração trapezoidal e, dessa forma, para se incluir novas rotinas numéricas em aplicativos desse tipo, tais rotinas devem ser desenvolvidas utilizando tal método de integração numérica [5]. O advento de dispositivos e sistemas eletrônicos de potência tornou mais complexas as modelagens matemática e numérica de redes elétricas de potência para simulação de fenômenos transitórios. No entanto, mesmo antes desse advento, havia interesse em se analisar fenômenos induzidos em outros sistemas, tais como sistemas telefônicos, pelos fenômenos transitórios nos sistemas de potência [176]. Técnicas de solução de equações diferenciais com a integração trapezoidal implícita foram introduzidas para tornar mais rápida a análise e simulação de transitórios rápidos sem sacrificar a precisão do método numérico utilizado. Assim, o método numérico, que posteriormente seria consagrado nos programas do tipo

EMTP, era aprimorado em relação ao tipo de transitório a ser simulado [177, 178]. Aliás, um dos fatores de grande aceitação dos programas do tipo EMTP e também de sua consagração em termos de simulação de transitórios é a sua similaridade com os simuladores existentes antes do advento de programas digitais. Tais simuladores são conhecidos por TNA (transient network analyzer) [178]. Um outro fator importante na modelagem numérica introduzida nos programas EMTP foi a consideração de parâmetros de linha de transmissão dependentes da frequência. No caso, analiticamente, tais parâmetros são tratados por meio de integrais de convolução. Numericamente, a modelagem deve ser cuidadosamente desenvolvida para que sejam mantidas a eficiência e a precisão do método numérico. Nesse caso, a preocupação é evitar que o método numérico torne-se instável numericamente [75]. Com o aumento da complexidade dos modelos utilizados por programas do tipo EMTP, uma das principais preocupações na introdução de novas rotinas numéricas em programas desse tipo era que o tempo necessário para realizar a simulação não se tornasse excessivo. Convencionou-se denominar o tal período de tempo como tempo computacional e assim, as técnicas e rotinas numéricas utilizadas em simulações digitais onde eram incluídos elementos de modelagem mais complexa, tais como pára-raios de descarga, saturação de núcleos de transformadores e outros elementos não lineares e variantes com o tempo, não deveriam aumentar excessivamente o tempo computacional, tornando as simulações lentas demais [179]. Os algoritmos evoluíram também em termos de incluir o cálculo de parâmetros de linhas de transmissão aéreas [180], passando por reestruturação de técnicas de modelagens já existentes de máquinas síncronas para simulações de transitórios eletromagnéticos [181], havendo a possibilidade de basear a modelagem de máquinas síncronas em método alterado de análise em frequência. Nesse último caso, utilizam-se variáveis dinâmicas fasoriais ao invés de variáveis instantâneas no domínio do tempo [182].

Assim, a estrutura básica dos programas do tipo EMTP recebeu contribuições, diminuindo as limitações desses aplicativos, como por exemplo, ao se introduzir modelagens de linhas não uniformes [183]. Por outro lado, os aplicativos EMTP tornaram-se também um dos principais procedimentos para comprovação de métodos de análises desenvolvidos para diversas aplicações, tais como estudos de qualidade de energia, distorções harmônicas e fluxo de potência [184].

Com o objetivo de aprimorar a modelagem de linhas de transmissão utilizada pelos programas EMTP, são estudados detalhes quanto às matrizes de transformação fase-modo, considerando a variação dessas matrizes com a frequência e aplicando tal procedimento em situações de linhas de transmissão assimétricas [185, 186]. Incorporando redes neurais artificiais à modelagem de linhas de transmissão, obtém-se um aplicativo capaz de realizar diagnóstico e localização de faltas em tais linhas.

Dessa forma, pode-se analisar a influência do modelo de linha de transmissão na classificação e identificação de faltas em sistemas de potência [187]. Para casos em que o sistema onde ocorre um transitório eletromagnético esteja em regime permanente, a determinação precisa da solução em regime permanente tem sido uma linha de pesquisa importante. Com a aplicação de dispositivos eletrônicos em sistemas de potência, os algoritmos utilizados para a determinação das variáveis em regime permanente têm sido revisados e modificados [188].

A modelagem precisa de componentes de sistemas de potência para aplicação em análises e simulações de transitórios eletromagnéticos requer que tais componentes sejam parametrizados em função da frequência. Utilizando a teoria de quadripolos, é possível aproximar as matrizes dependentes da frequência por funções racionais. Nesse caso, aplica-se o ajuste vetorial (vector fitting) para obter resultados baseados em soma de frações parciais [189]. As respostas no domínio da frequência obtidas a partir de aproximações por funções racionais em análises de transitórios em sistemas de potência podem ser melhoradas se o ajuste vetorial incorporar melhorias na relocação de pólos da função transferência representativa do sistema. Isso leva a uma ampliação na faixa de frequência de modelagem dos sistemas analisados, tais como linhas de transmissão, redes equivalentes e transformadores [190]. Os métodos numéricos utilizados para análise e simulação de transitórios em sistemas elétricos, podem ser avaliados comparando os resultados obtidos por esses métodos com seus correspondentes obtidos por um método de precisão indiscutível. Em alguns casos, o método de precisão incontestável pode ser baseado nas transformadas de Fourier e suas inversas [191]. Porém, os métodos desenvolvidos não são precisos o suficiente para serem aplicados em análises de cabos subterrâneos. Nesse caso, a modelagem é mais detalhada e o método utilizado para estudos de transitórios eletromagnéticos é baseado em convoluções recursivas. Obtém-se, então, uma rotina numérica de alta eficiência e precisão na determinação de tensões e correntes ao longo do cabo subterrâneo [192].

Algumas grandezas importantes para a análise de transitórios eletromagnéticos, tais como a velocidade de propagação de uma onda, são determinadas para situações em que as técnicas convencionais não podem ser usadas. Nesses casos, empregam-se técnicas numéricas baseadas no equacionamento de campos eletromagnéticos. Uma dessas situações é utilizar condutores com altura variável em relação ao solo, ou inclinados em relação à referência horizontal adotada como representativa do solo. Estuda-se, então, o erro introduzido no cálculo da velocidade de propagação de uma onda quando são utilizados métodos de diferenças finitas no domínio do tempo para parametrização de um condutor fino inclinado [193]. Ainda com relação à propagação de transitórios

eletromagnéticos, são simulados os efeitos da propagação de uma descarga atmosférica no sistema de distribuição de energia para consumidores ligados a transformadores da rede aérea de distribuição. Com a utilização mais freqüente de equipamentos eletrônicos em residências, escritórios, indústrias e edifícios, as sobretensões geradas por descargas elétricas na rede de distribuição podem danificar tais equipamentos utilizados pelos consumidores finais de energia [194]. Tanto no caso do condutor inclinado como no caso da propagação de transitórios para o consumidor final, há relações com o aterramento ou o referencial de terra que é estudado de forma mais específica por meio da impedância de terra. Tal impedância é analisada classicamente utilizando fórmulas propostas por Carson e Pollaczek. Com o avanço de técnicas numéricas e a necessidade de uma representação mais precisa da impedância de terra para casos como o estudo da propagação de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão, várias propostas de aprimoramento desse equacionamento têm sido propostas. Entre elas inclui-se a proposta de determinar a impedância de terra a partir das fórmulas de Carson utilizando aproximações por funções logarítmicas duplas [195]. Já em casos de equivalentes de sistemas de potência em cálculos de transitórios eletromagnéticos, se um equivalente é de ordem reduzida, o tempo de simulação também é reduzido. No entanto, modelos que utilizam funções racionais não podem ser tratados com boa precisão em uma larga faixa de freqüência com os sistemas de potência sendo representados por equivalentes de ordem reduzida. Uma proposta para melhorar tais equivalentes é utilizar subdivisões da faixa de freqüência em estudo, calculando para cada subdivisão os pólos e zeros das funções racionais representativas do sistema considerado [196, 197]. Além dos métodos clássicos de simulação de transitórios eletromagnéticos, há propostas de aplicação de ferramentas matemáticas tradicionalmente utilizadas em outras áreas de aplicação de sistemas elétricos e eletrônicos. Um exemplo disso é a aplicação de métodos baseados em transformada Z para simulação de transitórios eletromagnéticos [198].

Dessa forma, diversos autores têm trabalhado com análise e simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência. Por outro lado, há outros autores que aplicam teorias, modelos e técnicas desenvolvidas para a área de linhas de transmissão em outras áreas de sistemas de potência, sistemas eletrônicos e sistemas de controle. Podem ser citados trabalhos que incluem modificações em técnicas já conhecidas, tais como o algoritmo de Schur [199], modelos analíticos baseados em linhas de transmissão para contatos ôhmicos em ligas metálicas [200], aplicações em isolamento elétrica e dielétricos [201], bem como, em compatibilidade eletromagnética [202]. Estudam-se casos extremos onde o comprimento do cabo condutor tem a mesma ordem de grandeza da onda propagada [202]. São analisados cabos condutores localizados acima de superfícies condutoras

metálicas [203] e o fluxo de corrente em contatos semicondutores [204]. Modelos a parâmetros distribuídos são aplicados na localização de faltas [205] e representa-se um TNA digital por um modelo de linha de transmissão em tempo real [206]. A dificuldade de utilizar-se um passo de tempo que não é muito maior que o tempo de propagação de uma onda é estudada, pois essa é uma situação limite em programas do tipo EMTP [207]. São estudadas técnicas de variáveis de estado em diversas aplicações relacionadas a análises de linhas de transmissão [142, 143, 144, 145, 208, 209]. Detalhes construtivos como feixes expandidos também são tratados [210]. Os programas do tipo EMTP também podem ser usados na modelagem de compensadores estáticos [211], além de aplicações em situações reais especiais, tais como a alimentação de motores submersos para bombeamento em poços petrolíferos de grande profundidade. Nesse caso, são utilizados longos cabos e os problemas analisados são os transitórios em tais cabos [212, 213, 214]. Quanto a fluxo de potência, a injeção de corrente pode ser um método aplicado para cálculos desse tipo [215, 216, 217].

II.1 – Proposta deste trabalho

As linhas de transmissão não são modeladas com precisão utilizando apenas o domínio do tempo, pois os parâmetros longitudinais das mesmas são fortemente dependentes da frequência. Há, também, acoplamento mútuo entre as fases. Somando essas duas características, há uma matriz de impedâncias para cada valor de frequência. Assim, as grandezas elétricas relacionadas aos parâmetros longitudinais e à matriz de impedâncias também são dependentes da frequência. No caso da matriz de admitâncias, a variação em função da frequência pode ser considerada desprezível para valores de até 1 MHz, pois os parâmetros transversais apresentam uma variação muito pequena em função da frequência [218]. Devido a isso, neste trabalho, a maior parte das análises foram feitas em relação aos parâmetros longitudinais e à matriz de impedâncias (Z), para a faixa de frequência de 10 Hz até 1 MHz. Isso engloba fenômenos de regime permanente até descargas atmosféricas [4, 12]. Com relação à modelagem de linhas de transmissão, será empregada a transformação modal, pois, no domínio dos modos, a influência da frequência é introduzida com facilidade na representação dos parâmetros longitudinais. Além disso, as matrizes representativas da linha tornam-se diagonais para qualquer valor de frequência. O inconveniente é a frequência ter influência sobre as matrizes de transformação.

O modelo matemático proposto neste trabalho é baseado na aplicação de uma matriz de transformação modal única e real para toda a faixa de frequência considerada. São analisados sistemas com uma linha de circuito duplo e com duas linhas paralelas de circuito duplo. Utilizando uma única referência homopolar para todas as fases dessa linha, uma matriz única e real constitui-se como matriz

de autovetores para a situação de transposição ideal, independente e simultânea dos circuitos trifásicos da linha [10, 19, 101, 102, 112, 139, 219, 220]. Os outros modos são obtidos a partir de combinações lineares dos elementos da matriz de Clarke [165]. Para o sistema com duas linhas paralelas de circuito duplo ainda restam eliminar o acoplamento mútuo entre dois conjuntos de modos para o caso de transposição ideal, independente e simultânea dos circuitos trifásicos desse sistema. Para os dois sistemas considerados, são feitas análises erros para a situação de não transposição. Assim, para esses dois sistemas, a matriz proposta é uma boa aproximação em relação à transformação modal exata.

Completando a análise realizada, são feitas simulações de energização e de curto-circuito monofásico franco em um exemplo real de linha de circuito duplo [29-39, 114-124, 126, 127]. A modelagem proposta também é validada por meio de comparações com resultados obtidos utilizando o modelo interno dos programas ETMP e a linha trifásica simples considerada para tais ajustes [2, 113].

III– Representação matemática das linhas analisadas

A partir da distribuição geométrica dos cabos pára-raios e dos cabos condutores de fase de uma linha de transmissão, os valores de parâmetros elétricos longitudinais e transversais da mesma são determinados. Para este trabalho, foi desenvolvida uma rotina numérica no programa MatLabTM para cálculo dos parâmetros elétricos longitudinais e transversais no domínio das fases. Posteriormente, as transformações propostas neste trabalho foram aplicadas e seus resultados foram analisados.

III.1 – Cálculo dos parâmetros longitudinais e transversais em componentes de fase

O estudo de fenômenos de propagação de ondas eletromagnéticas em linhas de transmissão depende de diversos fatores. A complexidade desse tipo de análise é relacionada principalmente aos seguintes fatores:

- o solo ao longo de toda extensão da linha não é plano e nem homogêneo. Em geral, suas características não são conhecidas com precisão;
- a configuração geométrica exata da linha depende da distribuição dos cabos ao longo do vão livre entre as torres. Isso interfere na definição dos campos eletromagnéticos correspondentes;
- há ocorrência de fenômenos não lineares que dependem de características tais como a resistividade do solo e a configuração geométrica exata da linha. Entre esses fenômenos pode ser citado o efeito corona;
- os cabos pára-raios apresentam características magnéticas não lineares.

No entanto, em geral, hipóteses simplificadoras são admitidas acarretando que determinadas características são modeladas como sendo constantes, uniformes ou homogêneas. Mesmo com tais hipóteses, a determinação do campo eletromagnético em linhas de transmissão envolve uma modelagem matemática bastante complexa. As hipóteses aplicadas em análises de linhas de transmissão são:

- o solo é plano nas vizinhanças da linha;
- os condutores são paralelos entre si e em relação ao solo, sendo a dimensão de seus diâmetros desprezíveis quando comparados às distâncias envolvidas;
- os efeitos terminais da linha e das estruturas de sustentação são desprezados na determinação do campo eletromagnético;
- os cabos pára-raios têm permeabilidade magnética constante;

- os condutores de fase, compostos de fios de alumínio ou de cobre encordoados com alma de aço, são representados por um condutor com seção transversal com a forma de coroa circular e a corrente na alma de aço é desprezada.

A partir dessas hipóteses, são calculadas as matrizes de impedâncias longitudinais (Z) e de admitâncias transversais (Y) em componentes de fase. Em razão da necessidade de uma análise das características da linha de transmissão, tais matrizes, muitas vezes, são calculadas para um valor ou uma faixa de frequência, determinando os fatores predominantes em um intervalo de frequência, ou qual a influência da terra, ou até mesmo, para se obter uma avaliação preliminar do desempenho da linha durante a sua energização, detectando os pontos críticos para o controle da tensão. No caso de transitórios eletromagnéticos, a faixa de frequência é ampla, incluindo valores desde regime permanente até algumas centenas de megahertz. Diante dessas necessidades de análise, foi escolhida como modelagem mais adequada a transformação dos componentes de fase em modos naturais da linha. Portanto, neste capítulo, aplica-se o modelo para representação de uma linha de transmissão onde uma mesma matriz de transformação é utilizada para a toda a faixa de frequência estudada. Os elementos dessa matriz de transformação são reais, sendo determinados em função das características geométricas da linha e baseados nos elementos da matriz de Clarke [165]. A matriz de transformação ser real significa que ela pode ser representada nos programas de simulação de transitórios eletromagnéticos por meio de transformadores ideais. Esse modelo obtém resultados exatos quando aplicado a linhas idealmente transpostas, ou seja, a transposição ocorre em intervalos curtos em relação a um quarto do comprimento de onda. Pode ser aplicado ainda, com erros desprezíveis, em linhas que tenham um plano de simetria vertical e não sofram transposição [33-39].

III.1.a – Modelagem de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão por equações diferenciais

O tempo em que ocorre um fenômeno transitório é infinitamente pequeno, da ordem de milésimos ou milionésimos de segundos, quando considerado em relação ao tempo em que o sistema elétrico de potência opera em regime permanente. Entretanto, os fenômenos transitórios, devido às descargas atmosféricas, as operações com os equipamentos do sistema elétrico (chaveamentos) e às faltas provocadas por curto-circuito, evidentemente provocam maiores solicitações de tensão e de corrente do que aquelas em regime permanente.

Assim, serão obtidas as equações diferenciais que representam as relações de tensão e corrente em uma linha de transmissão, considerando uma linha real, incluindo em seu circuito equivalente,

elementos representativos das perdas nos condutores (parâmetros longitudinais) e das perdas nos dielétricos (parâmetros transversais), como mostra a figura III.1, na qual um trecho da linha é modelado. Esse trecho tem comprimento Δx e é um segmento elementar da linha.

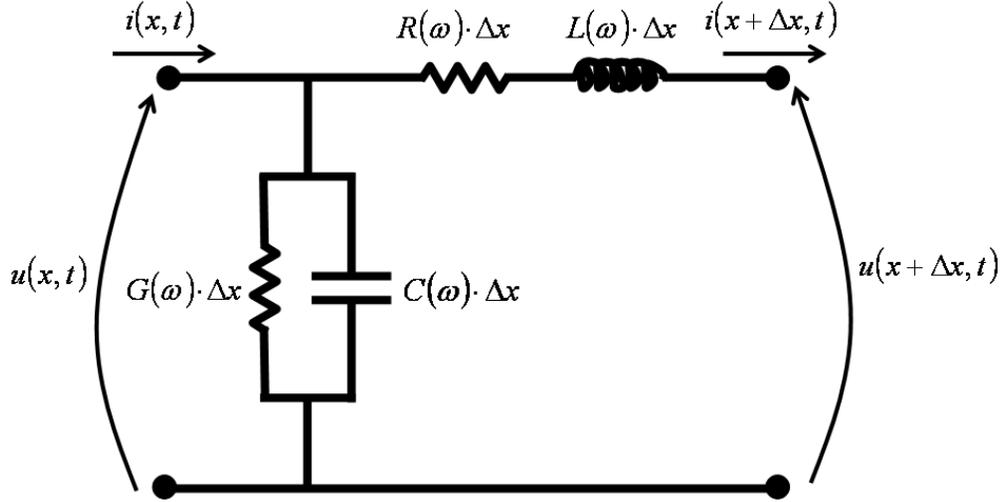


Figura III.1 – Segmento elementar de uma linha de transmissão

Considerando $u(x,t)$ como a tensão e $i(x,t)$ como sendo a corrente, são escritas as equações do circuito da figura III.1. A tensão e a corrente são dependentes da distância de um ponto da linha a um ponto de referência pré-estabelecido, bem como, do instante de tempo considerado. Assim:

$$u(x,t) = R(\omega) \cdot \Delta x \cdot i(x + \Delta x, t) + L(\omega) \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial i(x + \Delta x, t)}{\partial t} + u(x + \Delta x, t) \quad (\text{III.1})$$

Colocando as funções de tensão no primeiro membro da expressão (III.1), obtém-se:

$$\frac{-u(x + \Delta x, t) + u(x, t)}{\Delta x} = \left[R(\omega) + L(\omega) \cdot \frac{\partial}{\partial t} \right] \cdot i(x + \Delta x, t) \quad (\text{III.2})$$

De forma idêntica para a corrente, tem-se:

$$i(x + \Delta x, t) = i(x, t) - G(\omega) \cdot \Delta x \cdot u(x, t) - C(\omega) \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} \quad (\text{III.3})$$

Isolando a corrente da tensão na expressão anterior, obtém-se:

$$\frac{-i(x + \Delta x, t) + i(x, t)}{\Delta x} = \left[G(\omega) + C(\omega) \cdot \frac{\partial}{\partial t} \right] \cdot u(x, t) \quad (\text{III.4})$$

Escrevendo as equações (III.2) e (III.4) em notação de fasores, aplicando o limite em ambos os

lados das equações e fazendo x tender a zero, obtêm-se as equações diferenciais de uma linha de transmissão monofásica. Sendo que nesse caso, u_F representa a tensão de fase, i_F é a corrente de fase, Z é a impedância da linha por unidade de comprimento e Y é a admitância da linha por unidade de comprimento. Ou seja:

$$-\frac{du_F}{dx} = Z \cdot i_F \quad (\text{III.5})$$

$$-\frac{di_F}{dx} = Y \cdot u_F \quad (\text{III.6})$$

III.1.b – Matriz de impedâncias longitudinais

A matriz de impedâncias longitudinais é uma matriz de impedâncias série que representa a soma das seguintes contribuições:

- impedância interna do condutor (Z_I), determinada a partir de funções de Bessel. Utilizando a funções de ordem zero e de primeira ordem, os valores calculados já são bastante precisos. Nessa modelagem, o efeito pelicular devido à influência da frequência também é considerado;
- impedância externa (Z_E), determinada a partir da disposição dos cabos condutores e dos cabos pára-raios;
- impedância devido a influência do solo (Z_S), determinada com a aplicação de séries completas de Carson.

III.1.c – Matriz de admitâncias transversais

A admitância Y de uma linha de transmissão é função somente das posições relativas entre condutores distintos, entre condutores e cabos pára-raios, bem como, em relação ao solo. Considerando a condutância do ar como desprezível, a parte real dessa admitância é nula. Tem-se, então:

$$Y = j(2\pi\omega\epsilon_0) \cdot \frac{1}{A} \quad (\text{III.7})$$

Na equação (III.7), têm-se ω [rad/s] que representa a frequência angular, ϵ_0 ($8,85 \times 10^{-12}$ F/m) que representa a permissividade do ar e a matriz A , cujos elementos são mostrados na equação (III.8).

$$a_{ij} = \ln \left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}} \right) \quad (\text{III.8})$$

Para os termos próprios, os índices da equação (III.8) são iguais. Assim, têm-se:

$$\begin{aligned}
 i &= j \\
 D_{ij} &= D_{ii} = 2h_i \\
 d_{ij} &= d_{ii} = r_i
 \end{aligned}
 \tag{III.9}$$

Por meio das expressões (III.8) e (III.9), os elementos da matriz A são calculados em função somente da geometria da linha, e, portanto, independentes da frequência. Portanto, a configuração da linha apresentada na figura III.2, mostra detalhadamente os parâmetros utilizados na determinação dos elementos da matriz A.

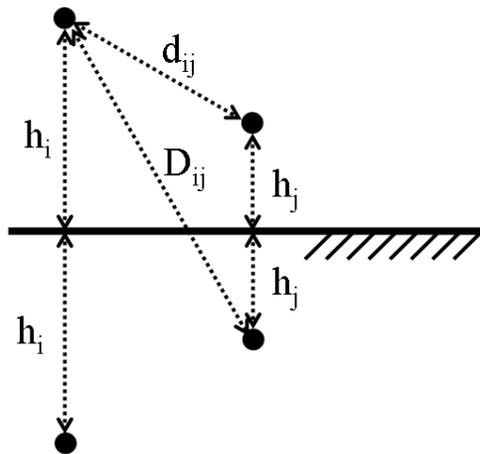


Figura III.2 – Parâmetros utilizados na determinação dos elementos da matriz Y de uma linha de transmissão.

III.2 – Modelo para linha trifásica simples

Uma linha trifásica simples e simétrica é representada na figura III.3. Nessa figura, os cabos pára-raios são considerados agregados.

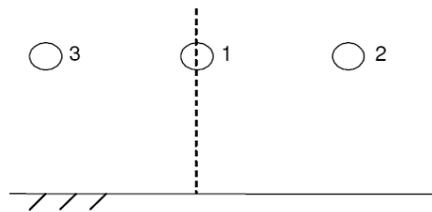


Figura III.3 – Representação esquemática de uma linha trifásica simples e simétrica.

A matriz de impedâncias longitudinais em componentes de fase pode ser descrita para a linha esquematizada na figura anterior, considerando-a não transposta, por:

$$Z = \begin{bmatrix} A & D & D \\ D & B & F \\ D & F & B \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

A matriz de admitâncias transversais possui fórmula semelhante à matriz Z.

Em razão do plano de simetria dos condutores na estrutura da figura III.3, a transformação de Clarke pode ser aplicada e as correntes nos condutores podem ser decompostas como indicadas na figura III.4. A matriz de Clarke é mostrada na equação (III.11). A matriz inversa de Clarke é mostrada na equação (III.12). Nesse caso, a matriz inversa de Clarke é igual à matriz transposta de Clarke.

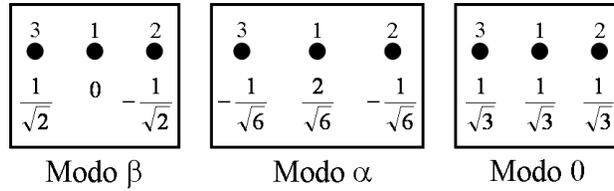


Figura III.4 – Correntes nos condutores para os componentes de Clarke.

$$T_{CL} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$T_{CL}^{-1} = T_{CL}^T = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{6}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Aplicando a matriz de Clarke para o vetor de correntes de fases, tem-se o vetor de correntes de modos:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = T_{CL} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Para o vetor de correntes de fases, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{CL}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Da mesma forma, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = T_{CL} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad e \quad \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = T_{CL}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Substituindo as expressões (III.14) e (III.15) na equação (III.5), têm-se relações entre grandezas no domínio dos modos:

$$-\frac{d(T_{CL}^{-1} \cdot u_{\alpha\beta 0})}{dx} = Z \cdot T_{CL}^{-1} \cdot i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{III.16})$$

Desenvolvendo a expressão anterior, obtêm-se:

$$-\frac{du_{\alpha\beta 0}}{dx} = T_{CL} \cdot Z \cdot T_{CL}^{-1} \cdot i_{\alpha\beta 0} \quad (\text{III.17})$$

Portanto, tem-se a matriz de impedâncias longitudinais no domínio dos modos:

$$Z_{\alpha\beta 0} = T_{CL} \cdot Z \cdot T_{CL}^{-1} \quad (\text{III.18})$$

E a matriz de admitância resulta no domínio modal em:

$$Y_{\alpha\beta 0} = T_{CL} \cdot Y \cdot T_{CL}^{-1} \quad (\text{III.19})$$

Aplicando (III.10), (III.11), (III.12) em (III.18), obtêm-se:

$$Z_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Z_\alpha & 0 & Z_{\alpha 0} \\ 0 & Z_\beta & 0 \\ Z_{\alpha 0} & 0 & Z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Os termos da matriz da equação (III.20) são definidos como:

$$Z_\alpha = \frac{1}{3}(2A + B - 4D + F) \quad (\text{III.21})$$

$$Z_\beta = B - F \quad (\text{III.22})$$

$$Z_0 = \frac{1}{3}(A + 2B + 4D + 2F) \quad (\text{III.23})$$

$$Z_{\alpha 0} = \frac{\sqrt{2}}{3}(A - B + D - F) \quad (\text{III.24})$$

O componente β é um modo exato, pois não há acoplamento entre esse modo e os outros dois modos. O mesmo não é verdadeiro para os componentes α e 0, pois há um termo mútuo entre esses dois componentes. Para a linha trifásica simétrica e não transposta mostrada na figura III.3, os termos mútuos da matriz $Z_{\alpha\beta 0}$ são praticamente desprezíveis quando comparados com os termos próprios ao se considerar a faixa de frequência de ocorrência de fenômenos transitórios. Dessa forma, o termo de acoplamento, $Z_{\alpha 0}$ pode ser desprezado e os componentes α e 0 podem ser tratados como uma boa aproximação para os modos exatos. Nesse caso, a denominação de quase modos é utilizada. Caso o plano de simetria vertical não exista, a modelagem apresentada ainda é uma boa alternativa quando uma rotina de correção é aplicada na matriz de Clarke [33-39]. Se a linha for idealmente transposta, com trechos de transposição pequenos quando comparados a um quarto do comprimento de onda, então há somente um termo próprio e um termo mútuo na matriz de impedâncias longitudinais em componentes de fase, eliminando o acoplamento entre os componentes α e 0. Dessa forma, têm-se três modos exatos com a aplicação da matriz de Clarke. Para a linha idealmente transposta, os modos α e β são iguais. Já o modo 0 é diferente dos outros dois modos. A matriz de impedâncias longitudinais é descrita por:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_p & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_p & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_p \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

onde: Z_p – média dos termos próprios. Nesse caso: $Z_p = \frac{(A + 2B)}{3}$;

Z_m – média dos termos mútuos. Nesse caso: $Z_m = \frac{(F + 2D)}{3}$.

No domínio dos modos, tem-se:

$$Z_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Z_p - Z_m & 0 & 0 \\ 0 & Z_p - Z_m & 0 \\ 0 & 0 & Z_p + 2Z_m \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

A equação referente ao quase-modo homopolar pode ser apresentada das seguintes formas:

$$Z_0 = \frac{A+2B}{3} + 2 \cdot \frac{F+2D}{3} \quad (\text{III.27})$$

$$Z_0 = Z_p + 2 \cdot Z_m \quad (\text{III.28})$$

A impedância do quase-modo homopolar para linha não transposta é igual à impedância do modo homopolar da linha transposta. Essa igualdade resulta da utilização da matriz de Clarke como matriz de transformação fase-modo nos dois casos. A linha de transmissão pode, então, ser modelada por meio de cascatas de circuitos π , uma cascata para cada modo ou quase-modo. A dependência dos parâmetros longitudinais com a frequência pode ser sintetizada por meio de resistores e indutores em paralelo [8, 15-19, 33-56, 59-67, 79, 99-102, 115-127].

III.3 – Modelo para a linha de transmissão de circuito duplo

Em análises de linhas de circuito duplo, foi aplicada uma matriz de transformação única e real em toda faixa de frequência de manobra e falta. Essa matriz de transformação foi obtida pela manipulação de duas matrizes reais e independentes da frequência. Em programas que trabalham no domínio do tempo, tais como EMTP, EMTDC, ATP e MICROTRAN, a matriz de transformação única e real é introduzida com o uso de transformadores ideais e de elementos de circuitos elétricos. Dessa forma, a matriz de transformação é representada por conjuntos de transformadores monofásicos ideais e a dependência com a frequência dos parâmetros longitudinais é representada por cascatas de circuitos π modificados, ou circuitos sintéticos. Essa modelagem é denominada quase modos. Assim, o modelo de quase modos pode ser utilizado para incluir uma representação mais precisa do solo, introduzindo em análises de transitórios eletromagnéticos a variação da condutividade e da permissividade em função da frequência. A variação da condutividade pode ser considerada aleatória e a linha ser dividida em elementos homogêneos [42, 44, 50, 183].

III.4 – Representação esquemática de uma linha de transmissão de circuito duplo

Uma linha de transmissão de circuito duplo pode ser representada, genericamente, pelo esquema mostrado na figura III.5, no qual cada um dos circuitos trifásicos é agrupado separadamente do outro. Considerando os cabos pára-raios implicitamente incluídos nas impedâncias das fases e a existência de um eixo de simetria vertical, determinam-se pares de condutores simétricos, segundo a figura III.6. Nessa figura, ao invés da identificação das fases de cada circuito, os cabos condutores são numerados em sentido horário a partir do canto superior esquerdo. Utilizando essa identificação, a figura III.7 mostra um esquema gráfico dos acoplamentos mútuos em relação ao condutor equivalente da primeira

fase. Generalizando para as outras fases, obtêm-se as matrizes de impedâncias e de admitâncias de uma linha de circuito duplo genérica.

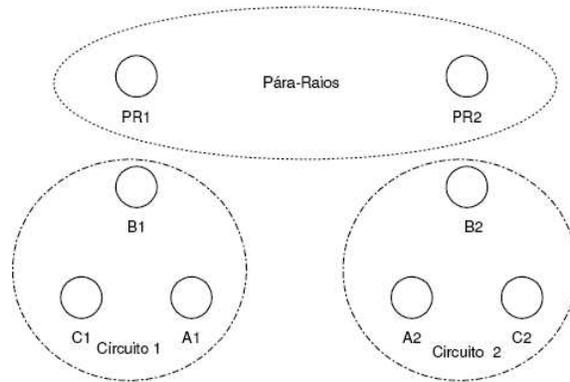


Figura III.5 – Representação de uma linha trifásica de circuito duplo.

No caso dessa modelagem, um produto matricial é utilizado como matriz de transformação. A primeira matriz de transformação é denominada média-antimédia. A transformação média-antimédia é obtida baseando nos pares simétricos da figura III.6 e é responsável pelo desacoplamento dos dois circuitos trifásicos da linha. Ou seja, para que a aplicação dessa primeira matriz de transformação resulte no desacoplamento dos circuitos, necessita-se de um plano de simetria vertical. Dessa forma, tal transformação depende da geometria da linha de transmissão, sendo determinada mediante soma e diferença das correntes de linha, ou tensões de fase, de cada par de condutores mostrado na figura III.6.

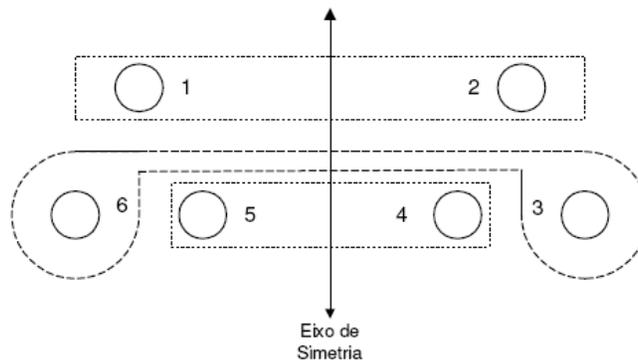


Figura III.6 – Pares de condutores simétricos em uma linha trifásica de circuito duplo.

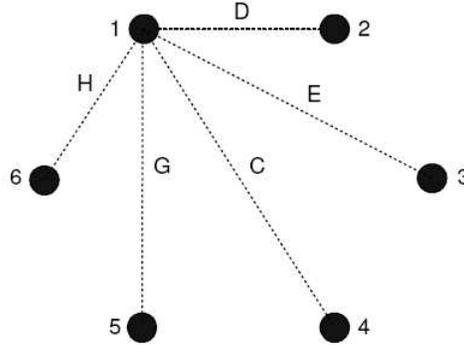


Figura III.7 – Acoplamentos mútuos de uma linha trifásica de circuito duplo.

O principal objetivo da transformação média-antimédia é alterar a base vetorial do sistema, anulando determinados elementos das matrizes Z e Y . Ou seja, é feita uma combinação linear entre os elementos da matriz Z e também entre os elementos da matriz Y . De forma mais concisa, dois novos circuitos trifásicos são criados e entre esses novos circuitos trifásicos não existe acoplamento mútuo, ou seja, são circuitos desacoplados. No caso de linhas de transmissão representadas por matrizes de sexta ordem, quando os pára-raios são considerados implícitos, tendo um plano de simetria definido, obtêm-se dois circuitos trifásicos independentes: um relacionado aos valores médios e o outro relacionado aos valores antimédios. Para o caso genérico de uma linha de circuito duplo, a matriz de transformação média-antimédia é a seguinte:

$$T_{MA} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Nesse caso:

$$T_{MA}^{-1} = T_{MA}^t \quad (\text{III.30})$$

Dessa forma, têm-se:

$$Z_{MA} = T_{MA} \cdot Z \cdot T_{MA}^{-1} \quad e \quad Y_{MA} = T_{MA} \cdot Y \cdot T_{MA}^{-1} \quad (\text{III.31})$$

As estruturas das matrizes da equação (III.31) são, de forma simplificada, as seguintes:

$$Z_{MA} = \begin{bmatrix} Z_M & 0 \\ 0 & Z_A \end{bmatrix} \quad e \quad Y_{MA} = \begin{bmatrix} Y_M & 0 \\ 0 & Y_A \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Na equação (III.32), cada um dos elementos é uma matriz de terceira ordem. Portanto, os

elementos de impedância são:

$$Z_M = \begin{bmatrix} A+D & E+H & G+C \\ E+H & B+M & L+J \\ G+C & L+J & I+N \end{bmatrix} \quad e \quad Z_A = \begin{bmatrix} A-D & E-H & G-C \\ E-H & B-M & L-J \\ G-C & L-J & I-N \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Os elementos de admitância têm estrutura semelhante aos elementos de impedância, sendo que apenas os valores numéricos são diferentes. Dessa forma, tais elementos podem ser representados da seguinte forma:

$$Y_M = \begin{bmatrix} A'+D' & E'+H' & G'+C' \\ E'+H' & B'+M' & L'+J' \\ G'+C' & L'+J' & I'+N' \end{bmatrix} \quad e \quad Y_A = \begin{bmatrix} A'-D' & E'-H' & G'-C' \\ E'-H' & B'-M' & L'-J' \\ G'-C' & L'-J' & I'-N' \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Aplicando a transformação de Clarke nas matrizes das equações (III.33), obtêm-se as matrizes correspondentes no domínio dos modos:

$$Z_{M\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Z_{M\alpha} & Z_{M\alpha\beta} & Z_{M\alpha 0} \\ Z_{M\alpha\beta} & Z_{M\beta} & Z_{M\beta 0} \\ Z_{M\alpha 0} & Z_{M\beta 0} & Z_{M0} \end{bmatrix} \quad e \quad Z_{A\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Z_{A\alpha} & Z_{A\alpha\beta} & Z_{A\alpha 0} \\ Z_{A\alpha\beta} & Z_{A\beta} & Z_{A\beta 0} \\ Z_{A\alpha 0} & Z_{A\beta 0} & Z_{A0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Com relação às matrizes das equações (III.34), aplicando-se a transformação de Clarke, as estruturas obtidas são idênticas àquelas apresentadas nas equações (III.35). Ou seja:

$$Y_{M\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Y_{M\alpha} & Y_{M\alpha\beta} & Y_{M\alpha 0} \\ Y_{M\alpha\beta} & Y_{M\beta} & Y_{M\beta 0} \\ Y_{M\alpha 0} & Y_{M\beta 0} & Y_{M0} \end{bmatrix} \quad e \quad Y_{A\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} Y_{A\alpha} & Y_{A\alpha\beta} & Y_{A\alpha 0} \\ Y_{A\alpha\beta} & Y_{A\beta} & Y_{A\beta 0} \\ Y_{A\alpha 0} & Y_{A\beta 0} & Y_{A0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

Resumindo o desenvolvimento, a transformação média-antimédia desacopla os dois circuitos trifásicos da linha de circuito duplo independente da linha ser transposta ou não. Aplicando a transformação de Clarke para linhas de circuito duplo não transpostas, as estruturas obtidas são mostradas nas equações (III.35) e (III.36). Para linhas de circuito duplo transpostas, os elementos $Z_{M\alpha\beta}$, $Z_{M\alpha 0}$, $Z_{M\beta 0}$, $Z_{A\alpha\beta}$, $Z_{A\alpha 0}$, $Z_{A\beta 0}$, $Y_{M\alpha\beta}$, $Y_{M\alpha 0}$, $Y_{M\beta 0}$, $Y_{A\alpha\beta}$, $Y_{A\alpha 0}$ e $Y_{A\beta 0}$ são nulos e as matrizes modais são reduzidas a:

$$\begin{aligned}
 Z_{M\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} Z_{M\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{M\beta} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{M0} \end{bmatrix}, & Z_{A\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} Z_{A\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{A\beta} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{A0} \end{bmatrix}, \\
 Y_{M\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} Y_{M\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{M\beta} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{M0} \end{bmatrix} & e & Y_{A\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} Y_{A\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{A\beta} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{A0} \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{III.37}$$

Alguns tipos de transposição de linhas de circuito duplo já foram testadas e, no caso, uma delas foi a base para a obtenção de uma única matriz de transformação para linhas de circuito duplo transpostas, bem como, para a aproximação de matriz de transformação sugerida para um sistema com duas linhas paralelas de circuito duplo. No caso particular mencionado, consideram-se transposições ideais e independentes para cada um dos circuitos trifásicos da linha de circuito duplo. Esquemáticamente, os acoplamentos mútuos são mostrados na próxima figura.

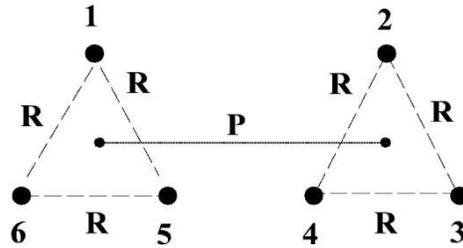


Figura III.8 – Acoplamentos mútuos de uma linha trifásica de circuito duplo cujos circuitos trifásicos são transpostos independentemente.

Utilizando a numeração das fases da figura anterior e aplicando a multiplicação da matriz média-antimédia pela matriz de Clarke, a matriz de transformação fase-modo é determinada. A matriz de transformação fase-modo tem os seguintes elementos:

$$T_{FASE-MODO} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \tag{III.38}$$

A transposição independente de cada circuito trifásico leva a uma simplificação da matriz de transformação proposta neste trabalho. Isso será desenvolvido nos próximos itens deste capítulo.

III.5 – Matriz de transformação modal baseada em uma única referência homopolar

De acordo com o teorema de C. L. Fortescue's, um sistema hexafásico desbalanceado ou sistema duplo trifásico desbalanceado pode ser tratado como seis sistemas balanceados. O sistema original desbalanceado pode ser expresso em termos de seus componentes simétricos [122, 123, 124]. Dessa forma, as tensões em um sistema duplo trifásico podem ser descritas como:

$$\begin{cases} V_{A1} = V_{a1} + V_{a2} + V_{a3} + V_{a4} + V_{a5} + V_{a0} \\ V_{B1} = V_{b1} + V_{b2} + V_{b3} + V_{b4} + V_{b5} + V_{b0} \\ V_{C1} = V_{c1} + V_{c2} + V_{c3} + V_{c4} + V_{c5} + V_{c0} \\ V_{A2} = V_{d1} + V_{d2} + V_{d3} + V_{d4} + V_{d5} + V_{d0} \\ V_{B2} = V_{e1} + V_{e2} + V_{e3} + V_{e4} + V_{e5} + V_{e0} \\ V_{C2} = V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} + V_{f4} + V_{f5} + V_{f0} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Graficamente, têm-se:

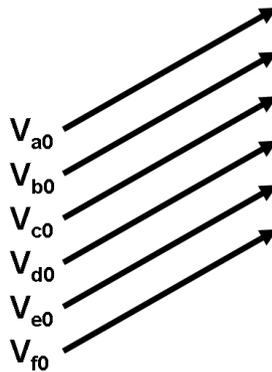


Figura III.9 – Componentes de seqüência zero para um sistema duplo trifásico.

Portanto, as tensões desbalanceadas podem ser sintetizadas gráfica ou analiticamente por meio da equação (III.39). Os componentes homopolares ou de seqüência zero são iguais e configuram a única referência de terra para o sistema desbalanceado. Nesse caso, os componentes de seqüência zero são:

$$V_{a0} = V_{b0} = V_{c0} = V_{d0} = V_{e0} = V_{f0} \quad (\text{III.40})$$

No caso de programas do tipo EMTP, as matrizes de transformação modal são reais, se o sistema é idealmente transposto. No entanto, para isso, o sistema será descrito como tendo um único valor de impedância própria ou de admitância própria para todas as fases e um único valor de acoplamento mútuo entre as fases. Dessa forma, seria necessária uma transposição onde todos os condutores de fase ocupassem todas as posições de fixação na torre e todas as posições relativas entre

os mesmos. Ao se considerar um sistema formado por circuitos trifásicos onde cada circuito trifásico é transposto independentemente dos demais, não se obtém um único valor de acoplamento mútuo para todo o sistema e os programas do tipo EMTP tratam tal sistema como um sistema não transposto. Isso leva a aplicação de matrizes de transformação modal que podem conter elementos complexos e até depender da frequência. Utilizando uma única referência homopolar e considerando a transposição independentemente de cada circuito trifásico, é possível determinar uma matriz de transformação modal real e independente da frequência para uma linha de transmissão de circuito duplo. O modo relacionado à referência homopolar é denominado modo homopolar ou zero. Os elementos do modo homopolar são todos iguais e, para um sistema genérico, o valor desses elementos é:

$$T_{ELEMENTO\ HOMOPOLAR} = \frac{1}{\sqrt{n_{FASES}}} \quad (III.41)$$

O termo n_{FASES} representa o número total de fases do sistema analisado.

III.6 – Matriz de transformação modal para uma linha trifásica de circuito duplo

A partir da matriz de Clarke, os outros modos podem ser constituídos para o caso de uma linha dupla trifásica transposta. A estrutura da matriz de transformação modal, obtida utilizando a equação (III.41) e baseando na configuração da matriz de Clarke, é mostrada na equação (III.42).

A matriz de Clarke é uma referência para a obtenção da matriz T_{FM6} , pois é a matriz de transformação modal de uma linha trifásica simples transposta. Assim, na matriz T_{FM6} , quatro linhas são independentemente associadas aos circuitos trifásicos da linha analisada. Nesse caso, são a primeira, a segunda, a quinta e a sexta linhas dessa matriz. A terceira linha é uma combinação linear obtida a partir dos elementos do modo homopolar. A quarta linha da matriz T_{FM6} é o modo homopolar, configurada com elementos de mesmo valor e de mesmo sinal.

$$T_{FM6} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \end{bmatrix} \quad (III.42)$$

No caso de linhas trifásicas de circuito duplo, geralmente há um plano de simetria vertical e dois grupos independentes de circuitos trifásicos podem ser obtidos, baseando apenas nas propriedades

de simetria da linha. Como já mencionado, para essa linha, uma transposição ideal baseada em uma fundamentação prática considera a transposição independente de cada circuito trifásico. Se as transposições dos circuitos trifásicos forem feitas simultaneamente, obtêm-se um único valor de acoplamento mútuo entre os circuitos. Utilizando dois circuitos trifásicos semelhantes, a transposição simultânea de ambos leva a um único valor próprio de impedância ou admitância, bem como, a um único valor de acoplamento mútuo entre as fases de um mesmo circuito trifásico. A figura III.10 mostra um esquema de uma linha trifásica de circuito duplo onde os circuitos trifásicos são semelhantes e sofrem transposição simultânea. Nesse caso, os cabos pára-raios foram considerados implícitos e a numeração das fases foi baseada na separação dos circuitos.

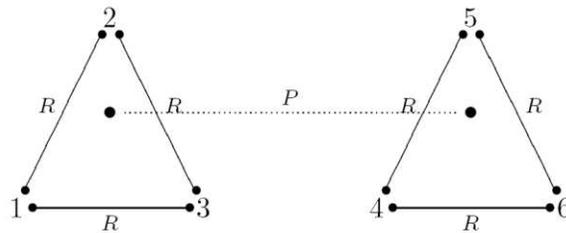


Figura III.10 – Reorganização da numeração das fases para determinação dos acoplamentos mútuos de uma linha trifásica de circuito duplo.

A estrutura da matriz de impedâncias obtida a partir da Figura III.10 é mostrada a seguir. A estrutura da matriz de admitâncias é semelhante àquela da matriz Z_{DL} mostrada na próxima equação.

$$Z_{DL} = \begin{bmatrix} A & R & R & P & P & P \\ R & A & R & P & P & P \\ R & R & A & P & P & P \\ P & P & P & A & R & R \\ P & P & P & R & A & R \\ P & P & P & R & R & A \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

A matriz de impedâncias no domínio modal tem todos os elementos fora da diagonal principal nulos. Dos elementos da diagonal principal, quatro são iguais e dois são diferentes. Isso corresponde à estrutura da matriz de transformação modal utilizada. A estrutura da matriz de impedâncias no domínio dos modos (Z_{MDL}) e os valores de seus elementos são mostrados na próxima equação.

$$Z_{MDL} = T_{FM6} \cdot Z_{DL} \cdot T_{FM6}^{-1} = \begin{bmatrix} A-R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A-R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A+2R-3P & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A+2R+3P & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A-R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A-R \end{bmatrix} \quad (III.44)$$

Dessa forma, a matriz de autovalores é:

$$\lambda_{FM6} = T_{FM6} \cdot Z_{DL} \cdot Y_{DL} \cdot T_{FM6}^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 \end{bmatrix} \quad (III.45)$$

Nesse caso, a estrutura da matriz Y_{DL} pode ser descrita como:

$$Y_{DL} = \begin{bmatrix} A_Y & R_Y & R_Y & P_Y & P_Y & P_Y \\ R_Y & A_Y & R_Y & P_Y & P_Y & P_Y \\ R_Y & R_Y & A_Y & P_Y & P_Y & P_Y \\ P_Y & P_Y & P_Y & A_Y & R_Y & R_Y \\ P_Y & P_Y & P_Y & R_Y & A_Y & R_Y \\ P_Y & P_Y & P_Y & R_Y & R_Y & A_Y \end{bmatrix} \quad (III.46)$$

A matriz Y_{MDL} é:

$$Y_{MDL} = T_{FM6} \cdot Y_{DL} \cdot T_{FM6}^{-1} = \begin{bmatrix} A_Y - R_Y & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_Y - R_Y & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_Y + 2R_Y - 3P_Y & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_Y + 2R_Y + 3P_Y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_Y - R_Y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A_Y - R_Y \end{bmatrix} \quad (III.47)$$

A matriz de autovalores pode ser calculada também por:

$$\lambda_{FM6} = T_{FM6} \cdot Y_{DL} \cdot Z_{DL} \cdot T_{FM6}^{-1} \quad (III.48)$$

Conclui-se, então, que a matriz inversa de transformação modal é igual à matriz transposta de transformação modal, como mostra a equação (III.49).

$$T_{FM6}^{-1} = T_{FM6}^t \quad (III.49)$$

Por um outro lado, o número de autovalores diferentes pode ser obtido da seguinte relação:

$$n_{\text{AUTOVALORES DIFERENTES}} = n_{\text{CIRCUITOS TRIFÁSICOS}} + 1 \quad (\text{III.50})$$

III.7 – Matriz de transformação para um sistema com duas linhas trifásicas de circuito duplo

Um sistema com duas linhas trifásicas de circuito duplo com um plano de simetria vertical é considerado para a análise de uma transformação modal baseada em uma matriz de transformação única e real. Como no item anterior deste desenvolvimento, a linha é considerada idealmente transposta, sendo que cada circuito trifásico é independentemente transposto em relação aos demais circuitos. As transposições são realizadas simultaneamente. Dessa forma, considerando circuitos trifásicos semelhantes, haverá um único valor de impedância própria e um único valor de admitância própria. Quanto aos acoplamentos mútuos, haverá quatro valores: um valor relacionado ao acoplamento entre os condutores de um mesmo circuito, um valor relacionado ao acoplamento entre circuitos vizinhos, um valor relacionado ao acoplamento entre circuitos separados por um outro circuito e um valor relacionado ao acoplamento entre os extremos do sistema. A Figura III.11 mostra tais acoplamentos mútuos em relação a um dos circuitos trifásicos e essa representação será utilizada para mostrar a estrutura da matriz de impedâncias na equação (III.51).

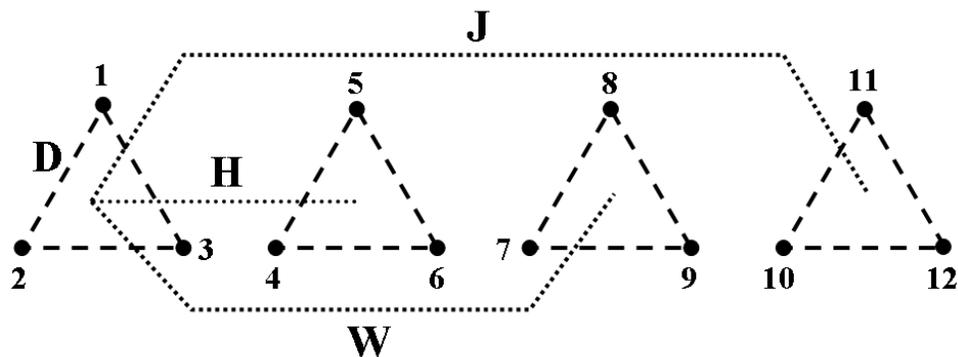


Figura III.11 – Acoplamentos mútuos de duas linhas paralelas de circuito duplo considerando os cabos pára-raios implícitos.

Na figura anterior, a distância entre circuitos vizinhos é a mesma para todos os circuitos. Dessa forma, a matriz de impedâncias que representa tal sistema na condição de transposição ideal e simultânea de cada circuito trifásico é mostrada na próxima equação. Nesse caso, o valor das impedâncias próprias, devido à semelhança dos circuitos trifásicos, é único e, na equação mencionada, é representado por A. Já o acoplamento mútuo entre fases do mesmo circuito trifásico é representado por D e também é único para todos os circuitos do sistema considerado.

$$Z_{SD} = \begin{bmatrix} A & D & D & H & H & H & W & W & W & J & J & J \\ D & A & D & H & H & H & W & W & W & J & J & J \\ D & D & A & H & H & H & W & W & W & J & J & J \\ H & H & H & A & D & D & H & H & H & W & W & W \\ H & H & H & D & A & D & H & H & H & W & W & W \\ H & H & H & D & D & A & H & H & H & W & W & W \\ W & W & W & H & H & H & A & D & D & H & H & H \\ W & W & W & H & H & H & D & A & D & H & H & H \\ W & W & W & H & H & H & D & D & A & H & H & H \\ J & J & J & W & W & W & H & H & H & A & D & D \\ J & J & J & W & W & W & H & H & H & D & A & D \\ J & J & J & W & W & W & H & H & H & D & D & A \end{bmatrix} \quad (\text{III.51})$$

No caso da matriz de transformação, sua estrutura será baseada em uma única referência homopolar, bem como, nos elementos da matriz de Clarke. A estrutura da matriz de transformação mencionada é mostrada abaixo, onde cada elemento é uma matriz de terceira ordem.

$$T_{FM12} = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 & T_3 & T_2 \\ T_2 & T_1 & T_2 & T_3 \\ T_2 & T_2 & T_1 & T_3 \\ T_3 & T_3 & T_3 & T_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.52})$$

O elemento T_1 é:

$$T_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{12}} & \frac{1}{\sqrt{12}} & \frac{1}{\sqrt{12}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.53})$$

O elemento T_2 é:

$$T_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{12}} & -\frac{1}{\sqrt{12}} & -\frac{1}{\sqrt{12}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.54})$$

O elemento T_3 é:

$$T_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{12}} & \frac{1}{\sqrt{12}} & \frac{1}{\sqrt{12}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.55})$$

A única referência modal homopolar é a última linha da matriz apresentada na equação (III.52). Nessa linha, todos os elementos têm o mesmo valor que é determinado pela equação (III.41). O número de modos diferentes é determinado pela equação (III.50). Nesse caso, têm-se cinco modos diferentes e o valor dos elementos do modo homopolar é:

$$T_{FM12 \text{ HOMOPOLAR}} = \frac{1}{\sqrt{12}} \quad (\text{III.56})$$

A matriz de impedâncias no domínio dos modos é:

$$Z_{MSD} = T_{FM12} \cdot Z_{SD} \cdot T_{FM12}^{-1} = \begin{bmatrix} E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & E & 0 & G & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G & 0 & 0 & L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E & 0 & N \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N & 0 & 0 & Q \end{bmatrix} \quad (\text{III.57})$$

Os valores dos elementos não nulos da matriz Z_{MSD} são os seguintes:

$$E = A - D \quad (\text{III.58})$$

$$F = A + 2D - \frac{9H}{2} + 3W - \frac{3J}{2} \quad (\text{III.59})$$

$$L = A + 2D + \frac{3H}{2} - 3W - \frac{3J}{2} \quad (\text{III.60})$$

$$M = A + 2D + \frac{9H}{2} + 3W + \frac{3J}{2} \quad (\text{III.61})$$

$$Q = A + 2D - \frac{3H}{2} - 3W + \frac{3J}{2} \quad (\text{III.62})$$

$$G = \frac{3(H - J)}{2} \quad (\text{III.63})$$

$$N = \frac{3(H - J)}{2} \quad (\text{III.64})$$

A matriz de autovalores é representada por:

$$\lambda_{FM12} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 & \lambda_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{23} & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 & \lambda_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_{45} & 0 & 0 & \lambda_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.65})$$

Na matriz λ_{FM12} , a maioria dos elementos fora da diagonal principal tem valor nulo. No entanto, há acoplamento entre os modos 2 e 3, bem como, entre os modos 4 e 5, representados por λ_{23} e λ_{45} . Como a matriz é simétrica, cada um desses elementos aparece duas vezes na matriz da equação (III.65). Dessa forma, não há diagonalização total da matriz de autovalores e a matriz T_{FM12} , mostrada na equação (III.52), não é a matriz de autovetores do sistema analisado, considerando a transposição ideal de cada circuito trifásico simultaneamente. Ou seja, empregando uma única referência homopolar e baseando na matriz de Clarke, não é possível obter matrizes diagonais no domínio dos modos a partir da estrutura de acoplamentos mútuos apresentada na Figura III.11. A análise de possíveis alternativas, para que a matriz λ_{FM12} torna-se diagonal, não faz parte da proposta deste trabalho, configurando como sugestão para desenvolvimentos posteriores ao mesmo. Algumas sugestões sobre essas alternativas são feitas nas conclusões deste trabalho.

IV - Cálculos de parâmetros e de erros relativos utilizando exemplos de linhas reais

A partir do equacionamento desenvolvido no capítulo anterior, serão apresentadas comparações entre os valores exatos dos parâmetros de linha calculados no domínio dos modos e os valores calculados utilizando-se as matrizes constantes propostas neste trabalho nas equações (III.42) e (III.52). Nesse caso, as comparações são feitas considerando as linhas não transpostas, pois considerando os tipos de transposição descritos no capítulo anterior, as matrizes T_{FM6} e T_{FM12} são matrizes exatas de autovetores para esses casos.

Dessa forma, considerando os casos não transpostos, as comparações serão baseadas em erros relativos que, no caso deste trabalho, são determinados da seguinte forma:

$$\varepsilon_k (\%) = \frac{x(k)_{MATRIZ\ PROPOSTA} - x(k)_{EXATO}}{x(k)_{EXATO}} \cdot 100 \quad (IV.1)$$

onde: $x(k)_{MATRIZ\ PROPOSTA}$ é o valor obtido pela aplicação das matrizes propostas neste trabalho;

$x(k)_{EXATO}$ é o valor exato da grandeza analisada;

k identifica cada um dos modos relacionados à linha analisada.

Assim, nos próximos itens deste capítulo, serão analisados dois casos distintos: um exemplo de linha de circuito duplo e um exemplo de sistema com duas linhas paralelas de circuito duplo.

IV.1 – Linha de circuito duplo

A linha de circuito duplo utilizada como exemplo está esquematizada na figura I.3. É a linha entre as subestações de Milagres e Banabuiú, localizada no estado do Ceará e descrita no capítulo I. Os resultados apresentados são diversas comparações entre valores obtidos pela aplicação das matrizes de autovetores exatas e resultados obtidos a partir da aplicação da matriz T_{FM6} . Além das comparações de resultados, são mostrados resultados quanto ao cálculo dos parâmetros de linha. Os parâmetros de linha foram calculados utilizando rotinas desenvolvidas para aplicação no programa MatLabTM. A figura IV.1 mostra os resultados referentes aos valores de resistência interna do condutor sem considerar o

efeito do solo. Tais valores são iguais, pois dependem apenas das características dos cabos condutores.

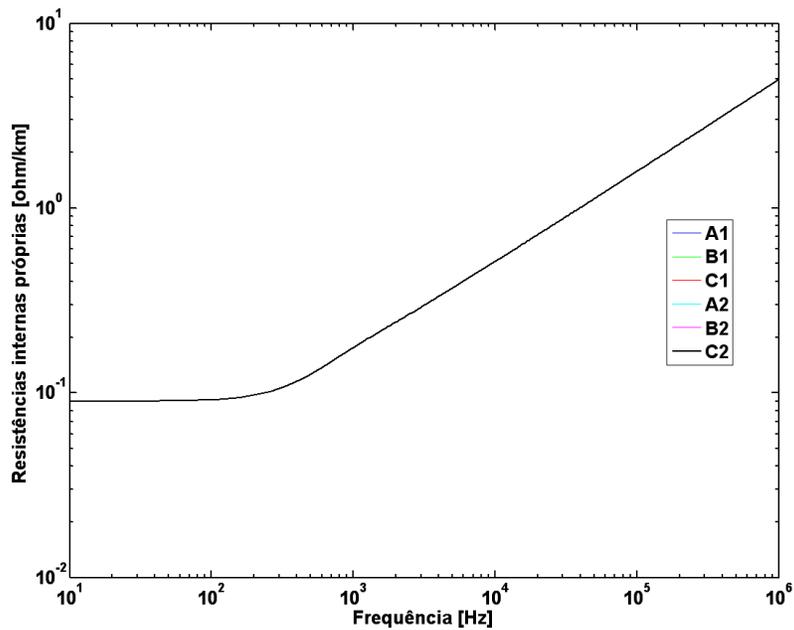


Figura IV.1 – Resistências internas próprias das fases (linha Milagres-Banabuiú).

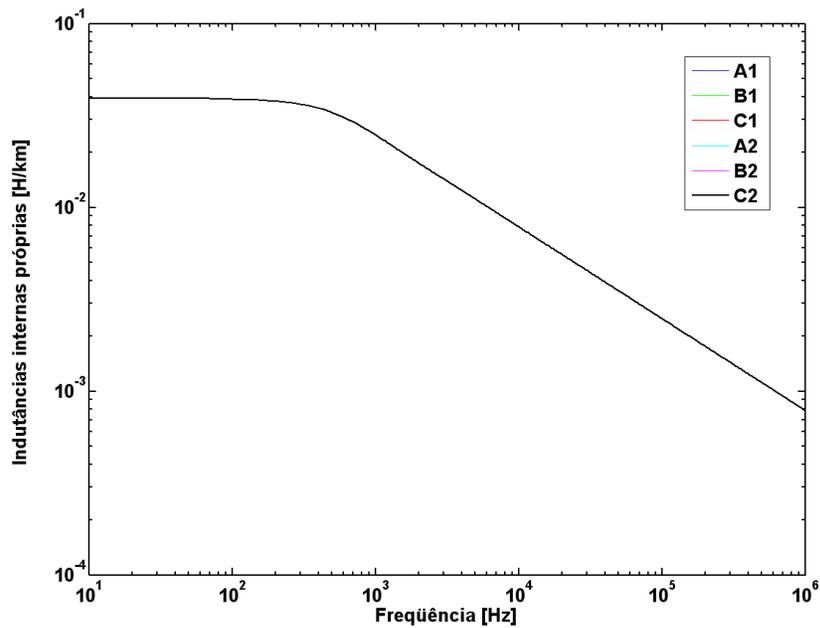


Figura IV.2 – Indutâncias internas próprias das fases (linha Milagres-Banabuiú).

No caso da figura IV.2, onde são mostrados os valores das indutâncias internas próprias de cada fase, os valores também são iguais e isso também é devido ao fato de tratar-se de grandezas

relacionadas às características construtivas dos feixes condutores e não à sua disposição na torre. A impedância própria, então, apresenta módulos iguais para todas as fases como mostra a figura IV.3.

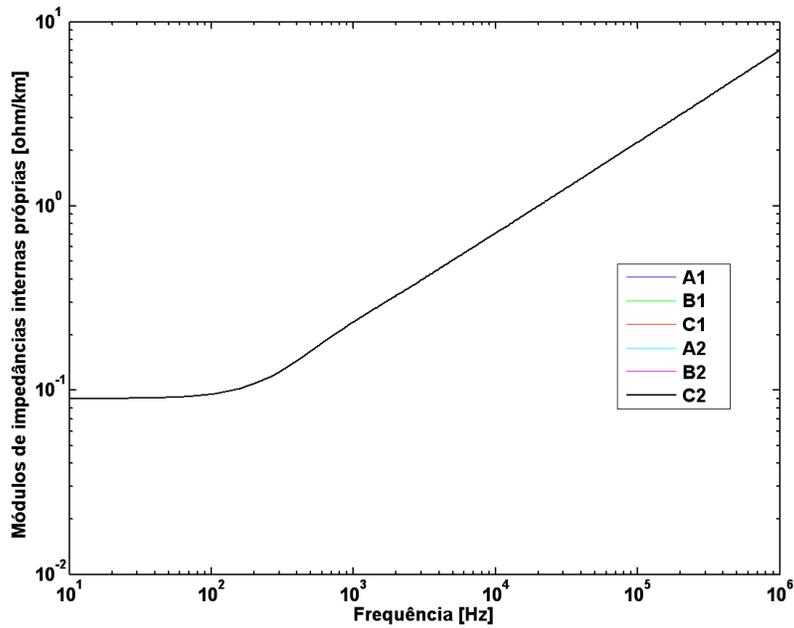


Figura IV.3 – Módulo das impedâncias internas próprias das fases (linha Milagres-Banabuiú).

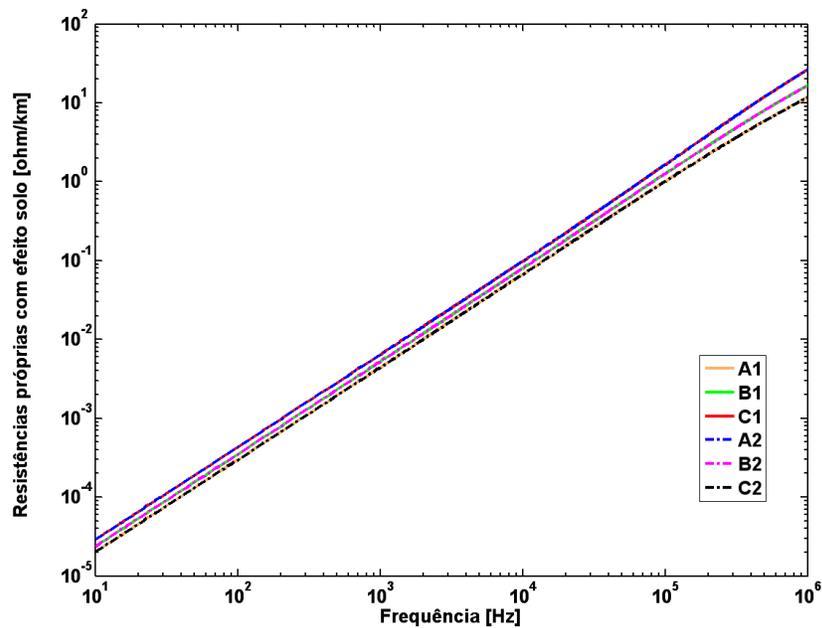


Figura IV.4 – Resistências próprias considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).

Na figura IV.4, são apresentados os valores de resistência própria considerando o efeito do solo.

Nesse caso, por causa da disposição das fases apresentada na figura I.3, há três conjuntos de valores semelhantes formados pelas seguintes fases: A₁ e C₂; B₁ e B₂; C₁ e A₂. Essa característica de semelhança é encontrada também nos gráficos de indutâncias e de impedâncias considerando apenas o efeito do solo (figuras IV.5 e IV.6). Nas figuras IV.4 até IV.9, o efeito pelicular também é considerado.

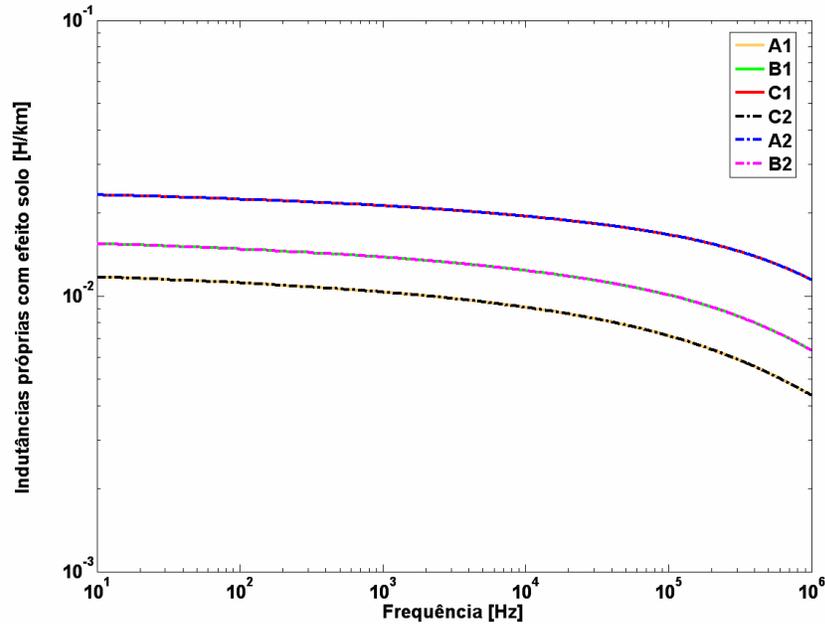


Figura IV.5 – Indutâncias próprias considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).

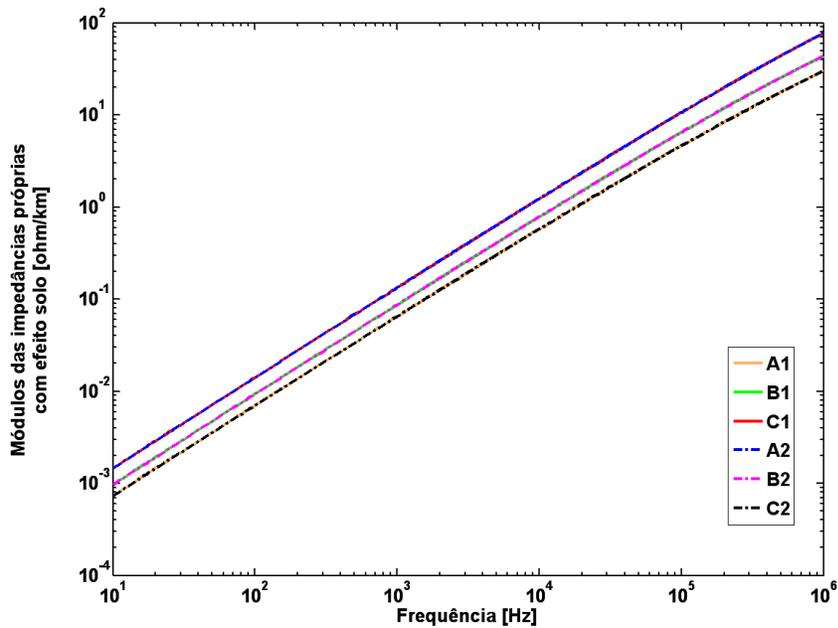


Figura IV.6 – Impedâncias próprias considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).

As figuras IV.7, IV.8 e IV.9 mostram os valores referentes ao acoplamento mútuo da fase A_1 com as demais fases da linha analisada, considerando o efeito do solo. Nesse caso, para baixas frequências, as curvas estão próximas. Já para altas frequências, quanto mais distante uma fase da outra, maior a defasagem entre as curvas.

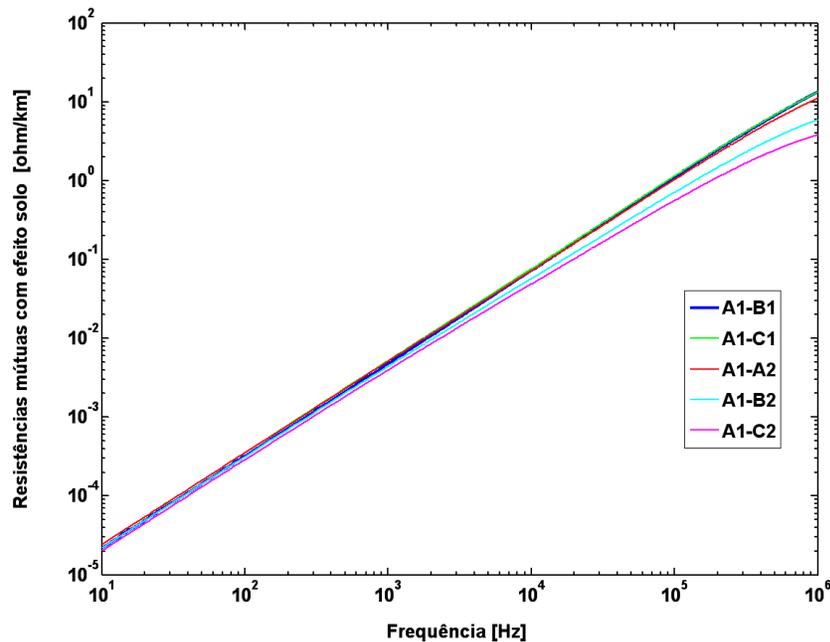


Figura IV.7 – Resistências mútuas considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).

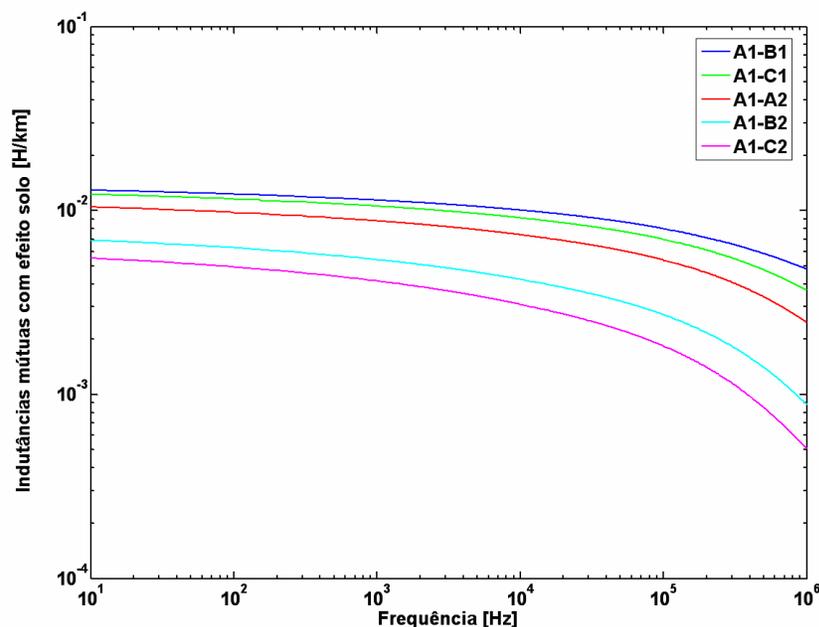


Figura IV.8 – Indutâncias mútuas considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).

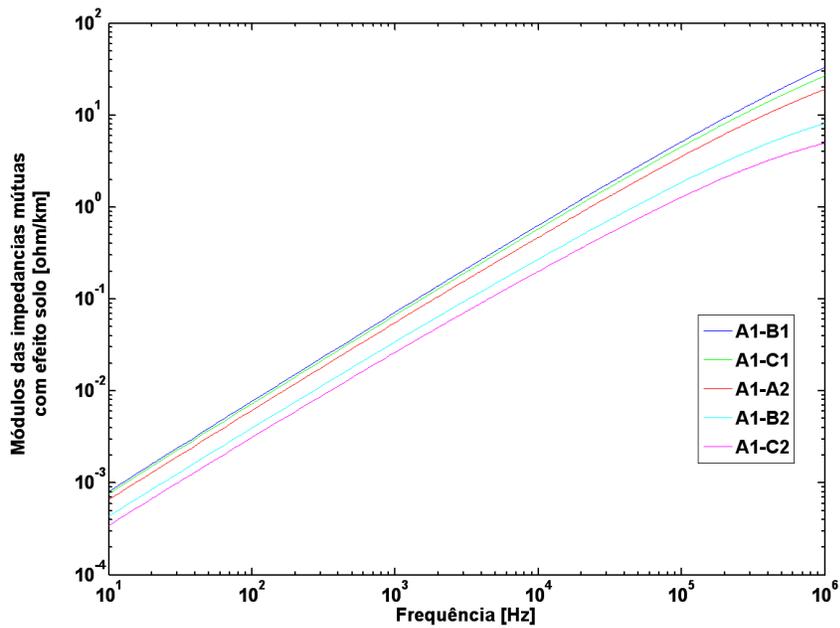


Figura IV.9 – Impedâncias mútuas considerando efeito do solo (linha Milagres-Banabuiú).

As figuras IV.10 e IV.11 mostram os valores dos parâmetros da linha analisada considerando os efeitos do solo e pelicular, bem como, a inclusão da influência dos cabos pára-raios nos valores das grandezas de fase (redução de Kron).

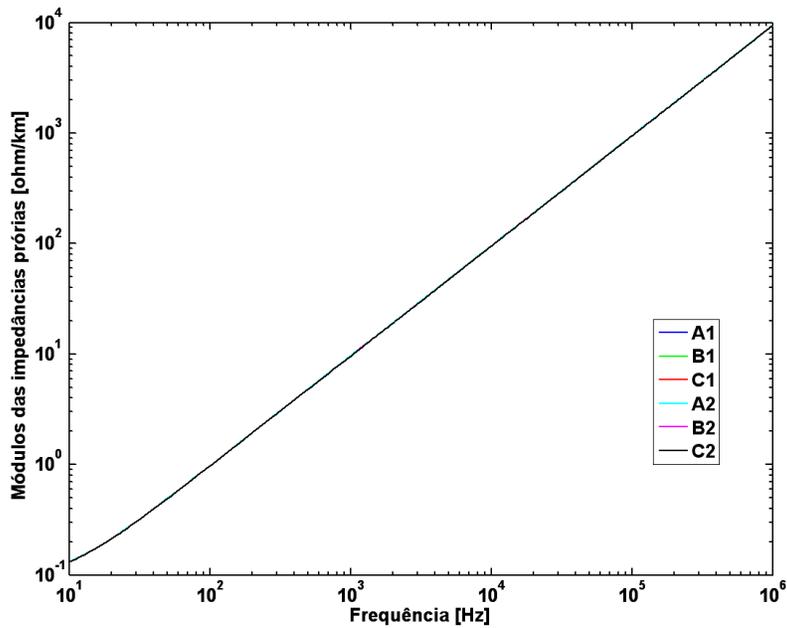


Figura IV.10 – Impedâncias próprias considerando efeito pelicular, efeito do solo e redução de Kron (linha Milagres-Banabuiú).

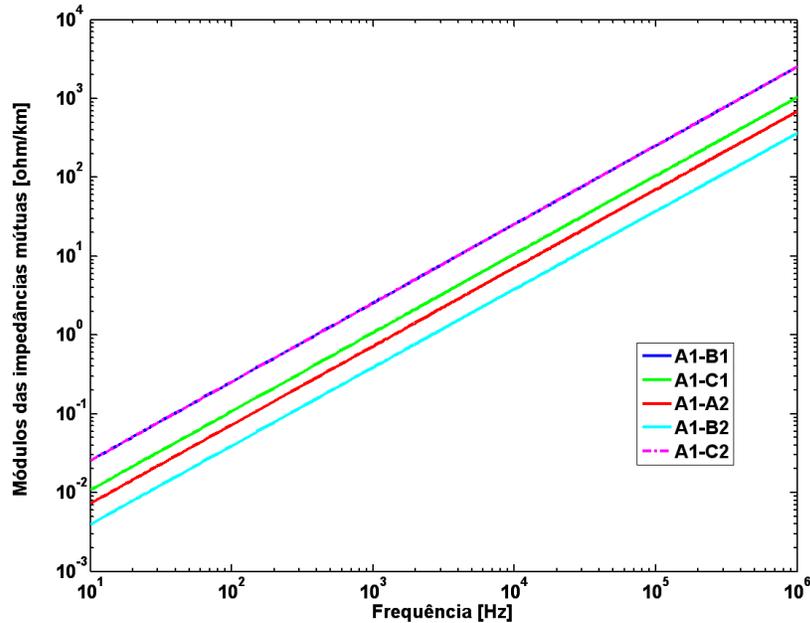


Figura IV.11 – Impedâncias mútuas considerando efeito pelicular, efeito do solo e redução de Kron (linha Milagres-Banabuiú).

Para a obtenção dos parâmetros da linha no domínio dos modos, o produto entre as matrizes de admitância e de impedância é utilizado. Dessa forma, as próximas figuras mostram os valores de alguns elementos desse produto matricial.

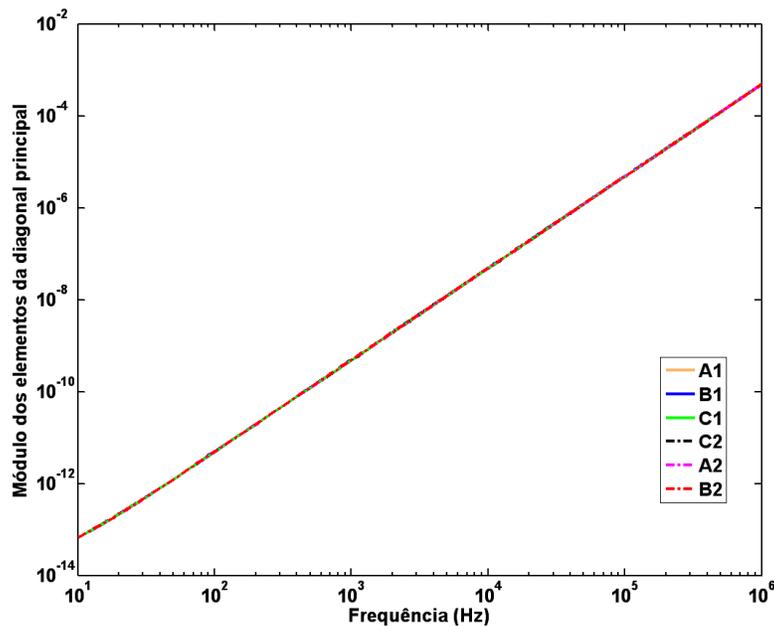


Figura IV.12 – Módulo dos elementos da diagonal principal do produto YZ (linha Milagres-Banabuiú).

A figura IV.12 mostra os elementos da diagonal principal do produto matricial YZ. Como a diferença entre esses elementos é pequena e por causa do uso da escala logarítmica, tais diferenças não ficam evidentes. Os elementos relacionados à fase A1 são mostrados na figura IV.13. Para esses elementos fora da diagonal principal, as diferenças de valores são maiores e são observadas com mais facilidade.

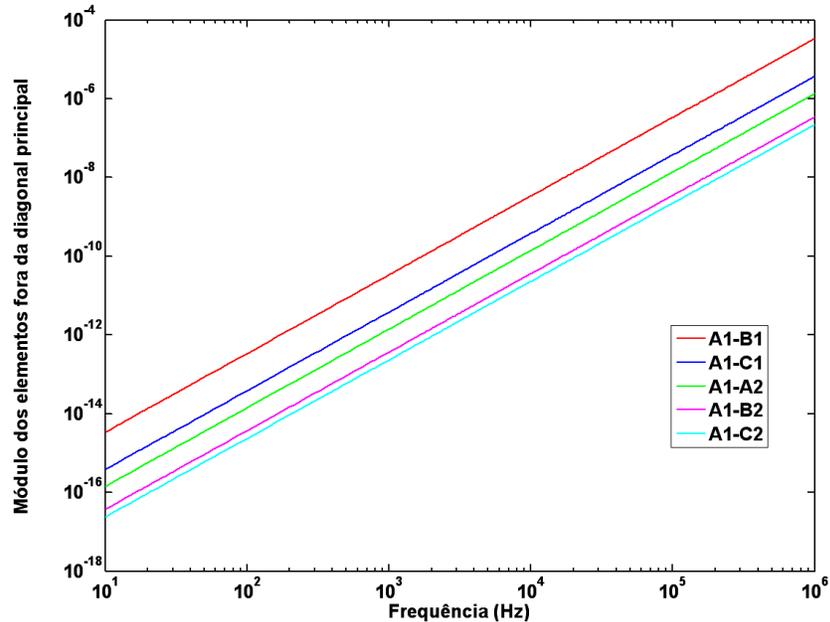


Figura IV.13 – Módulo dos elementos fora da diagonal principal do produto YZ (linha Milagres-Banabuiú).

O produto matricial YZ é utilizado para a aplicação da matriz de transformação proposta no capítulo anterior. No caso de linha de circuito duplo, a matriz T_{FM6} é utilizada como matriz de transformação modal. Para linhas transpostas, essa matriz é uma matriz de autovetores. Para casos não transpostos, os erros relativos serão avaliados por meio dos próximos resultados. Seguindo a denominação adotada por outros autores, os resultados obtidos pela aplicação da matriz T_{FM6} serão denominados de quase modos. A figura IV.14 mostra a parte real dos modos exatos e dos quase modos obtidos pela aplicação da matriz T_{FM6} . Por causa da pequena diferença entre os valores correspondentes e do uso de escala logarítmica, não é possível diferenciar as curvas contidas nessa figura. Isso também é observado na figura IV.15, considerando baixas frequências, onde são mostrados os valores da parte imaginária dos modos exatos e dos quase modos. Para frequências acima de 100 kHz, já se consegue fazer distinções entre as curvas. Quanto ao módulo dos modos e quase modos, as curvas são mostradas

na figura IV.16. A sobreposição das curvas também é observada nessa figura, considerando toda a faixa de frequência analisada.

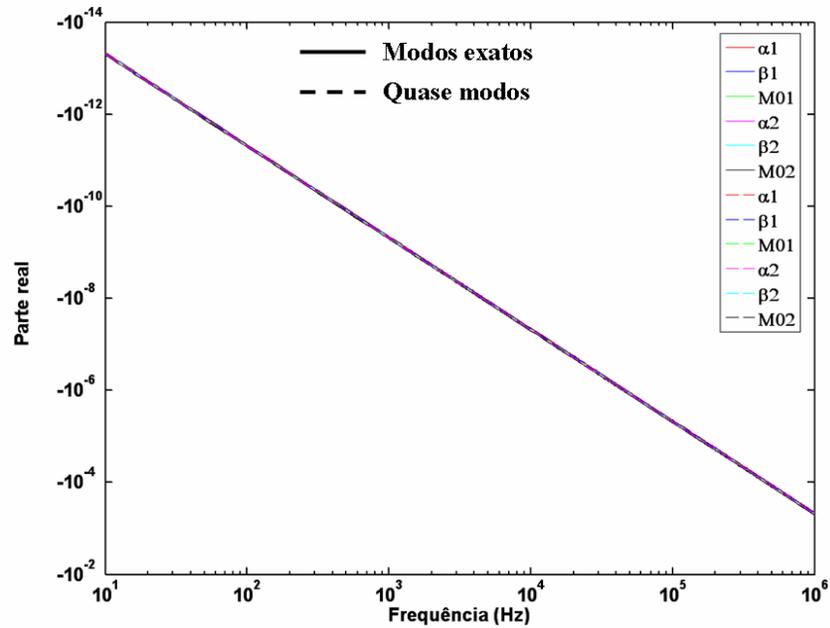


Figura IV.14 – Parte real dos modos e quase modos (linha Milagres-Banabuiú).

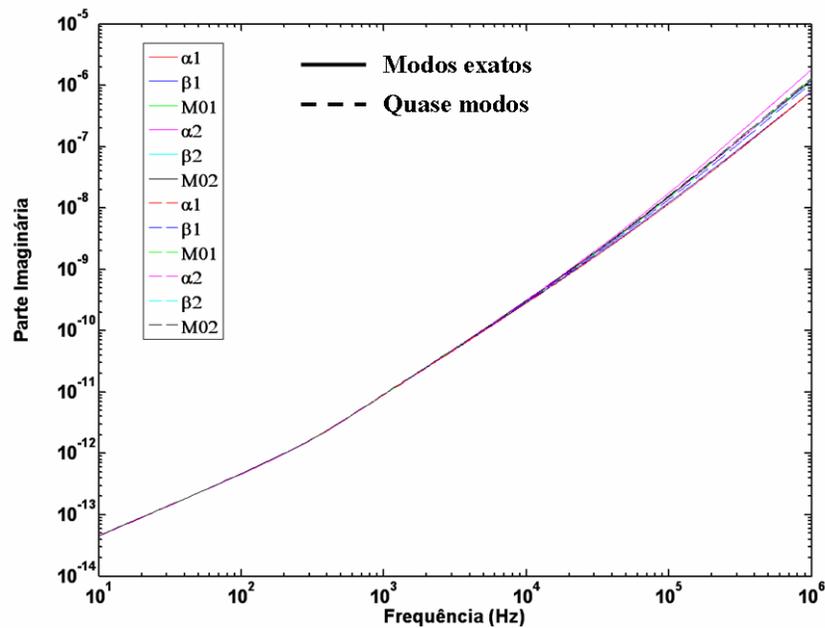


Figura IV.15 – Parte imaginária dos modos e quase modos (linha Milagres-Banabuiú).

As curvas apresentadas nas figuras IV.14, IV.15 e IV.16 estão praticamente sobrepostas. Isso

por dois motivos principais: o uso de escala logarítmica e a pequena diferença entre os modos e os quase modos correspondentes. Para verificar tal diferença com mais precisão, os erros relativos entre modos e quase modos são apresentados na figura IV.17.

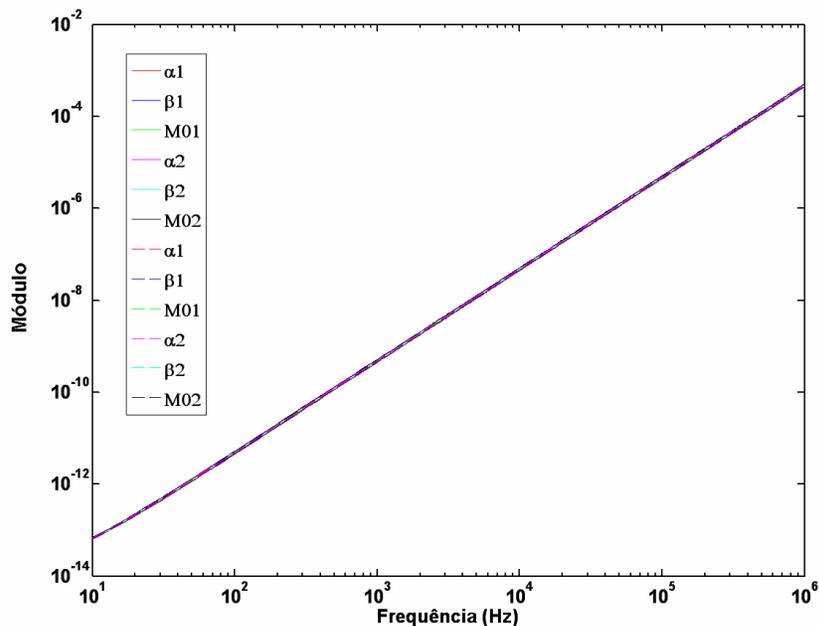


Figura IV.16 – Módulo dos modos e quase modos (linha Milagres-Banabuiú).

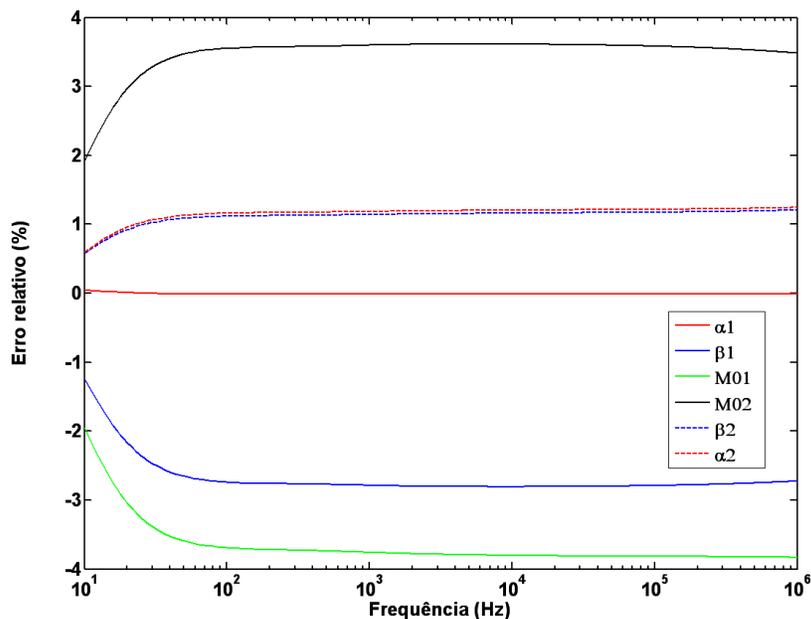


Figura IV.17 – Erros relativos (linha Milagres-Banabuiú).

Baseado nos erros relativos apresentados na figura anterior, constata-se que a diferença entre os modos exatos e quase modos, calculados pela aplicação da matriz T_{FM6} , é pequena. Tais resultados confirmam as conclusões obtidas a partir das figuras IV.14, IV.15 e IV.16. Dessa forma, a matriz T_{FM6} pode ser utilizada como uma boa alternativa para substituir as matrizes de autovetores da linha analisada quando for considerada a condição de não transposição dos condutores de fase. Nesse caso, a principal vantagem é que a matriz T_{FM6} é independente da frequência, característica que a matriz de autovetores não apresenta.

No próximo item deste capítulo, a modelagem proposta neste trabalho será aplicada e analisada considerando um sistema composto por duas linhas paralelas de circuito duplo.

IV.2 – Linhas paralelas de circuito duplo

No caso de linhas paralelas de circuito duplo, para se conseguir uma situação adequada às características impostas no desenvolvimento matemático do capítulo anterior, foi utilizado um sistema de transmissão pertencente ao estado de São Paulo. Tal sistema interliga as hidrelétricas do Complexo de Urubupungá, localizado na divisa do estado de São Paulo com o estado de Mato Grosso do Sul, no Rio Paraná. O sistema é esquematizado na figura IV.18.

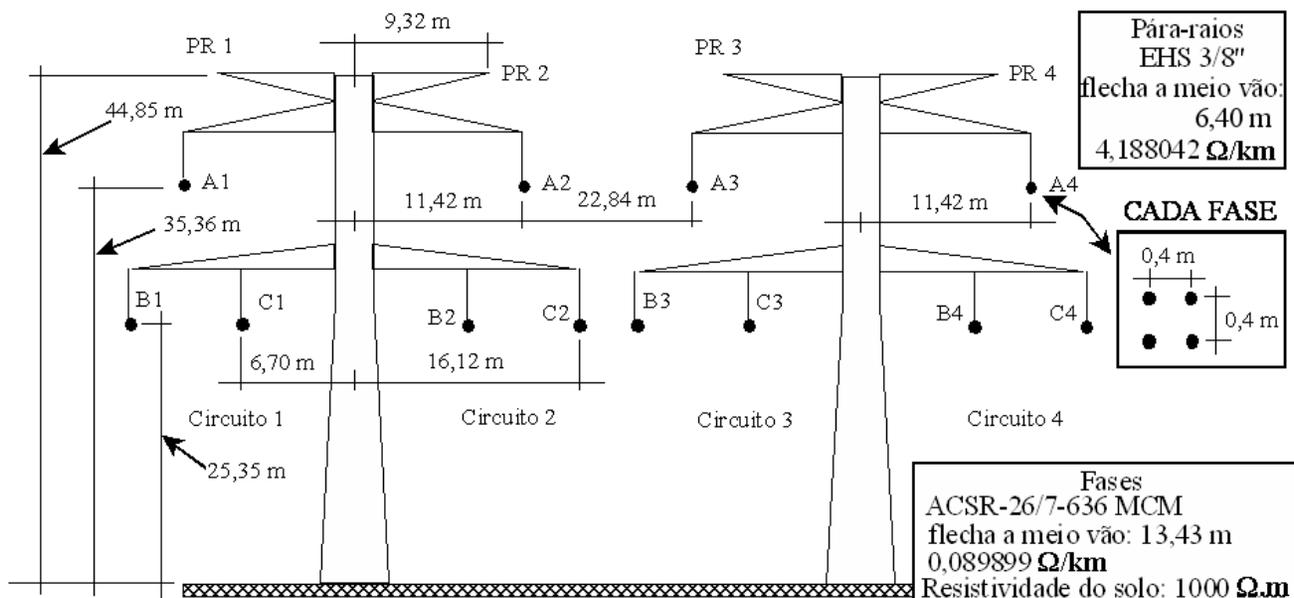


Figura IV.18 – Sistema de transmissão com duas linhas paralelas de circuito duplo.

No esquema da figura anterior, são colocadas todas as características do sistema utilizado como exemplo neste item. Entre essas características, é importante destacar a distância entre os condutores A_2 e A_3 . Tal distância é igual às distâncias entre os condutores A_1 e A_2 , bem como, entre os condutores A_3

e A_4 . Isso faz com que tal sistema seja um exemplo adequado às simplificações adotadas para aplicação da matriz de transformação T_{FM12} descrita no capítulo anterior. Dessa forma, o sistema da figura IV.18 pode ser representado de forma simplificada pelo esquema da figura III.10.

As figuras IV.19 e IV.20 mostram os módulos dos modos e quase modos. Nesse caso, como são 12 modos e 12 quase modos, as curvas foram separadas em duas figuras.

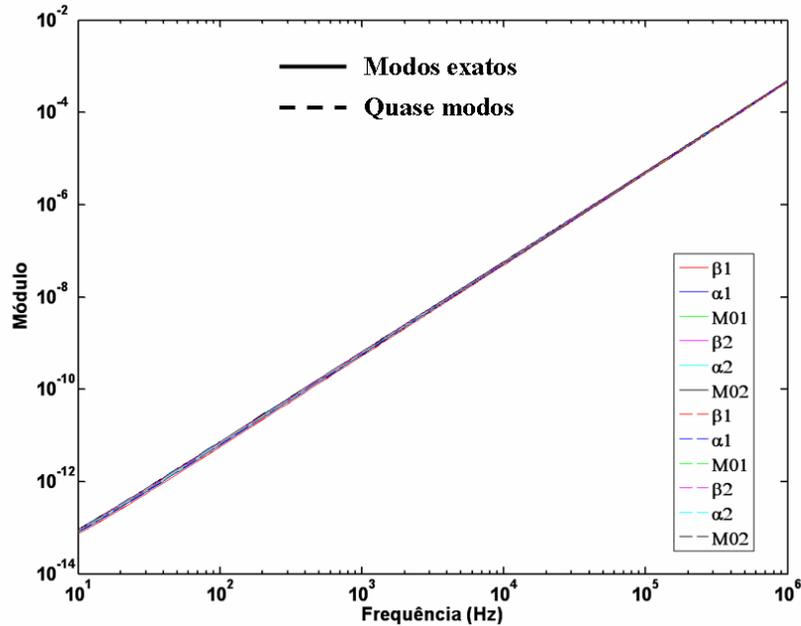


Figura IV.19 – Modos e quase modos, conjuntos 1 e 2 (sistema com 4 circuitos trifásicos).

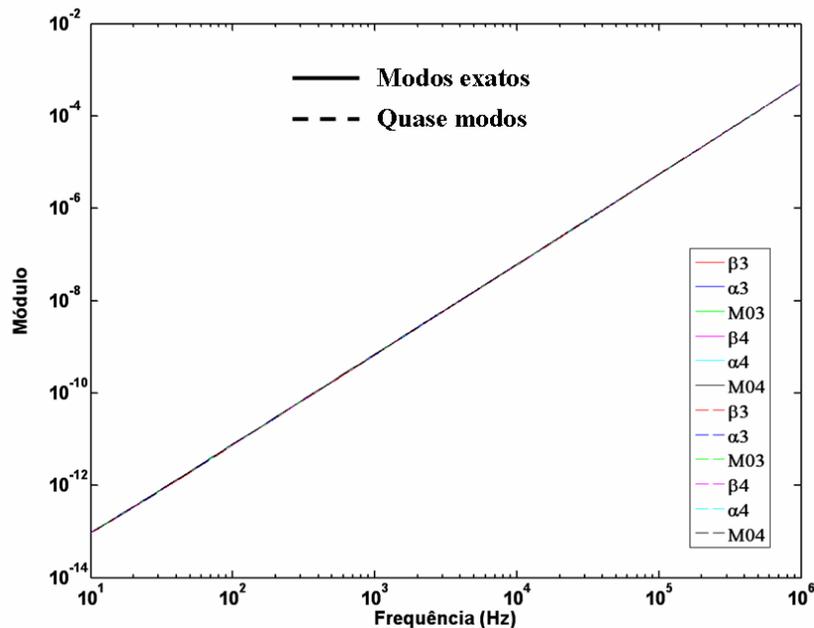


Figura IV.20 – Modos e quase modos, conjuntos 3 e 4 (sistema com 4 circuitos trifásicos).

Como no caso da linha de circuito duplo, as diferenças absolutas entre os modos e os quase modos são muito pequenas e não são observáveis quando se utiliza escala logarítmica. Assim, as figuras IV.21 e IV.22 apresentam os erros relativos referentes ao sistema composto por duas linhas paralelas de circuito duplo.

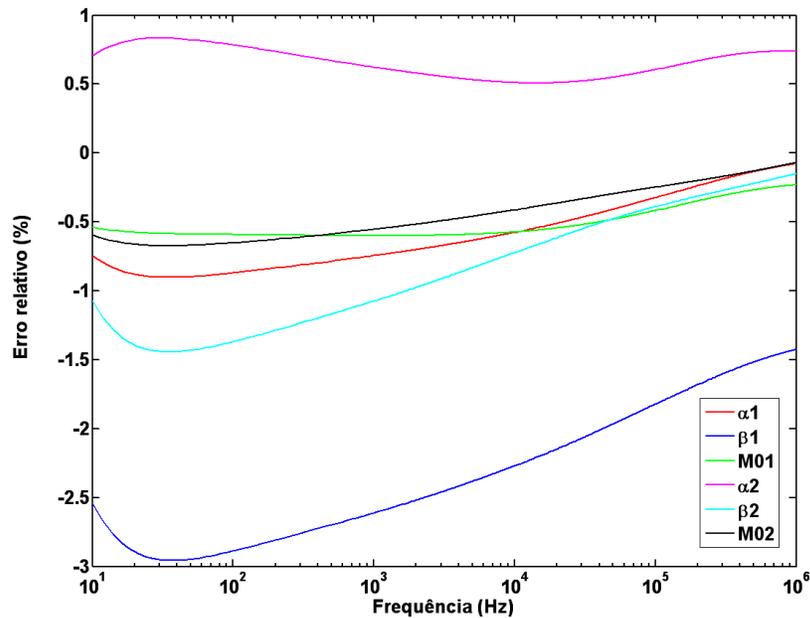


Figura IV.21 – Erros relativos, conjuntos 1 e 2 (sistema com 4 circuitos trifásicos)

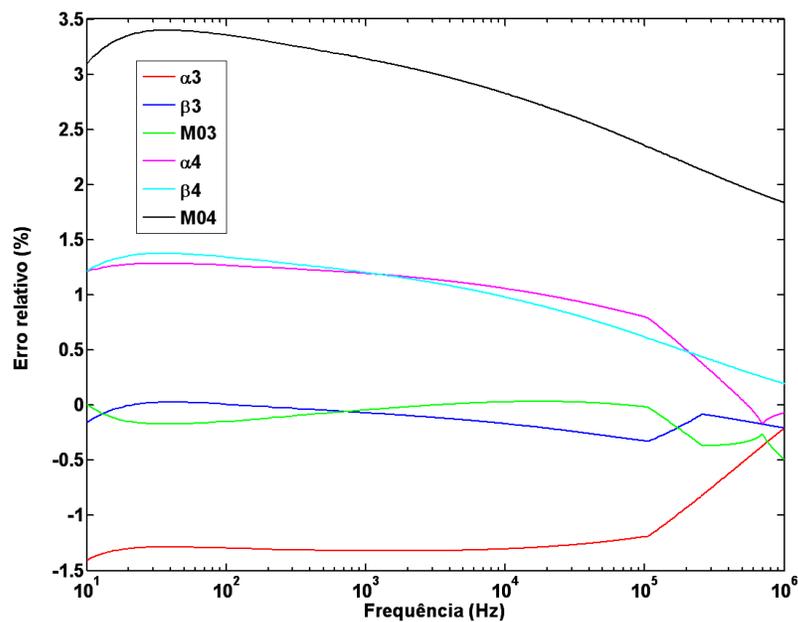


Figura IV.22 – Erros relativos, conjuntos 3 e 4 (sistema com 4 circuitos trifásicos).

Os erros relativos, apresentados nas duas figuras anteriores, estão em uma faixa entre -3 e 3,5 %. Podem ser considerados desprezíveis e os maiores valores dentro dessa faixa estreita estão relacionados a baixas frequências. Conforme a frequência aumenta, os erros relativos, da aplicação da matriz T_{FM12} como matriz de transformação modal, diminuem. Portanto, a matriz T_{FM12} é uma boa alternativa para substituir a matriz de autovetores na transformação de similaridade entre o domínio das fases e o domínio dos modos. Semelhante ao caso anterior, a matriz T_{FM12} é independente da frequência e composta por elementos reais. Dessa forma, pode ser representada em programas do tipo EMTP por meio de transformadores ideais.

V – Comparações de resultados de simulações

Neste capítulo, comparações entre os resultados de simulações utilizando a modelagem proposta e a modelagem existente no programa ATPDraw serão apresentadas. Inicialmente, os resultados de uma linha trifásica simples serão comparados. É uma linha pertencente ao sistema FURNAS, localizada no estado de Minas Gerais e utilizada no desenvolvimento dos primeiros protótipos dos programas do tipo EMTP [2, 5, 75, 140, 175, 177-179]. Essa linha interliga as subestações de Jaguará e Taquaril. Como essa linha serviu de base para o desenvolvimento dos principais programas de simulação de transitórios em redes elétricas, as comparações feitas neste trabalho têm o objetivo de mostrar que a modelagem proposta é adequada às principais ferramentas para esse tipo de aplicação.

As primeiras comparações são realizadas considerando a ocorrência de um curto-circuito franco no final da linha, em uma de suas fases laterais. A linha não sofre transposição e a resistividade do solo é de $1000 \Omega \cdot m$. A tensão de serviço original é 345 kV. Um esquema dessa linha é mostrado na próxima figura. No caso das simulações apresentadas, foi considerado um comprimento de 400 km para a linha esquematizada a seguir.

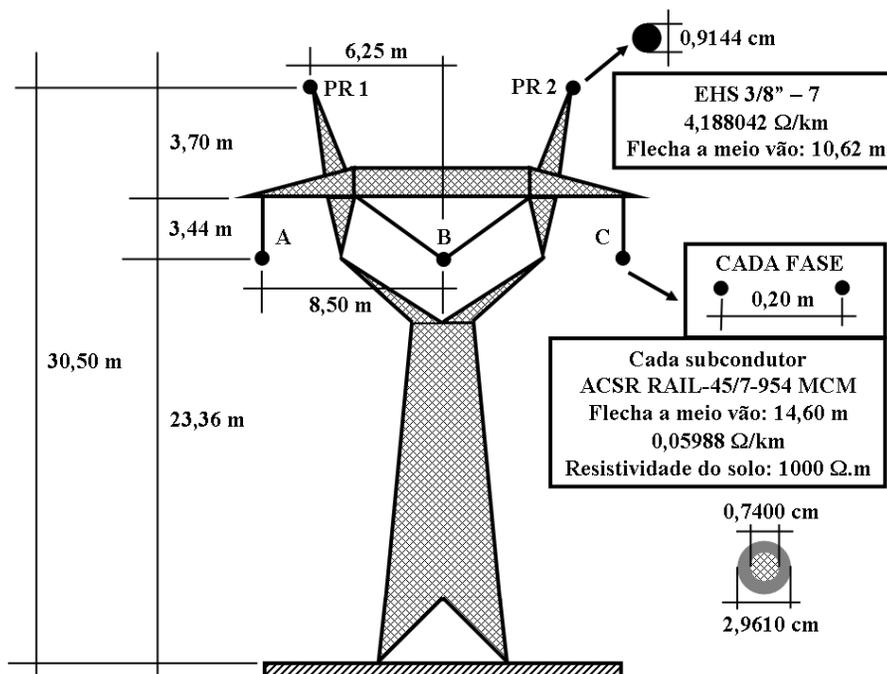


Figura V.1 – Linha Jaguará-Taquaril localizada em Minas Gerais (FURNAS).

Assim, foram realizadas simulações utilizando o ATPDraw e a modelagem na qual foi baseada a proposta desenvolvida neste trabalho. No ATPDraw, a linha foi representada utilizando o modelo de

Martí, considerando os dados contidos na figura anterior. Foram considerados o efeito pelicular e o efeito do solo. A frequência de serviço era de 60 Hz e a frequência para cálculo da matriz de transformação era de 100 kHz. A frequência inicial da modelagem era de 10 Hz. Foram consideradas 5 décadas, atingindo o valor máximo de 1 MHz. Foram considerados 8 pontos de ajuste da modelagem para cada década de frequência.

No caso do modelo para a aplicação das matrizes de transformação propostas neste trabalho, foi utilizado um modelo constituído por circuitos π modificados representados na figura V.2. Foram utilizados 80 circuitos π para cada um dos modos. As matrizes de transformação foram representadas por transformadores ideais, pois as mesmas eram compostas de elementos reais e independentes da frequência. A figura V.3 mostra os conjuntos de transformadores utilizados para representar duas linhas da matriz T_{FM6} no ATPDraw. Tais linhas são referentes aos modos M01 e M02.

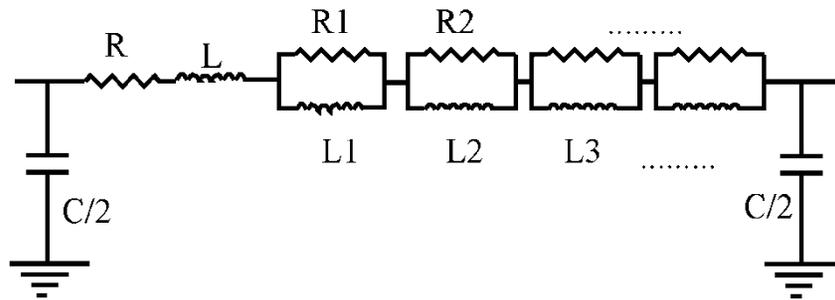


Figura V.2 – Unidade de circuito π modificado.

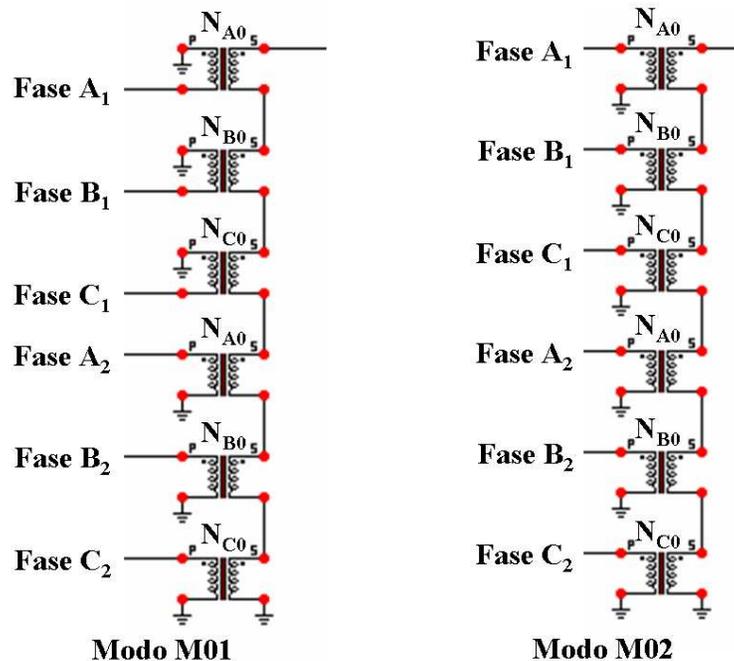


Figura V.3 – Transformadores ideais para representação da matriz T_{FM6} .

Foram utilizados 5 ramos RL paralelo para representar os modos α e β . Os pontos de ajuste foram determinados para as seguintes frequências: 31 Hz; 100 Hz; 310 Hz; 1 kHz e 3,1 kHz. Para o modo homopolar, foram considerados 8 ramos RL paralelo, sendo utilizados os seguintes valores de frequência: 21 Hz; 46 Hz; 100 Hz; 210 Hz; 460 Hz; 1 kHz; 2,1 kHz; 4,6 kHz. Para todos os modos, os pontos extremos (10 Hz e 10 kHz) eram utilizados para ajuste dos valores dos elementos do ramo RL série. Não foram considerados, então, parâmetros transversais dependentes da frequência.

A figura V.4 mostra a tensão da fase A no terminal de alimentação da linha mostrada na figura V.1, considerando a ocorrência de um curto-circuito franco na fase C do terminal receptor. Mesmo utilizando um modelo bem mais complexo no ATPDraw, as curvas dessa figura podem ser consideradas semelhantes. Tais conclusões podem ser relacionadas às figuras V.5 e V.6 que apresentam os resultados para as fases B e C. No caso, as curvas em cor vermelha correspondem aos resultados do modelo interno do ATPDraw e as curvas em cor azul correspondem aos resultados do modelo proposto neste trabalho.

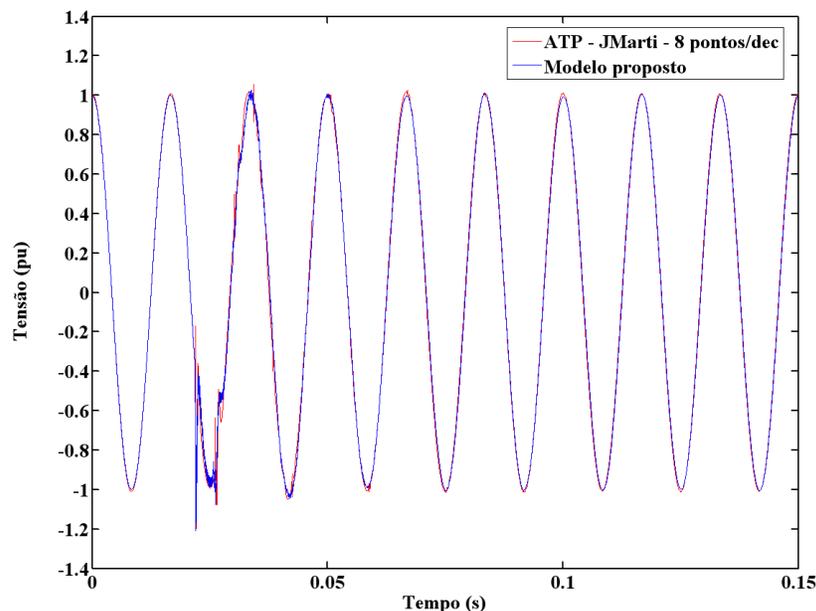


Figura V.4 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase A, terminal emissor.

No caso das curvas para o terminal receptor da linha de transmissão analisada e considerando o curto-circuito franco na fase C desse terminal, as simulações com o modelo proposto apresentam algumas limitações quanto às oscilações numéricas indesejáveis (oscilações de Gibbs). Provavelmente, isso é consequência da baixa complexidade utilizada na introdução do modelo proposto no ATPDraw.

Os circuitos π utilizados eram compostos de elementos concentrados e o modelo não considerava rotinas de minimização de oscilações numéricas. O modelo interno do ATPDraw utiliza rotinas de minimização de oscilações numéricas. No entanto, o objetivo principal das comparações apresentadas é analisar a aplicação da matriz de transformação. A representação da linha por circuitos π tem sido discutida em outros trabalhos, sendo melhorada pela aplicação de técnicas de variáveis de estado.

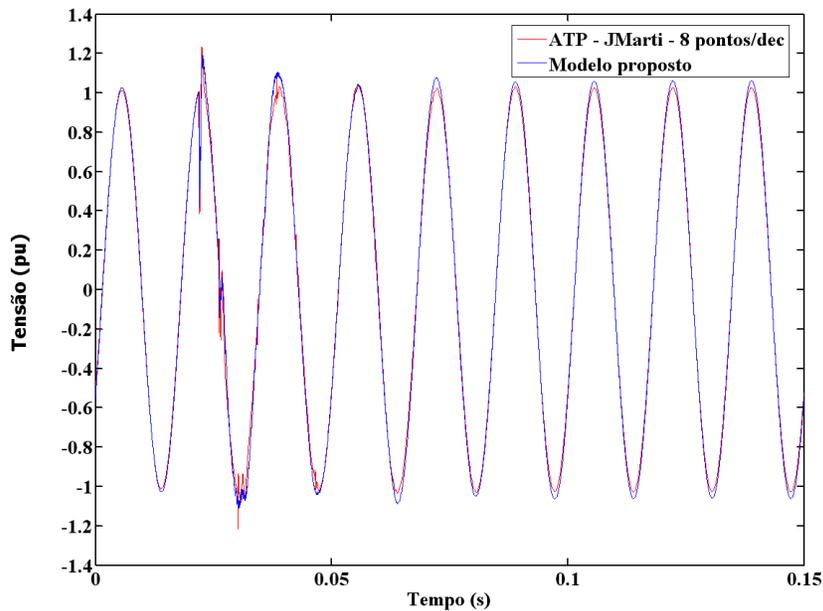


Figura V.5 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase B, terminal emissor.

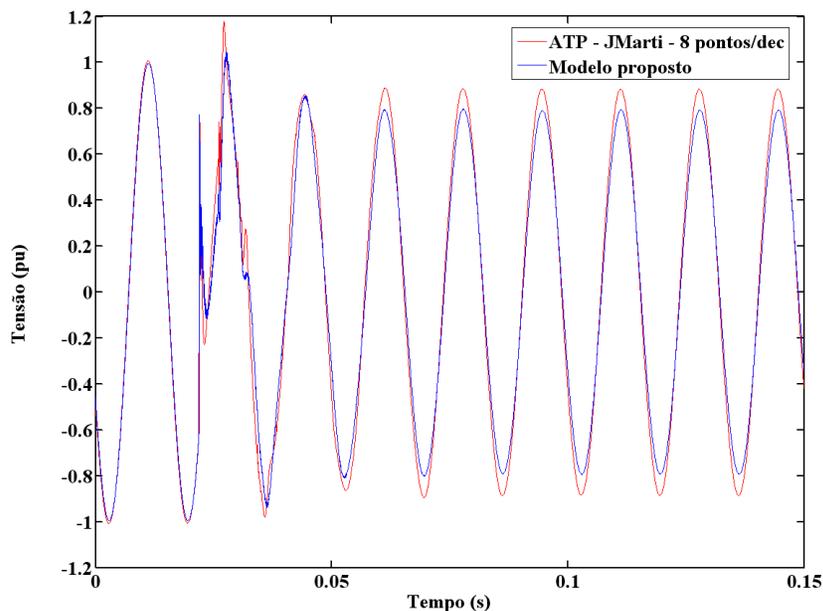


Figura V.6 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase C, terminal emissor.

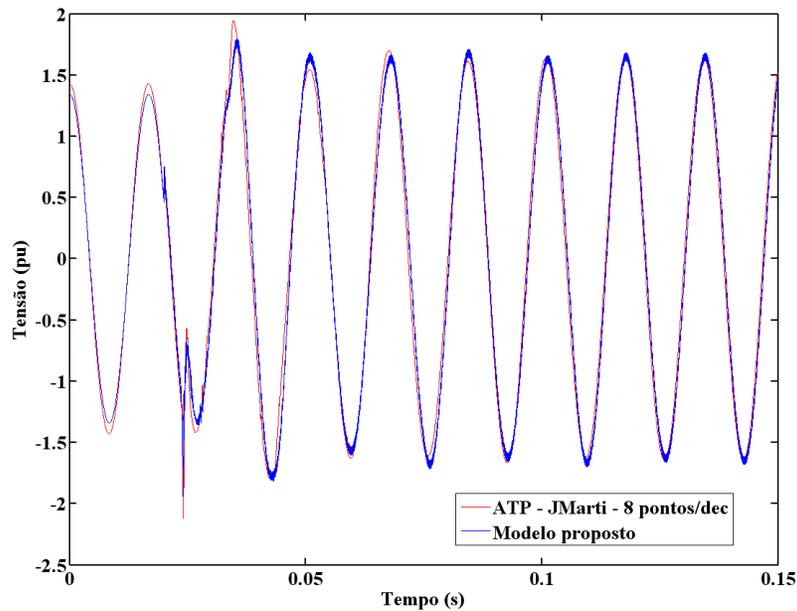


Figura V.7 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase A, terminal receptor.

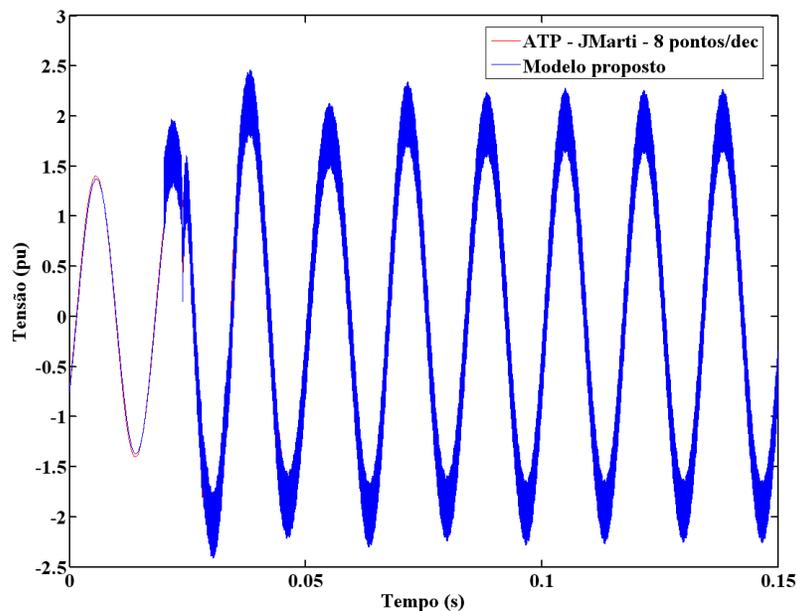


Figura V.8 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase B, terminal receptor.

As oscilações numéricas mencionadas são observadas nas fases A e B do terminal receptor da linha. Desconsiderando tais oscilações, as curvas podem ser consideradas semelhantes. No caso da fase C, não são observadas oscilações numéricas (figura V.9).

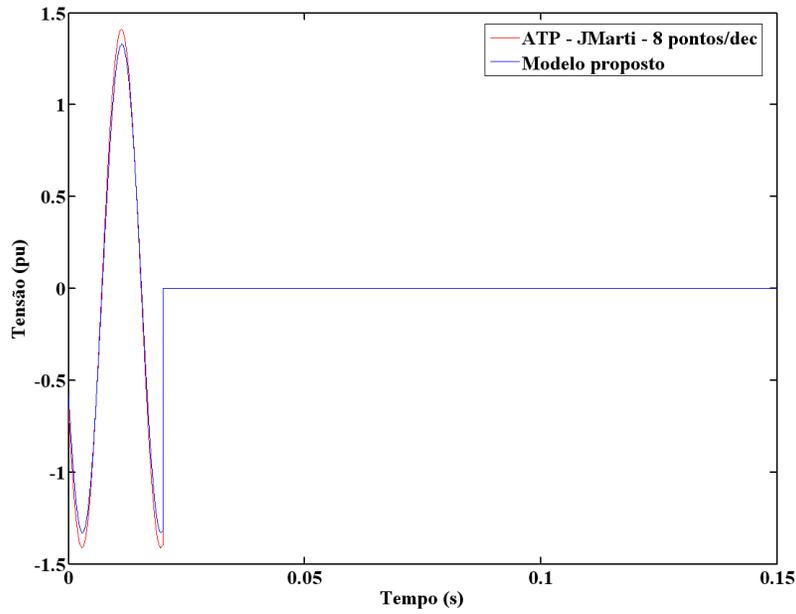


Figura V.9 – Curto-circuito em linha não transposta (fase C) – tensão na fase C, terminal receptor.

As próximas figuras (V.10 a V.15) apresentam simulações de energização da linha analisada.

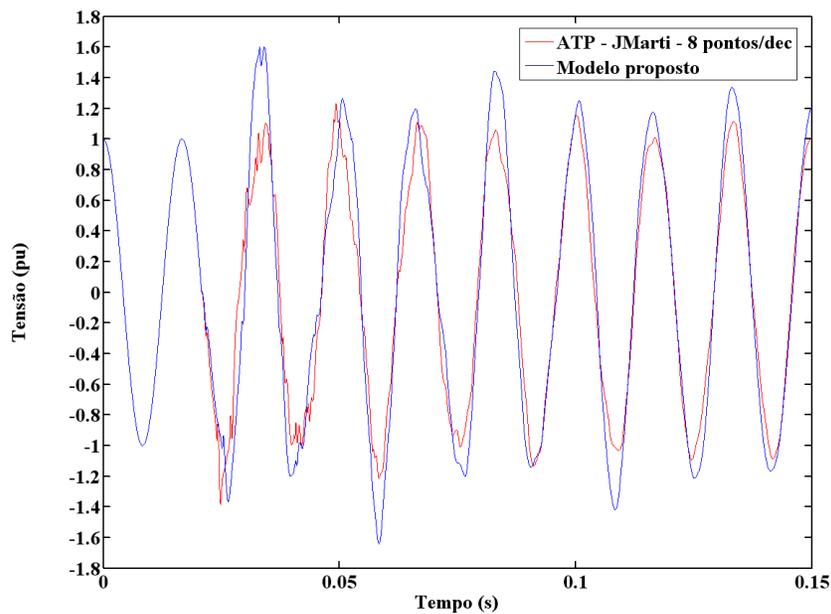


Figura V.10 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase A, terminal emissor.

Considerando a energização da linha analisada e terminal emissor da mesma, as curvas apresentam grandes diferenças. Isso se deve às limitações do modelo utilizado para introduzir o modelo

proposto no ATPDraw.

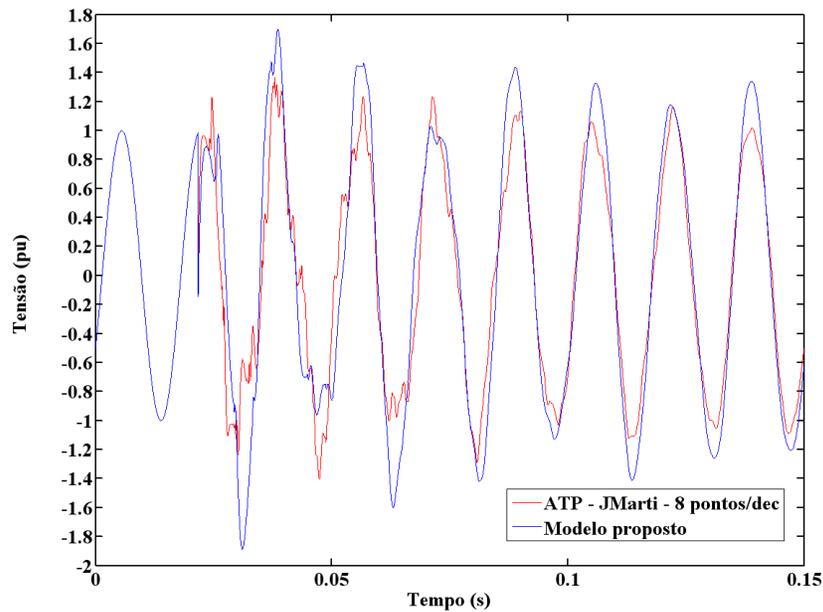


Figura V.11 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase B, terminal emissor.

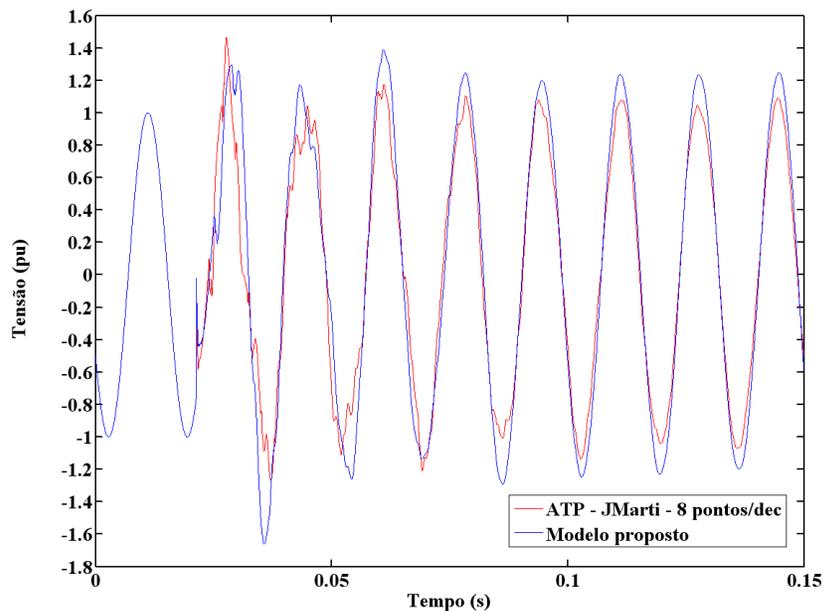


Figura V.12 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase C, terminal emissor.

No caso, essas diferenças são maiores no terminal receptor da linha, como mostram as figuras V.13, V.14 e V.15. Nessas figuras, foram introduzidos resultados de uma outra simulação com o

modelo interno do ATPDraw e considerando um ponto de ajuste para cada década de frequência. Assim, os resultados entre os dois modelos tornam-se mais próximos. Como a proposta é analisar a aplicação da matriz de transformação, conclui-se que nesse caso a matriz de transformação aplicada pode substituir a matriz de autovetores.

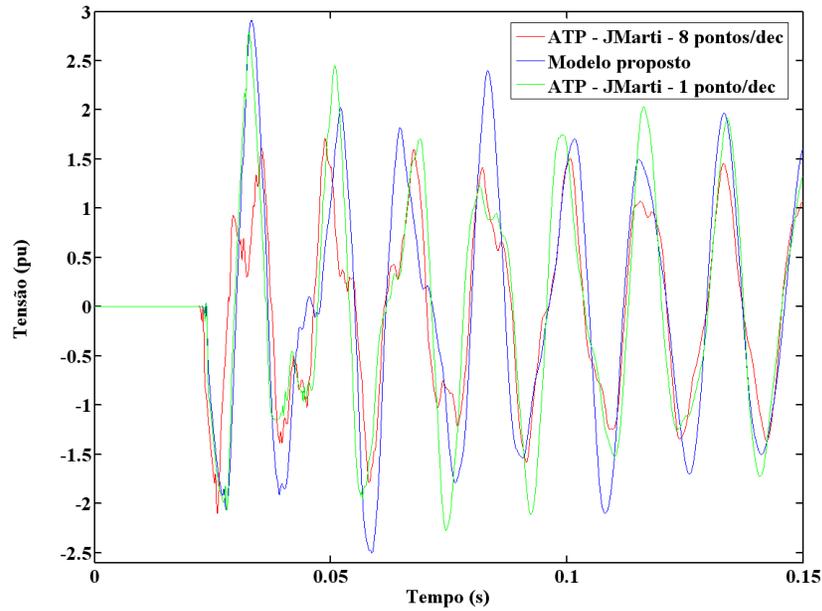


Figura V.13 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase A, terminal receptor.

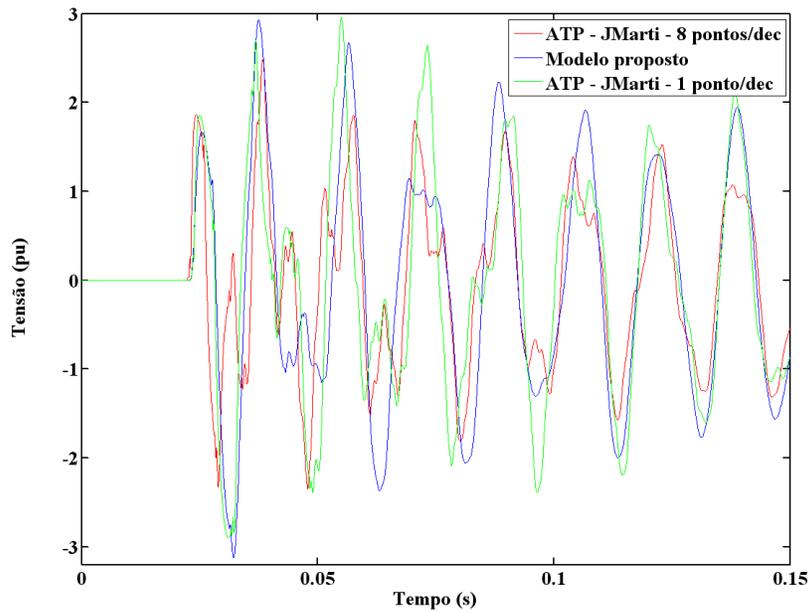


Figura V.14 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase B, terminal receptor.

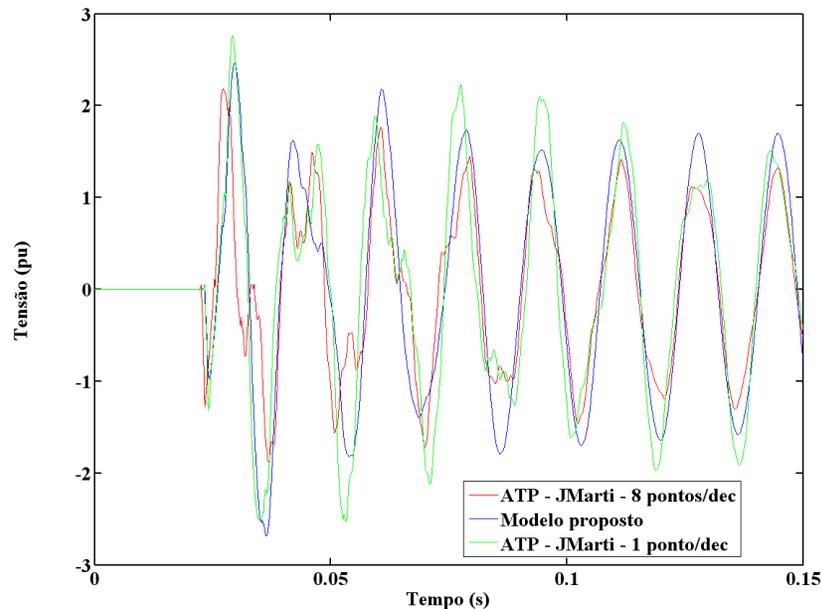


Figura V.15 – Energização em linha aberta não transposta – tensão na fase C, terminal receptor.

No caso da modificação realizada, cujos resultados são identificados nas três figuras anteriores pelas curvas em cor verde, não foi feita a opção por aumentar a quantidade de ramos RL paralelo no modelo introduzido no ATPDraw, pois levaria a ultrapassar a quantidade limite de nós que o programa suporta. A alternativa de diminuir a complexidade e a precisão do modelo interno do ATPDraw foi a alternativa para realizar a comparação pretendida. Como foram utilizados 80 circuitos π , no caso dos modos α e β , isso significou a utilização de 1922 elementos no ATPDraw. Para o modo homopolar, foram 1441 elementos. No total, sem considerar os transformadores ideais para introdução da matriz de transformação e as fontes de tensão, foram 3363 elementos. Mesmo não ultrapassando o limite de elementos, o limite de nós foi atingido, pois foi necessário introduzir duas vezes cada nó referente a cada bloco RL paralelo. Dessa forma, o aumento na quantidade de blocos RL paralelo em cada circuito π utilizado para modelar parâmetros de linha dependentes da frequência exigirá a aplicação da modelagem proposta utilizando variáveis de estado e aplicativos de cálculo matricial.

A linha que interliga Jaguará a Taquaril foi utilizada porque foi a base do desenvolvimento dos protótipos dos programas do tipo EMTP. Dessa forma, foi comprovado que a matriz de transformação, única e real, adotada é uma boa aproximação para substituir a matriz de autovetores em aplicações para analisar e simular transitórios em linhas de transmissão trifásicas. Nas figuras que contêm os resultados das simulações de energização, os resultados do ATPDraw com 8 pontos de ajuste por década de

freqüência são identificados pelo arquivo `jagua_nontransp_exata_ener.pl4`. Os resultados obtidos pela utilização da matriz de Clarke como matriz de transformação são identificados pelo arquivo `jagua_nt_ener.pl4`. Ao representar a matriz de Clarke ou a matriz T_{FM6} por transformadores ideais no ATPDraw, a relação de transformação de cada transformador é o valor do elemento correspondente na matriz de transformação representada.

VI – Simulações de transitórios em uma linha de circuito duplo

Após a análise de erros, conduzida no capítulo IV, e as comparações de resultados, avaliadas no capítulo V, serão apresentados os resultados de simulações de transitórios eletromagnéticos em uma linha de circuito duplo. No caso, essa linha foi apresentada na figura I.3. O objetivo é aplicar o desenvolvimento realizado neste trabalho em uma situação de análise da melhor configuração de distribuição dos condutores de fase de uma linha de circuito duplo. O desenvolvimento mencionado é relativo à estruturação de uma matriz de transformação fase-modo independente da frequência que possa ser aplicada em análises que considere os parâmetros longitudinais de linha parametrizados em função da frequência, sem que haja erros consideráveis e a modelagem proposta possa ser uma boa alternativa para as análises desejadas.

Como o objetivo é comprovar a eficiência da estrutura da matriz de transformação fase-modo proposta neste trabalho, a inclusão da dependência da frequência nos parâmetros longitudinais da linha será feita de forma semelhante àquela do capítulo IV. No caso, tal inclusão deveria ser realizada com um número maior de pontos de ajustes por década de frequência considerada na análise. Porém, isso sobrecarregaria o programa de simulação utilizado (ATPDraw) quanto ao número de elementos de circuito que pode ser utilizado. Uma solução para uma quantidade maior de pontos de ajustes seria utilizar uma rotina numérica baseada em variáveis de estados cuja solução seria obtida por meio de programa voltado para cálculo numérico que trabalhe com matrizes ou por meio de desenvolvimento de um programa próprio baseado em uma linguagem de programação apropriada para cálculos que envolvam matrizes [34-56, 59-66]. Como isso é um desenvolvimento de uma parte de um grupo de pesquisa da qual este trabalho faz parte, neste capítulo, os resultados serão comparativos e com o objetivo, novamente, de analisar a aplicação da matriz de transformação. A precisão quanto à representação de parâmetros longitudinais de linha considerando a influência da frequência é objetivo de outros membros do grupo de pesquisa citado [34-56, 59-66].

Serão apresentados, então, resultados de simulações de energização de linha e de ocorrência de curto-circuito franco. Para isso, serão utilizados dois esquemas de distribuição dos condutores de fase. Em um dos esquemas, denominado esquema I, as fases são distribuídas como dois circuitos trifásicos em seqüência. Nesse caso, adota-se a mesma seqüência de fases para os dois circuitos trifásicos e a

linha é considerada não transposta. A figura VI.1 mostra a distribuição dos condutores de fase para o esquema I. As outras características da linha estão colocadas na figura I.3. Já a figura VI.2 mostra a distribuição de fases para o esquema II e, nesse caso, foi considerada uma distribuição em que os circuitos compusessem uma estrutura semelhante a subcondutores de um único circuito trifásico.

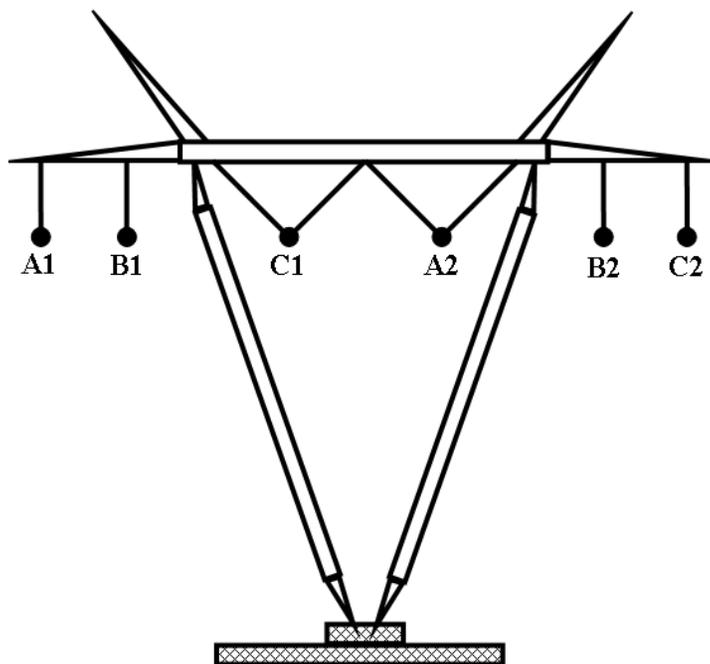


Figura VI.1 – Esquema I de distribuição dos condutores de fase da linha de circuito duplo analisada.

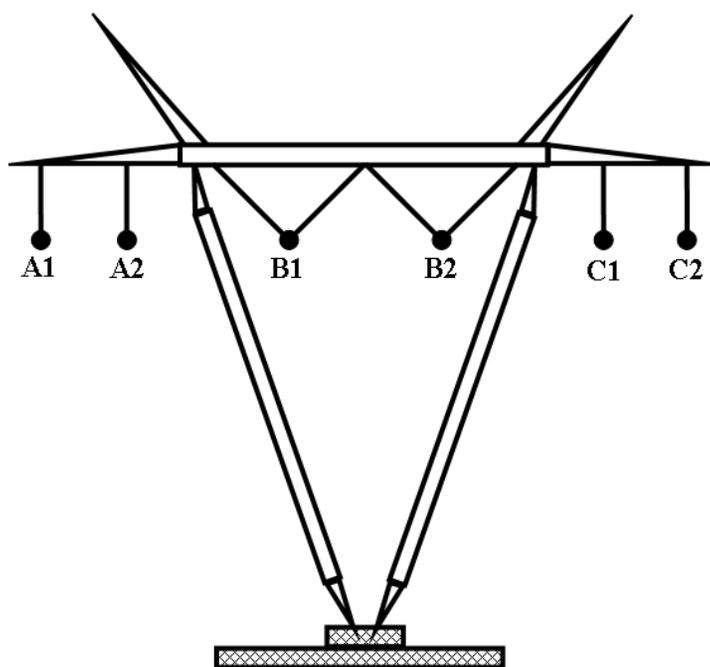


Figura VI.2 – Esquema II de distribuição dos condutores de fase da linha de circuito duplo analisada.

No caso dos dois esquemas de linha, para o cálculo de parâmetros de linha, os cabos pára-raios são considerados implícitos nos valores correspondentes de fase. São considerados ainda o efeito pelicular e o efeito do solo.

Utilizando a modelagem matemática apresentada no capítulo III, as relações de tensões são as seguintes para o esquema I:

$$\begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = T_{FM6} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha1} \\ V_{\beta1} \\ V_{01} \\ V_{02} \\ V_{\beta2} \\ V_{\alpha2} \end{bmatrix} \quad e \quad \begin{bmatrix} V_{\alpha1} \\ V_{\beta1} \\ V_{01} \\ V_{02} \\ V_{\beta2} \\ V_{\alpha2} \end{bmatrix} = T_{FM6}^T \cdot \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (VI.1)$$

Já para o esquema II, as relações de tensões são:

$$\begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{B2} \\ V_{A2} \end{bmatrix} = T_{FM6} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha1} \\ V_{\beta1} \\ V_{01} \\ V_{02} \\ V_{\beta2} \\ V_{\alpha2} \end{bmatrix} \quad e \quad \begin{bmatrix} V_{\alpha1} \\ V_{\beta1} \\ V_{01} \\ V_{02} \\ V_{\beta2} \\ V_{\alpha2} \end{bmatrix} = T_{FM6}^T \cdot \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{B2} \\ V_{A2} \end{bmatrix} \quad (VI.2)$$

No caso, T_{FM6}^T é a matriz transposta de T_{FM6} . Já a estrutura dessa última matriz, como mostrado no capítulo III, é:

$$T_{FM6} = \begin{bmatrix} -1/\sqrt{6} & 2/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} & 0 & 0 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & 0 & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} \\ 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{6} \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & 0 & -1/\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 & -1/\sqrt{6} & 2/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} \end{bmatrix} \quad (VI.3)$$

Tanto nas simulações de energização de linha como nas simulações de curto-circuito franco, para representar o gerador foi utilizado um equivalente de geração que incluía uma fonte trifásica ideal ligada a uma impedância de saída do gerador. A tensão no terminal de geração era a tensão de saída desse equivalente de geração. O gerador, representado por seu equivalente de geração, alimentava paralelamente os dois circuitos da linha analisada. No terminal receptor, tais circuitos eram analisados

separadamente. As características utilizadas nas simulações são apresentadas a seguir:

- Comprimento da linha: 500 km;
- tensão nominal: 440 kV;
- potência de base do equivalente de geração: 170 MVA;
- relação entre reatância e resistência (X/R) do equivalente de geração: 11,4.

VI.1 – Simulações de energização de linha

Nas simulações de energização, o terminal receptor da linha estava em aberto. Foram utilizadas três chaves com tempos de fechamento em 40 ms, 41 ms e 42 ms para as fases A, B e C, respectivamente. Antes do tempo de fechamento da primeira chave, o equivalente de geração foi colocado em regime permanente com tensão nominal de 1 pu. Com o fechamento das chaves, foram observados os comportamentos das tensões no terminal emissor e no terminal receptor. O passo de tempo utilizado foi de 1 μ s e o tempo total de simulação foi de 150 ms.

Dessa forma, a figura VI.3 mostra as curvas de tensões no terminal de geração durante a energização da linha com o esquema I de distribuição dos condutores de fase. Antes de 40 ms, as tensões estão equilibradas e com valor de 1 pu. Devido à energização que ocorre quando a corrente de cada fase passa pelo valor nulo depois do tempo de disparo de cada chave, há transitórios de alta frequência no primeiro ciclo para cada uma das fases depois do fechamento efetivo das chaves. Em seguida, devido às reflexões das ondas de tensão nos terminais da linha, as tensões crescem até estabilizar em valores próximos a 3 pu.

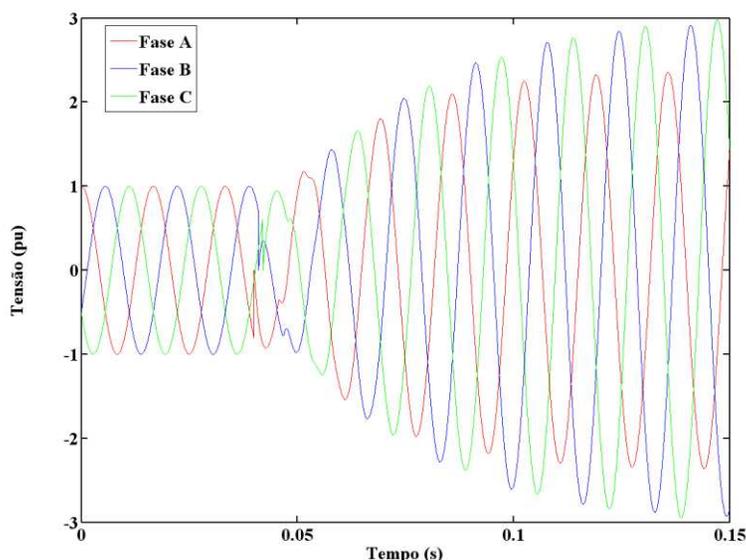


Figura VI.3 – Tensões no terminal emissor durante energização da linha analisada (esquema I).

A figura VI.4 mostra as tensões do circuito 1 no terminal receptor da linha e a figura VI.5 mostra as tensões do circuito 2 no terminal receptor durante a energização simulada considerando o esquema I de distribuição dos condutores de fase.

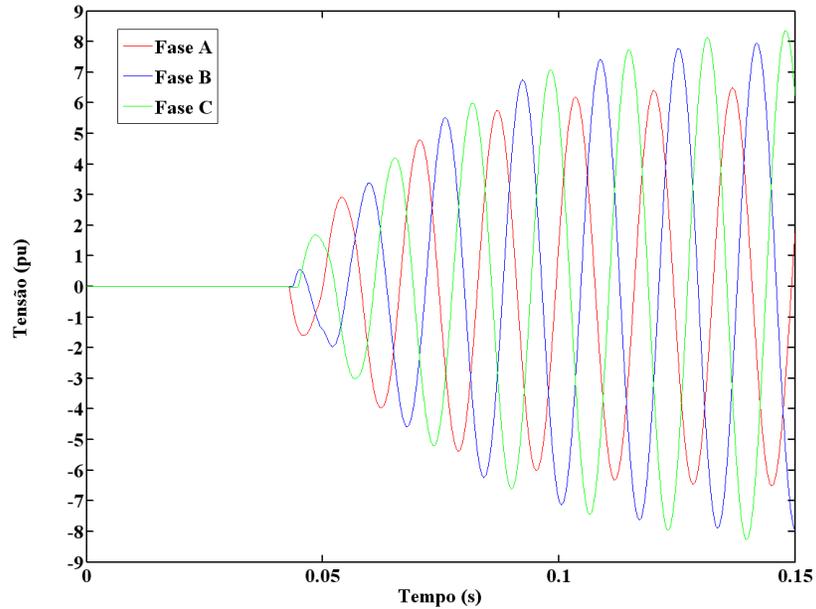


Figura VI.4 – Tensões do circuito 1 no terminal receptor durante energização (esquema I).

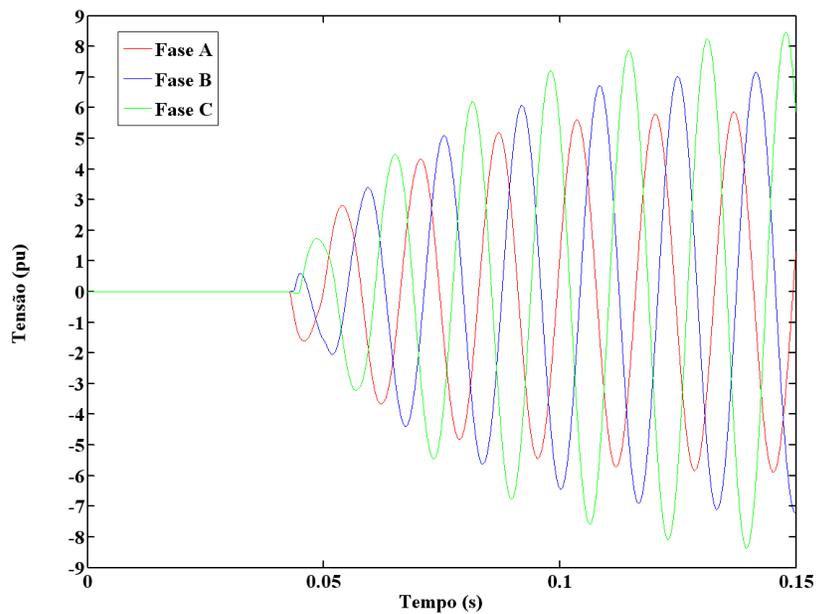


Figura VI.5 – Tensões do circuito 2 no terminal receptor durante energização (esquema I).

No caso do terminal de geração (figura VI.3), as tensões das fases B e C atingem os maiores valores de pico. No terminal receptor do circuito 1, as características são semelhantes ao terminal de geração, tendo as fases B e C os maiores valores de pico (figura VI.4). No entanto, no terminal receptor do circuito 2, tais características não se repetem e as curvas de tensão apresentam diferenças de valores de pico entre as três tensões (figura VI.5). A tensão da fase A apresenta o menor valor de pico, a tensão da fase B apresenta o valor de pico intermediário e a tensão da fase C apresenta o maior valor de pico. Tais diferenças entre as características das tensões no terminal receptor são causadas pela influência da distribuição dos condutores de fase e do fato da linha não ser transposta.

Na figura VI.6, as tensões dos dois circuitos da linha no terminal receptor são comparadas. Observando tal figura, nota-se que a tensão da fase A do circuito 1 apresenta valor de pico maior que a tensão da mesma fase do circuito 2. Essa relação repete-se para a fase B, sendo que V_{B1} tem maior valor de pico do que V_{B2} . Já para a fase C, V_{C2} tem maior valor de pico do que V_{C1} .

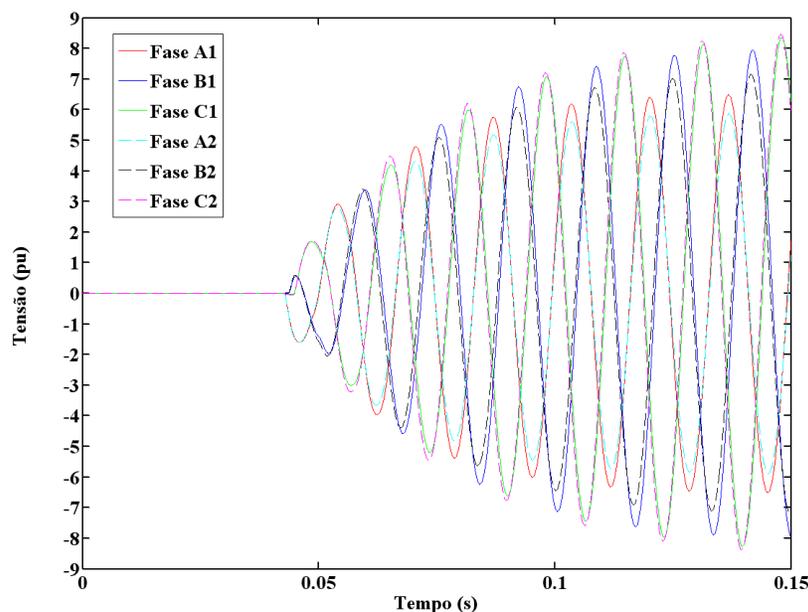


Figura VI.6 – Tensões da linha no terminal receptor durante energização (esquema I).

Quando o esquema II de distribuição dos condutores é utilizado para simulação de energização da linha, os resultados apresentam características diferentes daqueles apresentados nas figuras anteriores. As curvas de tensão têm muitas semelhanças, pois a distribuição dos condutores de fase utilizada apresenta uma maior simetria em relação ao eixo vertical da linha. Dessa forma, ao analisar a figura VI.7 referente ao terminal de geração, é observado que os valores de pico das tensões das três

fases têm valores muito próximos, demonstrando um maior equilíbrio nas características elétricas devido à distribuição dos condutores de fase ser favorável a isso. Já as figuras VI.8 e VI.9 mostram as tensões dos circuitos 1 e 2 para o terminal receptor, respectivamente. As curvas dessas duas últimas figuras apresentam características semelhantes entre tais figuras e também em relação às curvas da figura VI.7.

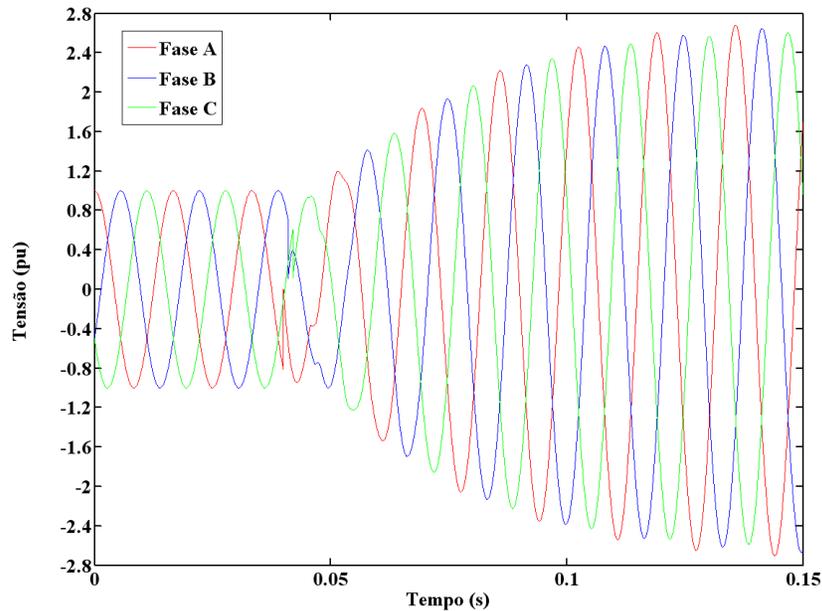


Figura VI.7 – Tensões no terminal emissor durante energização da linha analisada (esquema II).

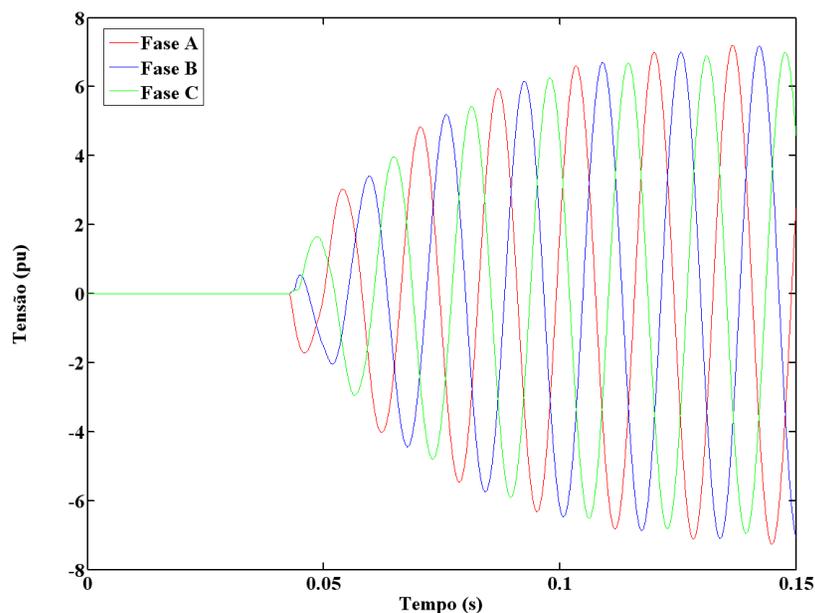


Figura VI.8 – Tensões do circuito 1 no terminal receptor durante energização (esquema II).

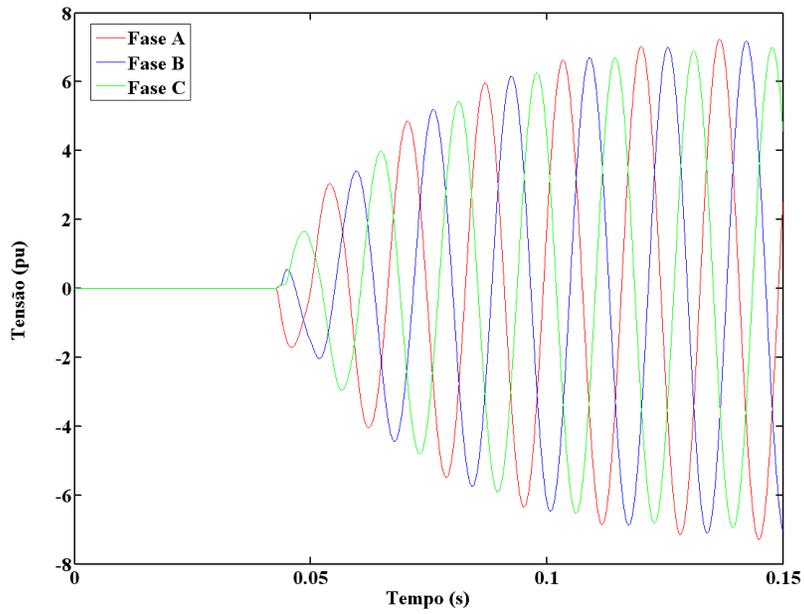


Figura VI.9 – Tensões do circuito 2 no terminal receptor durante energização (esquema II).

Como forma de analisar as semelhanças, as tensões dos dois circuitos do terminal de recepção são colocadas na figura VI.10.

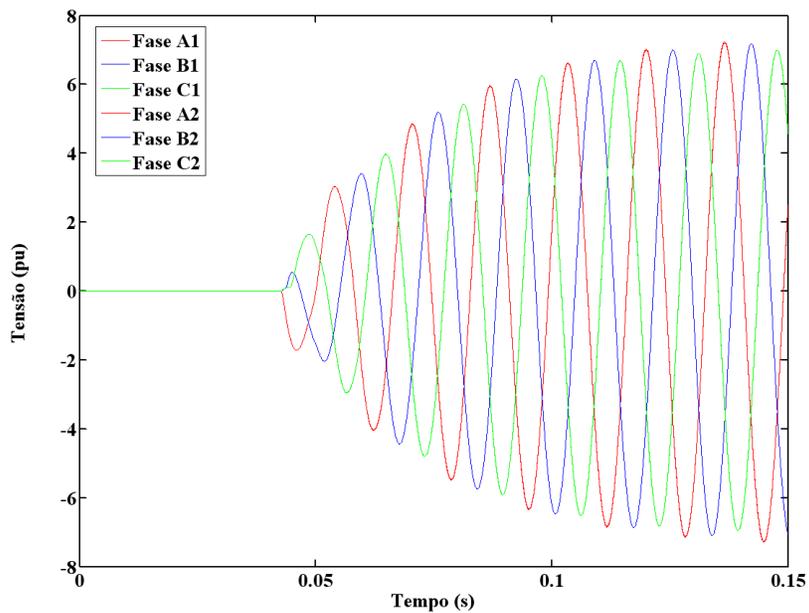


Figura VI.10 – Tensões da linha no terminal receptor durante energização (esquema II).

Tanto na figura VI.8 como na figura VI.9, os valores de pico das curvas de tensão são muito próximos, apresentando características semelhantes às curvas correspondentes no terminal emissor. Ou seja, as curvas apresentam pequenas diferenças nos primeiros ciclos após a energização e, após tais ciclos, em termos práticos, apresentam apenas a defasagem angular devido à seqüência de fases do sistema de potência trifásico. Quando sobrepostas, na figura VI.10, a conclusão é que, na realidade, as curvas de tensão do circuito 1 são praticamente idênticas às suas curvas correspondentes do circuito 2. Assim, por utilizar uma distribuição de condutores de fase com um maior grau de simetria em relação ao eixo vertical da linha, as características elétricas dos dois circuitos da linha analisada tornam-se praticamente idênticas.

Um outro tipo de comparação é realizado utilizando as figuras V.11, VI.12, VI.13, VI.14 e VI.15. Nessas figuras, são comparadas as curvas de tensão dos dois esquemas de distribuição dos condutores de linha.

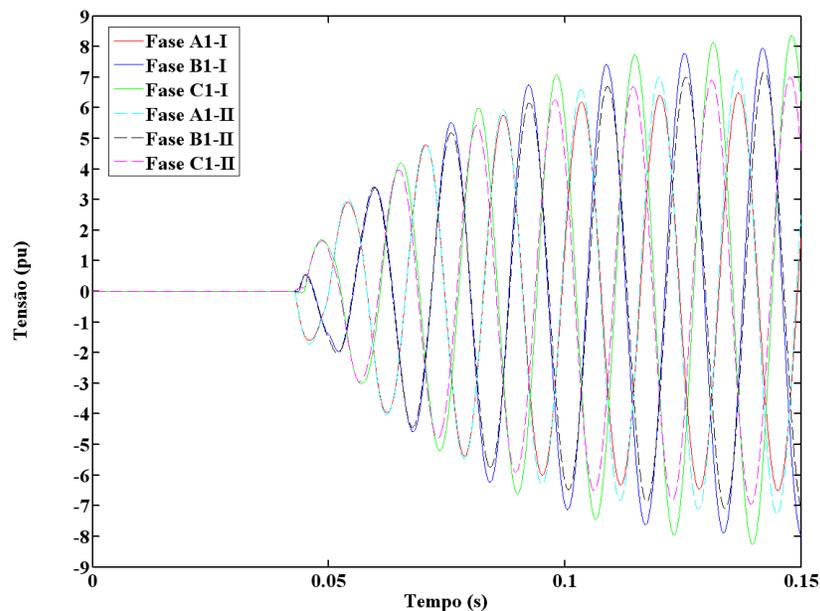


Figura VI.11 – Tensões do circuito 1 no terminal receptor durante energização (esquemas I e II).

Na figura VI.11 que apresenta as tensões para o circuito no terminal receptor durante a energização da linha, em relação à fase A, o esquema I apresenta valor de pico menor que o esquema II. Já no caso das fases B e C, tais relações são o inverso. Ou seja, para essas fases, o esquema I apresenta valores de pico maiores que o esquema II. Analisando as tensões do circuito 2 no terminal receptor durante a energização da linha, na fase A, o esquema I apresenta valor de pico menor que o esquema II. Na fase B, os valores de pico são praticamente os mesmos. E na fase C, o esquema I

apresenta valor de pico maior que o esquema II. Isso é mostrado na figura VI.12.

A figuras VI.13, VI.14 e VI.15 mostram as comparações para o terminal emissor. Nesse caso, em cada figura, são mostrados os valores numéricos da tensão de pico de uma das fases.

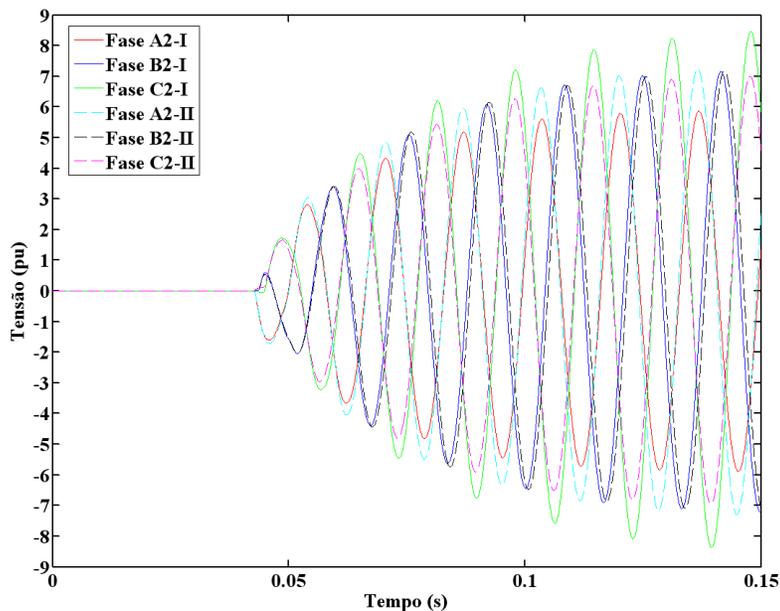


Figura VI.12 – Tensões do circuito 2 no terminal receptor durante energização (esquemas I e II).

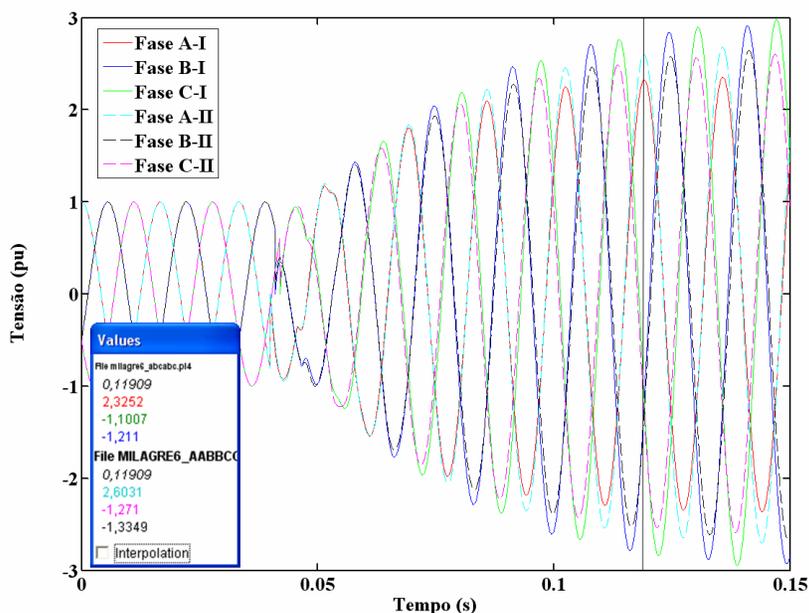


Figura VI.13 – Tensões de pico da fase A no terminal emissor durante energização (esquemas I e II).

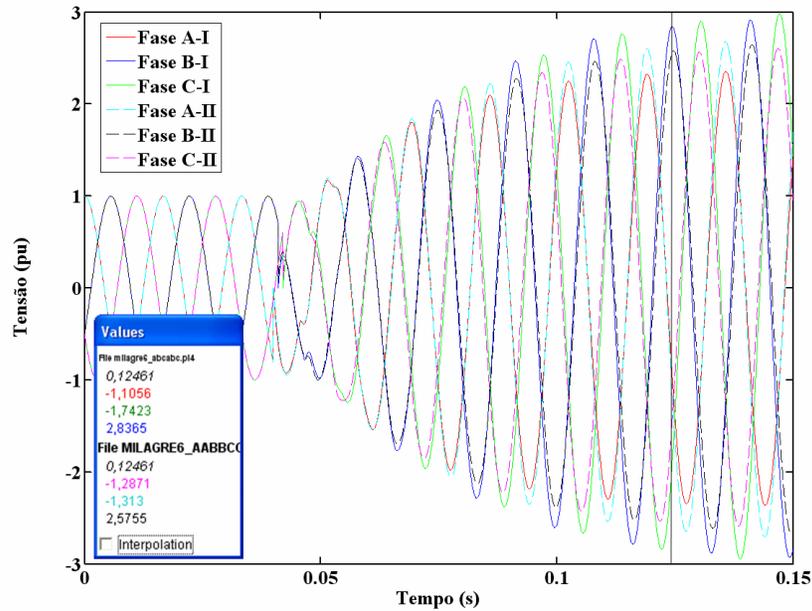


Figura VI.14 – Tensões de pico da fase B no terminal emissor durante energização (esquemas I e II).

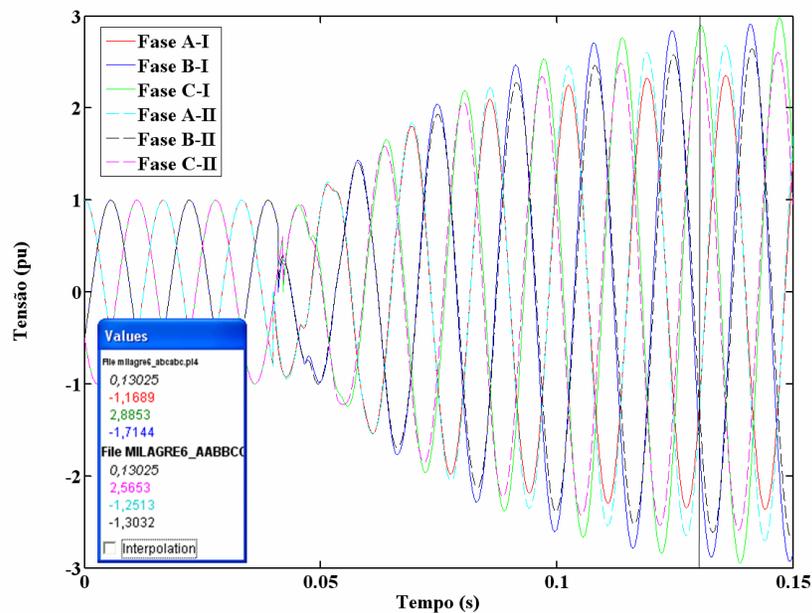


Figura VI.15 – Tensões de pico da fase C no terminal emissor durante energização (esquemas I e II).

No caso da fase A no terminal de geração (figura VI.13), após a energização da linha, o pico de tensão para o esquema I corresponde a 89,95 % do valor de pico de tensão para o esquema II. Tomando como referência a tensão na fase A do esquema I, o pico de tensão do esquema II é 11,17 % maior que

a tensão de pico do esquema I para a fase A no terminal de geração. Nesse caso, o esquema II apresenta maior valor de pico. No esquema I, o valor de pico é 2,3390 pu e, no esquema II, é 2,6002 pu.

Em relação à fase B, analisada na figura VI.14, após a energização, utilizando como base a tensão na fase B do esquema I (V_{B-I}), a relação entre V_{B-I} e V_{B-II} (tensão na fase B do esquema II) no terminal de geração é de 109,45 %. Já a relação inversa, V_{B-II} em relação V_{B-I} , tem o valor de 91,37 %. Ou seja, considerando a fase B durante a energização da linha, o esquema I apresenta valor de pico maior. No esquema I, o valor de pico é 2,8188 pu e, no esquema II é 2,5755 pu.

Quando a fase C é submetida a uma análise semelhante àquela feita para as outras duas fases, a relação entre o valor de pico da tensão para o esquema I (V_{C-I}) e o valor correspondente para o esquema II (V_{C-II}) é 109,01 %. Já a relação dos valores de pico entre V_{C-II} e V_{C-I} é 91,74 %. O esquema I apresenta valor de pico maior, sendo os valores de pico para o esquema de 2,7954 pu e para o esquema II de 2,5653 pu.

VI.2 – Simulações de curto-circuito

Em relação a curto-circuito, foram simuladas ocorrências de curto-circuito monofásico franco no terminal receptor da linha. Foram feitas simulações com o curto-circuito ocorrendo em cada uma das fases do circuito 1, observando as conseqüências nas demais fases do mesmo circuito e também nas fases do circuito 2. A opção pelo curto-circuito monofásico é baseada na maior probabilidade de ocorrência desse tipo de curto-circuito em relação ao curto-circuito bifásico e ao curto-circuito trifásico. Como no caso da simulação de energização, no terminal emissor, os dois circuitos trifásicos da linha são alimentados pelo mesmo equivalente de geração. Antes da ocorrência do curto-circuito, o sistema é colocado em regime permanente, adotando-se o valor de 1 pu para o terminal emissor e com o terminal receptor em aberto. Dessa forma, antes da falta, em regime permanente, o terminal receptor terá tensões com valores próximos de 2 pu. Como o equivalente de geração é equilibrado, o fato da linha não ser transposta, leva a diferenças nos valores de tensão em regime permanente. Essas diferenças são dependentes também de qual esquema de distribuição dos condutores é utilizado. A simulação do curto-circuito franco no ATPDraw foi feita utilizando uma chave com o tempo de fechamento de 40 ms após o início da simulação.

Os primeiros resultados, então, são mostrados nas figuras VI.16, VI.17 e VI.18. Tais figuras estão relacionadas à simulação de um curto-circuito franco na fase A do circuito 1 localizada no terminal receptor da linha. Nesse caso, o esquema I de distribuição dos condutores de fase é utilizado. Assim, a figura VI.16 mostra as tensões no terminal de geração da linha. Os resultados mostram que,

no terminal de geração, a fase onde ocorre o curto-circuito sofre, praticamente, todas as conseqüências. Não há mudanças significativas no perfil de tensão das fases B e C. Já na fase A, há um afundamento de tensão, onde, após a falta, a tensão fica em torno de 55 % do valor da tensão em regime permanente.

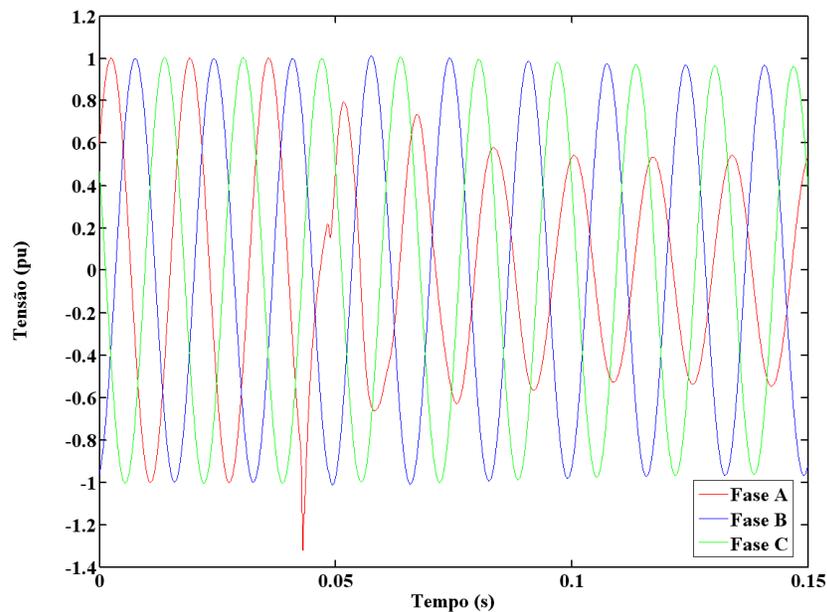


Figura VI.16 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema I).

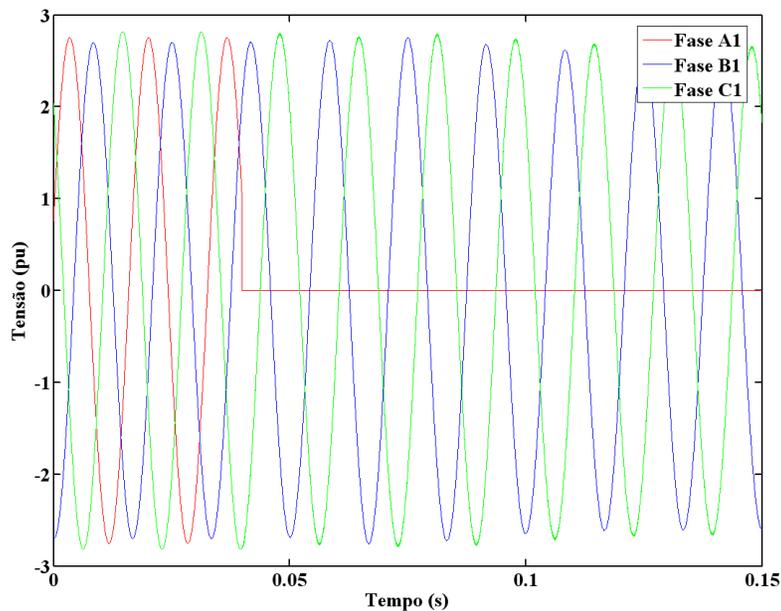


Figura VI.17 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor na fase A do circuito 1 (esquema I).

Na figura VI.17, em relação ao terminal receptor e ao circuito 1, é observado o desequilíbrio das fases causado pela não transposição e pela distribuição dos condutores de fase segundo o esquema I, mostrado na figura VI.1. As fases B e C não são fortemente afetadas pela ocorrência do curto-circuito franco que ocorre na fase A no tempo de 40 ms após o início da simulação.

Para o circuito 2, cujas tensões no terminal receptor são mostradas na figura VI.18, há um desequilíbrio maior entre as fases antes da ocorrência do curto-circuito. Após a ocorrência do curto-circuito franco, há um afundamento de tensão na fase B, cuja variação percentual do valor nominal de tensão pode ser considerada pequena. Já na fase A, a diminuição de tensão chega a 55 % do valor de tensão em regime permanente, aproximadamente.

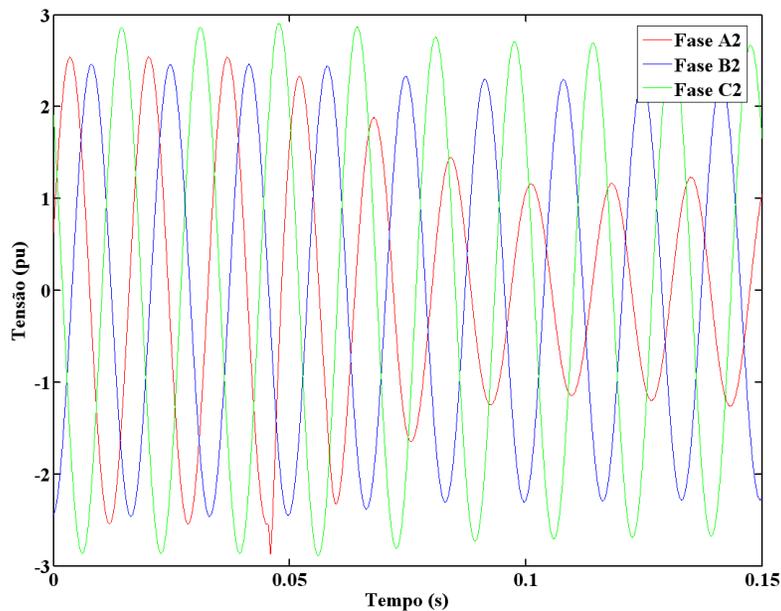


Figura VI.18 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema I).

Os resultados referentes à simulação de curto-circuito monofásico franco na fase B do circuito, localizado no terminal receptor utilizando o esquema I de distribuição dos condutores de fase, são mostrados nas figuras VI.19, VI.20 e VI.21. A figura VI.19 mostra as tensões no terminal de geração da linha para o curto-circuito mencionado. Semelhantes aos resultados da simulação do curto-circuito na fase A, os principais efeitos da falta são observados na própria fase onde ocorre o curto-circuito. Há um afundamento de tensão na fase B com diminuição de aproximadamente 60 % em relação ao valor de tensão em regime permanente. Nas outras fases, as conseqüências são desprezíveis quando

comparadas àquelas observadas na fase B. As figuras VI.20 e VI.21 mostram as tensões no circuito 1 e no circuito 2 do terminal receptor para o curto-circuito na fase B, respectivamente.

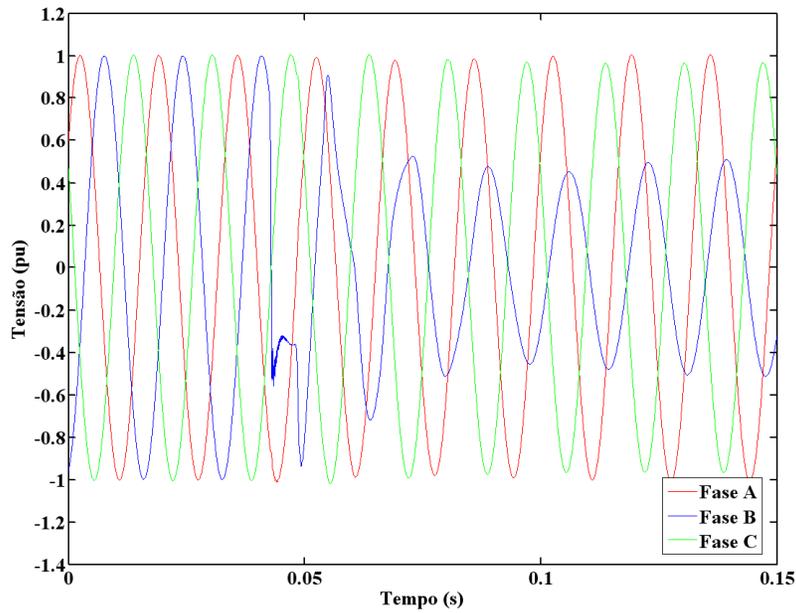


Figura VI.19 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema I).

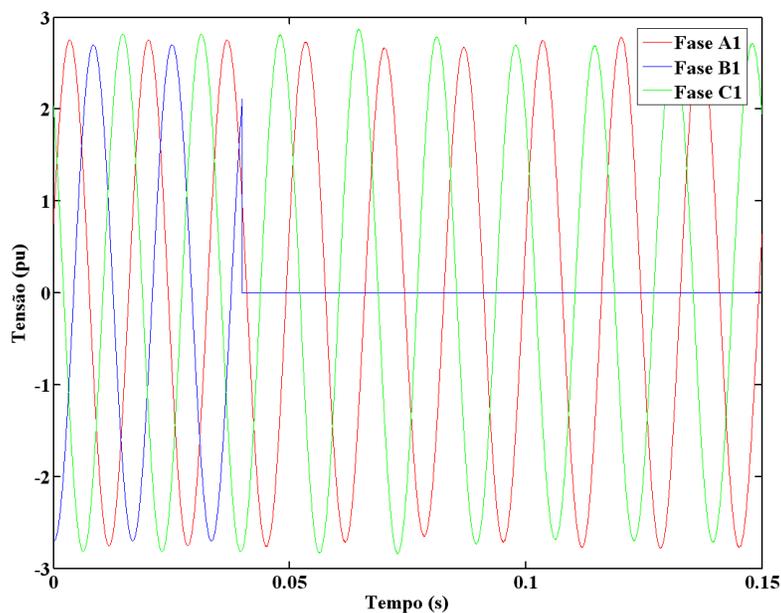


Figura VI.20 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema I).

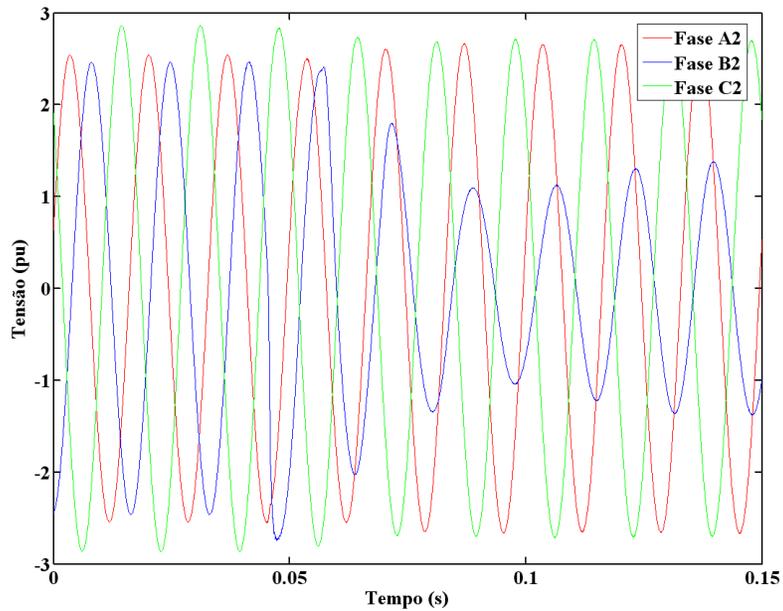


Figura VI.21 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema I).

As figuras VI.22, VI.23 e VI.24 são relativas a um curto-circuito franco que ocorre na fase C do circuito 1 e é localizado no terminal receptor da linha analisada.

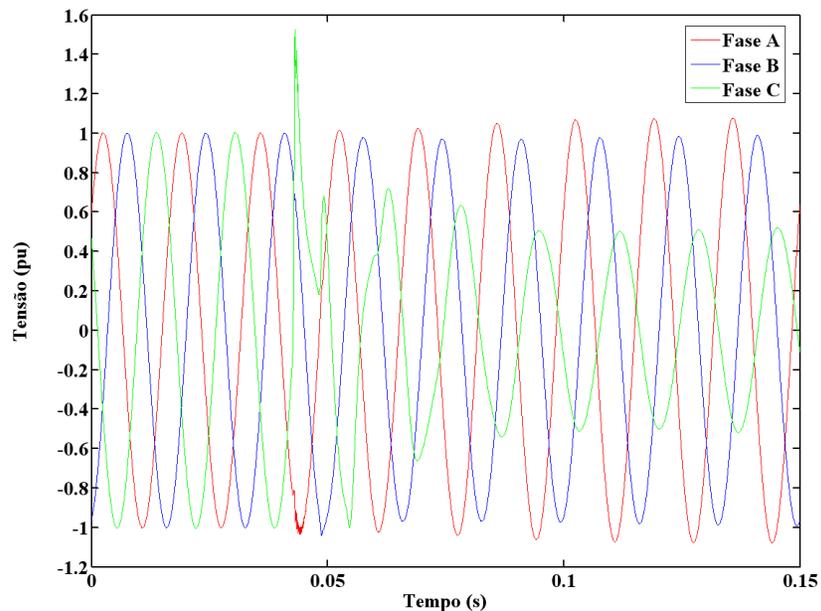


Figura VI.22 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema I).

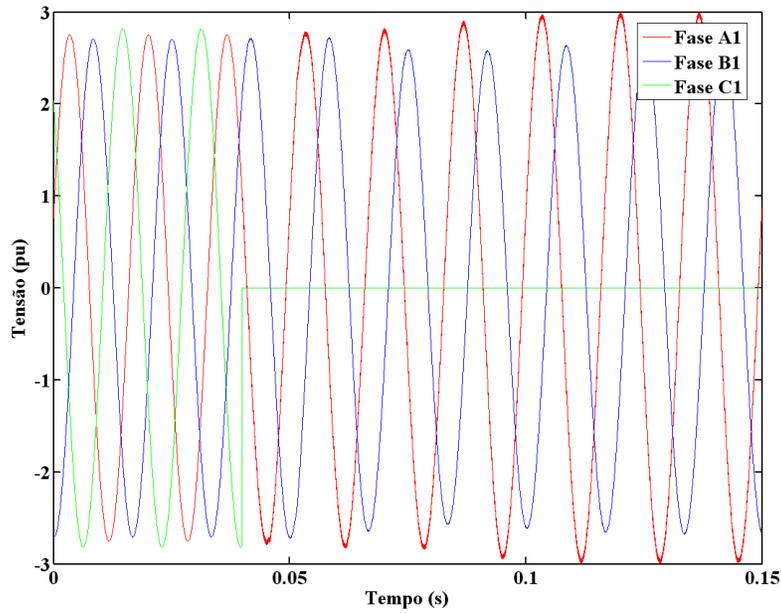


Figura VI.23 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema I).

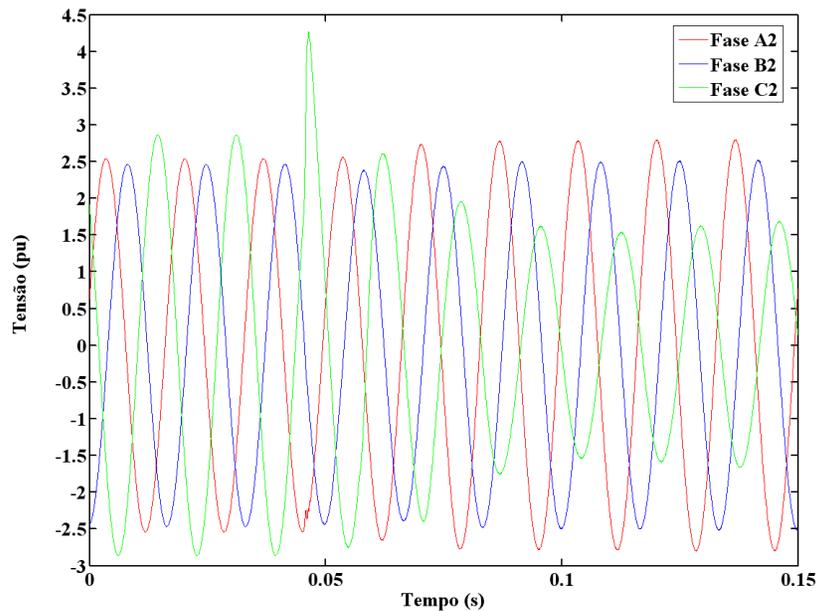


Figura VI.24 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema I).

No terminal de geração, analisando as fases A e B, não são observadas conseqüências

importantes por causa do curto-circuito franco na fase C do circuito 1 e localizado no terminal receptor (figura VI.22). As principais conseqüências, como nos casos anteriores, são observadas na própria fase onde ocorre o curto-circuito. Tais conseqüências são oscilações de alta freqüência no instante de ocorrência do curto-circuito, seguidas de um afundamento de tensão com uma diminuição de 50 % em relação ao valor de tensão de regime permanente antes do início do curto-circuito. No caso das figuras VI.23 e VI.24, os principais efeitos da falta também são observados na fase C. Assim, são observados oscilações de alta freqüência no instante do curto-circuito e afundamentos de tensão após a ocorrência do mesmo.

Ainda com relação ao curto-circuito franco na fase C, nesse caso, o valor de pico supera aqueles apresentados pelas simulações de curto-circuito nas outras fases. Isso é conseqüência da linha não ser transposta, do esquema de distribuição de condutores de fase e do instante de fechamento da chave que simula a falta no ATPDraw.

Utilizando o esquema II de distribuição dos condutores de fase, os resultados das simulações de curto-circuito apresentam características gerais diferentes daqueles obtidos para o esquema I de distribuição de condutores de fase. Devido a uma distribuição de condutores com um maior grau de simetria no plano vertical da linha, o esquema II apresenta maior interação entre os condutores da mesma fase pertencentes a circuitos distintos. Nesse caso, tais condutores estão mais próximos do que no caso do esquema I. Dessa forma, independente da fase que esteja em curto-circuito, além dessa fase, uma outra fase apresenta afundamento de tensão significativo. Considerando a ocorrência do curto-circuito na fase A do circuito 1 e localizada no terminal receptor, tanto na fase A como na fase B ocorrem afundamentos de tensão significativos, sendo que na fase A, tal afundamento de tensão é mais severo, quando se analisa as tensões no terminal de geração. No terminal receptor, os efeitos continuam sendo mais severos na fase A onde ocorre a falta (figura VI.25). Na figura VI.26, referente ao circuito 1, a fase A, após a falta, tem tensão nula. A fase B, nesse caso, apresenta afundamento de tensão significativo e a fase C apresenta sobretensão após a ocorrência do curto-circuito. Na figura VI.27, referente ao circuito 2, a fase A também apresenta afundamento de tensão mais severo que a fase B.

Resultados semelhantes são observados quando a falta atinge a fase B. No terminal de geração, essa fase apresenta afundamento de tensão mais severo do que a fase C que, nesse caso, é a outra fase onde há afundamento de tensão (figura VI.28). Com relação ao terminal receptor e ao circuito 1, a figura VI.29 mostra que na fase C ocorre afundamento de tensão enquanto a fase A sofre sobretensão. Analisando os resultados da figura VI.30, relacionada ao circuito 2, a fase atingida pela falta continua apresentando o afundamento de tensão mais severo enquanto uma outra fase, que no caso é a fase C,

também apresenta afundamento de tensão.

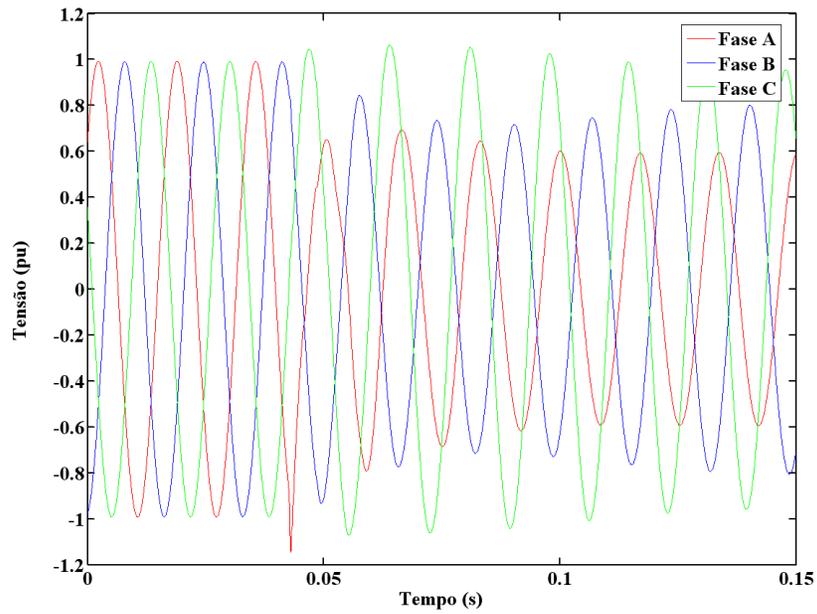


Figura VI.25 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema II).

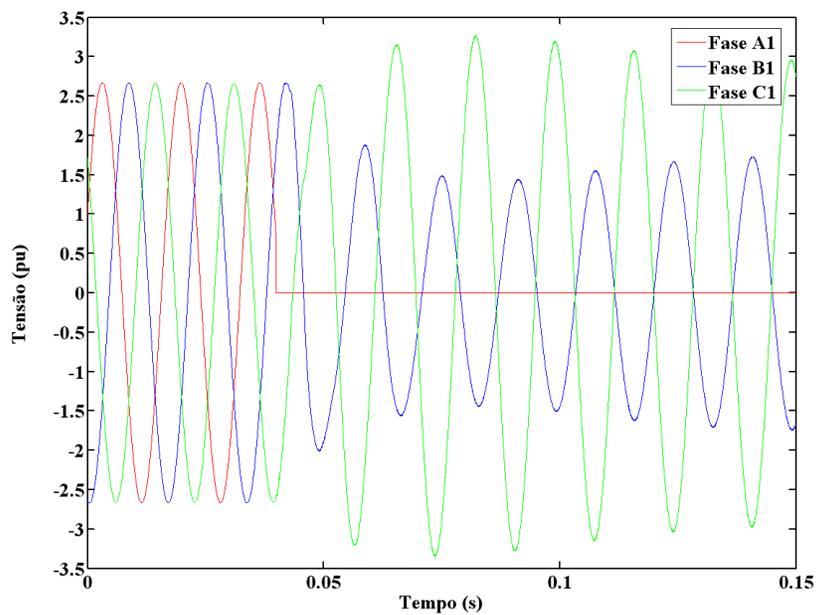


Figura VI.26 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema II).

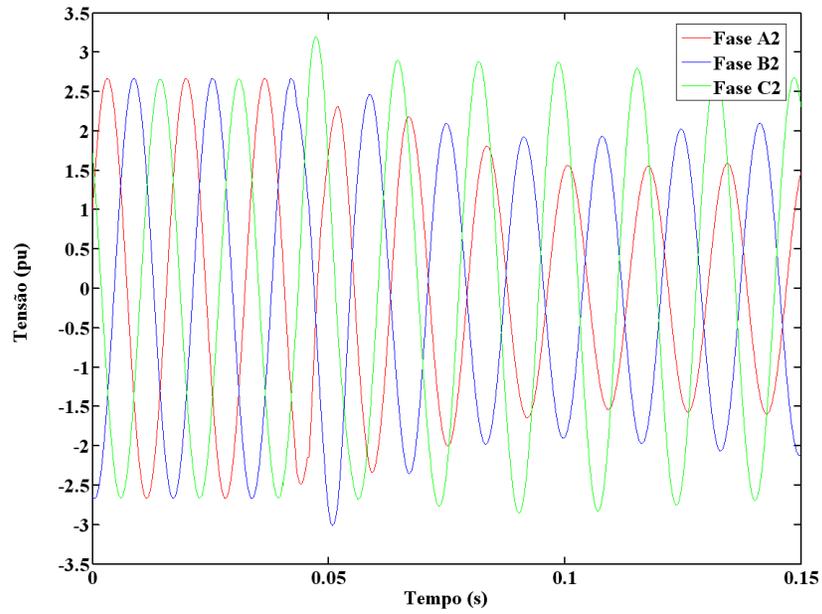


Figura VI.27 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase A do circuito 1 (esquema II).

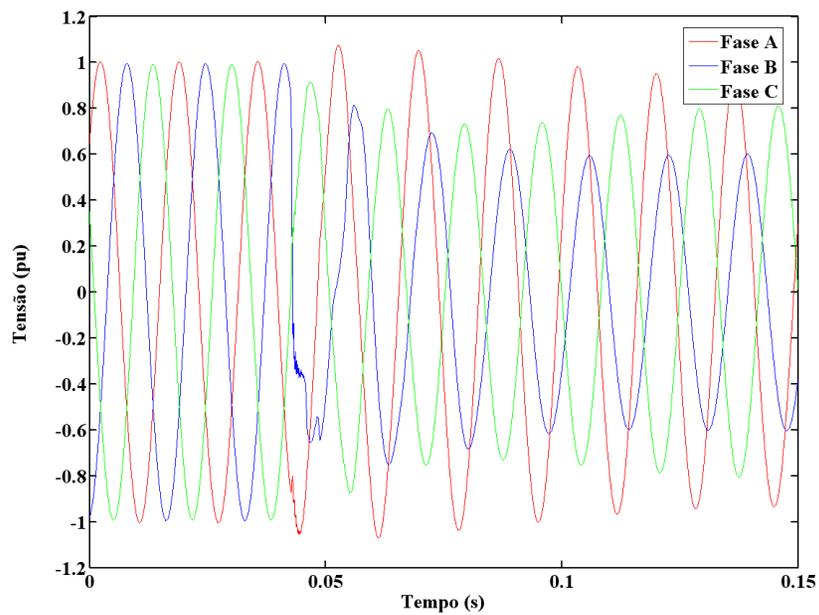


Figura VI.28 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema II).

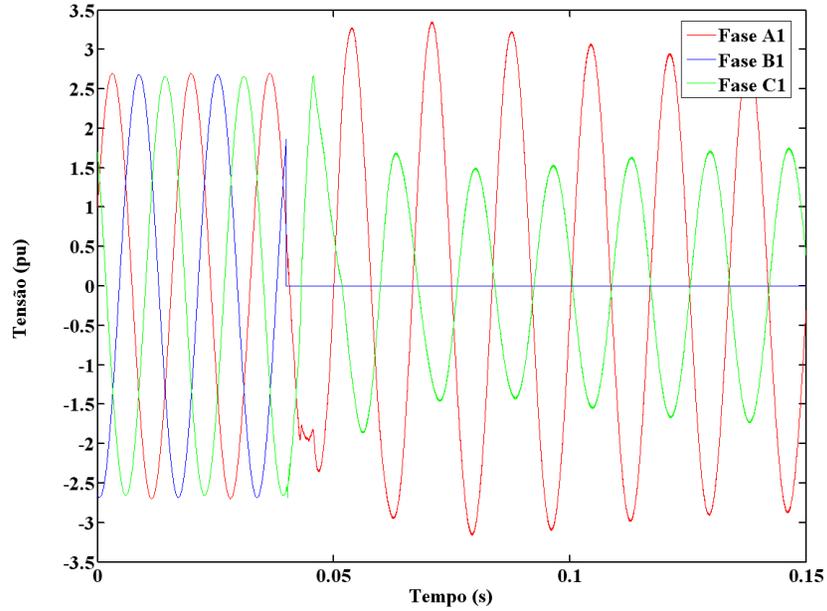


Figura VI.29 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema II).

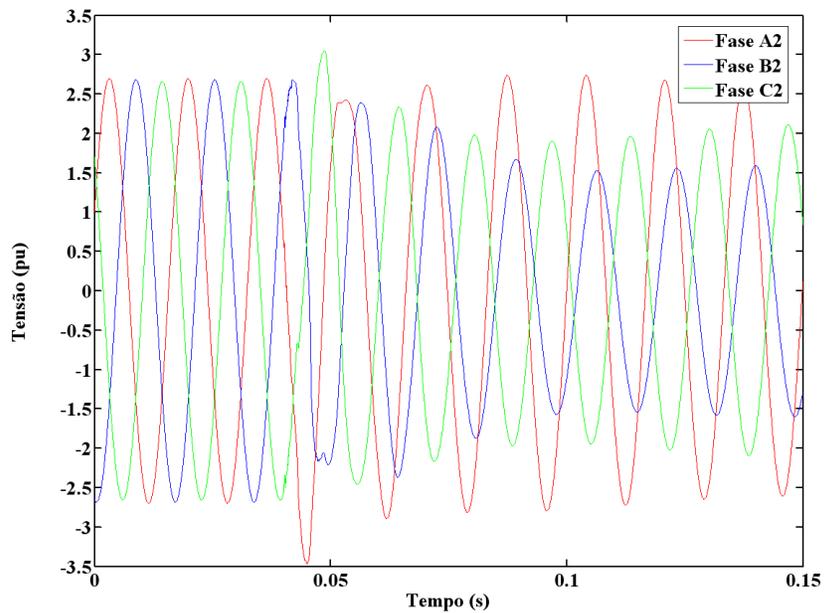


Figura VI.30 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase B do circuito 1 (esquema II).

Considerando o esquema II, as figuras VI.31, VI.32 e VI.33 mostram os resultados de simulações de curto-circuito localizado no terminal receptor e que atinge a fase C do circuito 1.

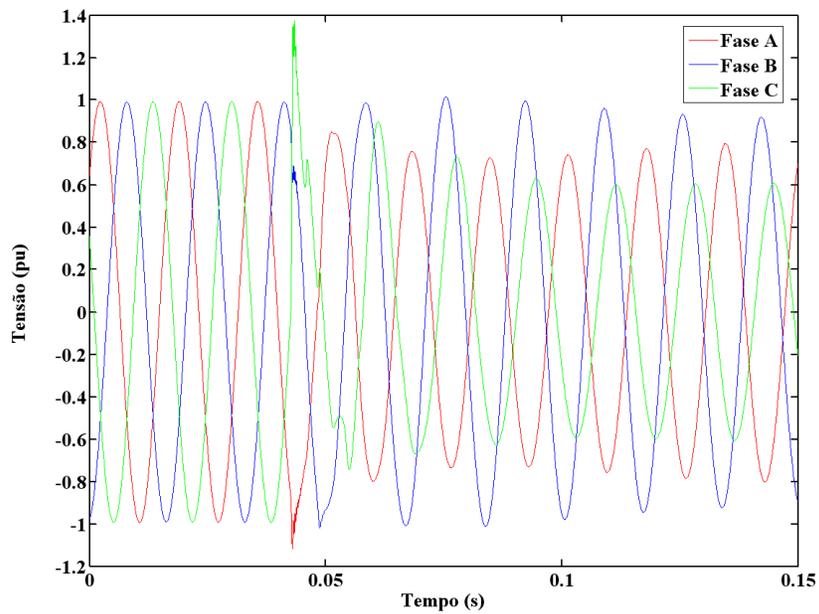


Figura VI.31 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema II).

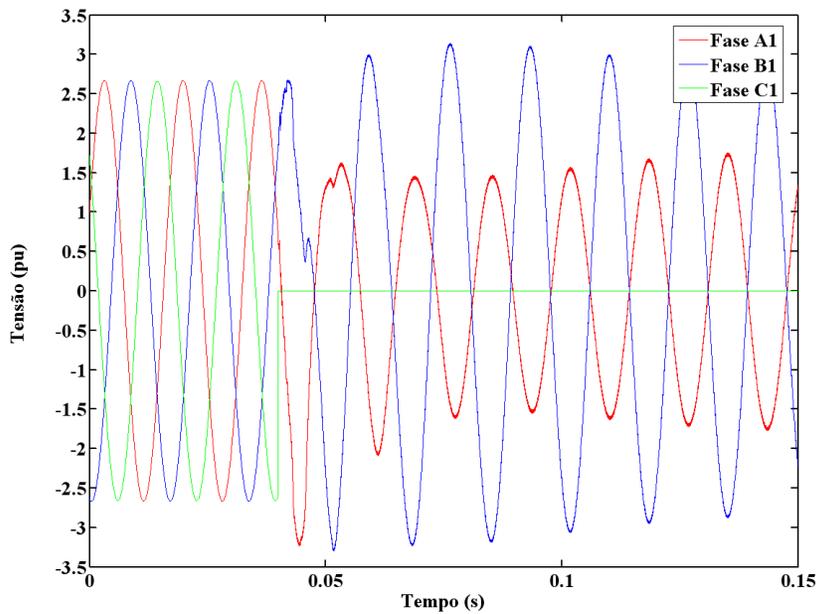


Figura VI.32 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema II).

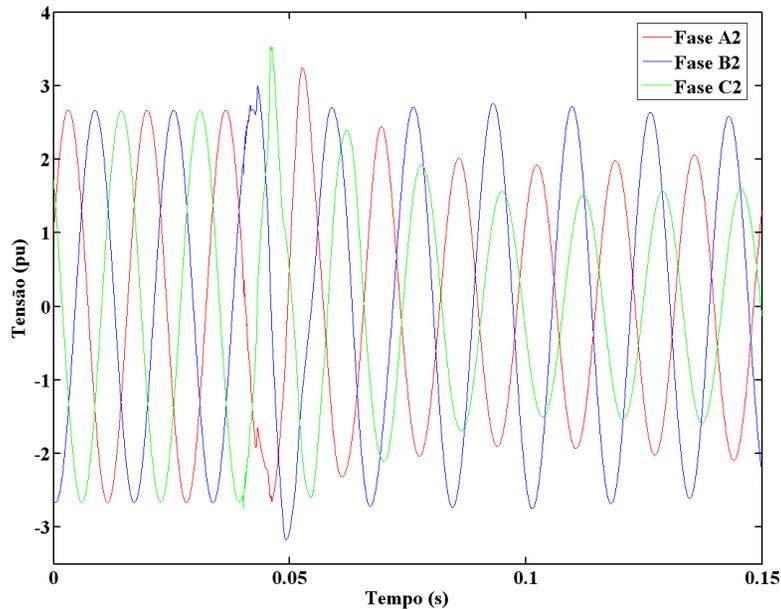


Figura VI.33 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquema II).

As três últimas figuras mostram resultados relativos a um curto-circuito monofásico franco localizado no terminal receptor da linha que atinge a fase C do circuito 1. O esquema de distribuição dos condutores de fase é o esquema II, apresentado na figura VI.2. Como a falta ocorre na fase C, nessas figuras, tal fase apresenta os afundamentos de tensão mais severos quando comparada com as outras fases. Mantendo os resultados característicos para o esquema II, uma outra fase apresenta afundamentos de tensão em todos os pontos analisados: terminal de geração, circuito 1 no terminal receptor e circuito 2 no terminal receptor. Tal fase é a fase A. Em relação ao circuito 1, ao qual pertence a fase atingida pela falta, uma das fases sofre sobretensão (fase B). Isso pode ser observado na figura VI.32.

Semelhante aos resultados relativos ao esquema I de distribuição dos condutores de fase, em relação ao esquema II, os maiores valores de pico são atingidos para um curto-circuito franco na fase C. Como comentado anteriormente, isso é devido ao fato da linha não ser transposta, ao esquema de distribuição de fases e ao instante de fechamento da chave que simula o curto-circuito no ATPDraw. Baseado nesses resultados, as figuras VI.34, VI.35 e VI.36 mostram comparações entre os resultados obtidos para os esquemas I e II quando um curto-circuito localizado no terminal receptor atinge a fase C do circuito 1.

As figuras VI.37, VI.38 e VI.39 mostram detalhes do valor de pico da tensão na fase C, que no

caso é atingida pelo curto-circuito, comparando os valores de pico entre os esquemas I e II.

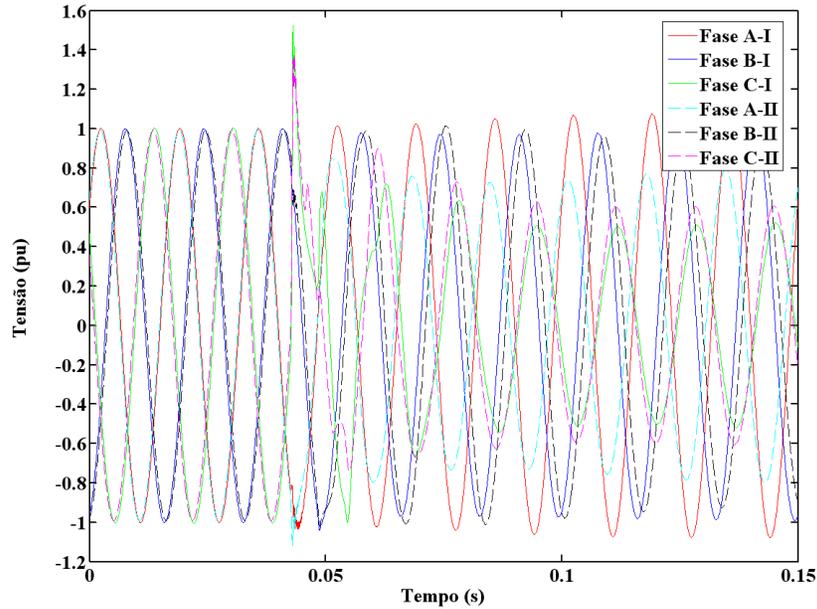


Figura VI.34 – Tensões no terminal emissor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquemas I e II).

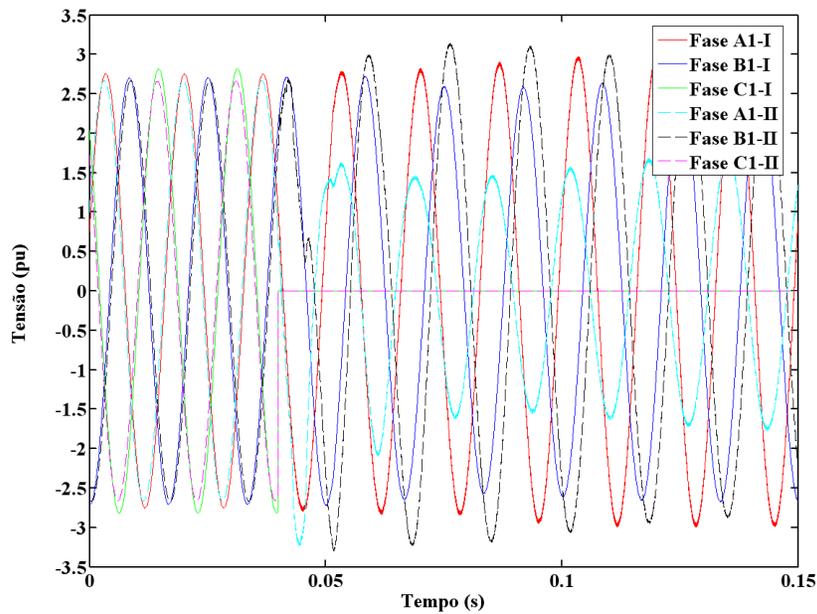


Figura VI.35 – Tensões no circuito 1 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquemas I e II).

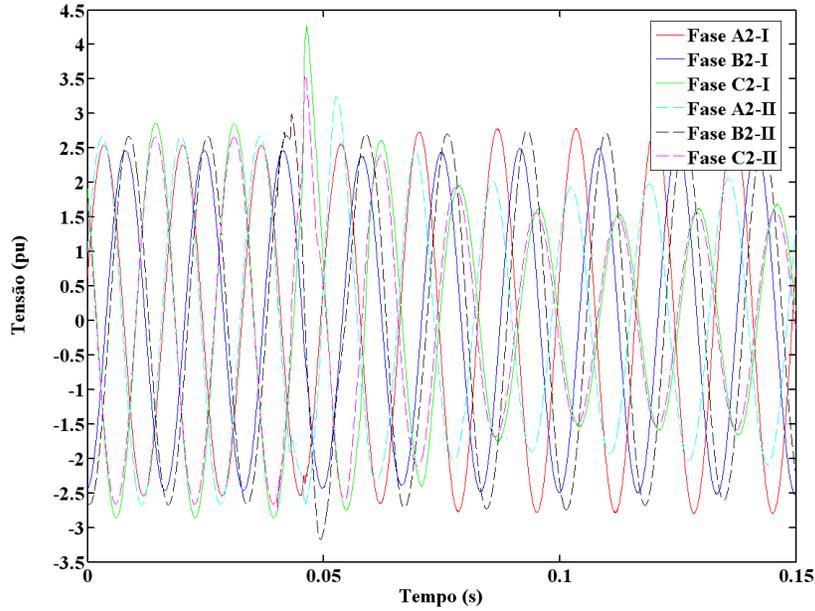


Figura VI.36 – Tensões no circuito 2 do terminal receptor devido a um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1 (esquemas I e II).

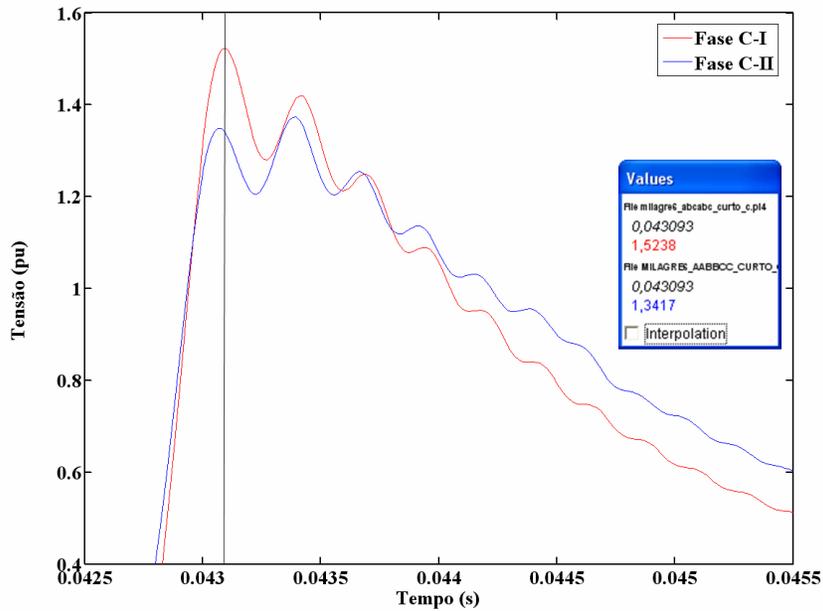


Figura VI.37 – Pico de tensão da fase C do esquema I no terminal emissor para um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1.

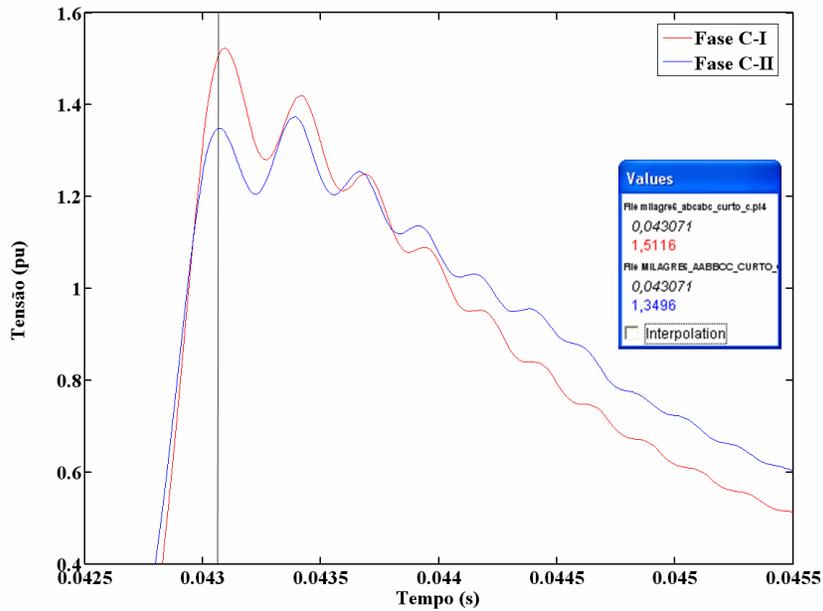


Figura VI.38 – Pico de tensão na primeira oscilação da fase C do esquema II no terminal emissor para um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1.

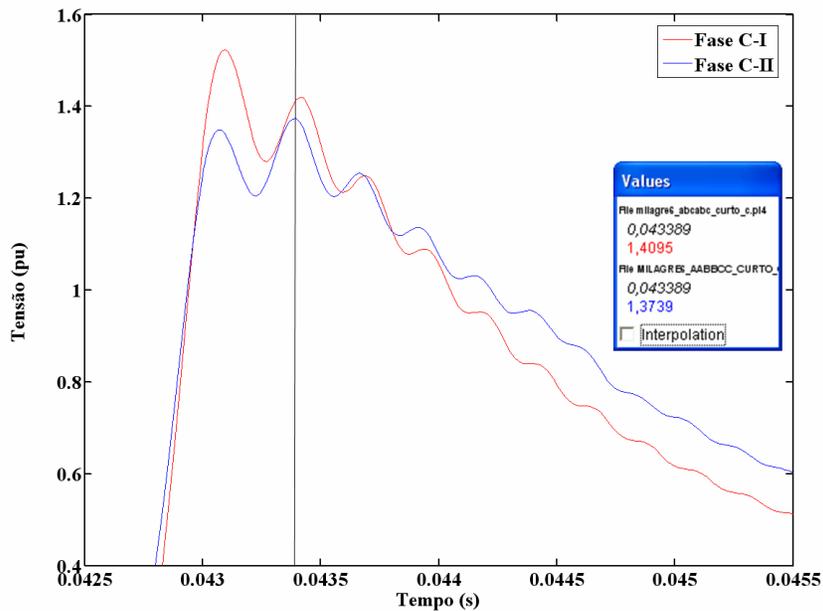


Figura VI.39 – Pico de tensão na segunda oscilação da fase C do esquema II no terminal emissor para um curto-circuito monofásico no terminal receptor, na fase C do circuito 1.

No terminal emissor, ao comparar os resultados das simulações de curto-circuito localizado no

terminal receptor e atingindo a fase C do circuito 1, as tensões relativas ao esquema I apresentam valores de pico maiores do que aqueles relativos ao esquema II de distribuição de condutores de fase. Tais resultados são apresentados na figura VI.34. Para o esquema I, apenas a fase atingida pela falta apresenta afundamento de tensão, enquanto para o esquema II, duas fases apresentam afundamento de tensão: a fase atingida pelo curto-circuito e uma das outras fases, sendo que a terceira fase praticamente não é afetada pela falta. No instante de ocorrência do curto-circuito, o esquema I apresenta um pico de tensão maior do que aquele apresentado pelo esquema II. Dessa forma, a distribuição do esquema II, por causa da maior simetria vertical, apresenta uma interação maior entre os condutores de uma mesma fase, fazendo com que a influência da falta torne-se significativa para uma das outras fases além da fase atingida pelo curto-circuito.

Na figura VI.35, são comparadas as tensões do circuito 1 para um curto-circuito franco localizado no terminal receptor e atingindo a fase C do circuito 1. Os resultados são semelhantes àqueles apresentados na figura VI.34: os valores de pico para as tensões relativas ao esquema I são maiores do que os valores correspondentes do esquema II. Da mesma forma, o esquema II apresenta tensão nula na fase atingida pela falta e afundamento de tensão em uma outra fase. Já o esquema I apresenta apenas a tensão nula na fase atingida pelo curto-circuito, sem apresentar afundamento de tensão em uma das outras duas fases.

A figura VI.36 mostra as tensões do circuito 2 no terminal receptor para o curto-circuito mencionado anteriormente. Os resultados são semelhantes àqueles apresentados nas duas figuras anteriores. No esquema I, os principais efeitos são observados na fase atingida pela falta, enquanto para o esquema II, além da fase atingida pela falta, uma outra fase apresenta afundamento de tensão. Além disso, as tensões relativas ao esquema I apresentam picos de tensão maiores do que aquelas apresentadas pelo esquema II.

Com relação ao pico de tensão no instante de ocorrência do curto-circuito, as figuras VI.37, VI.38 e VI.39 mostram os valores desse pico para o terminal de geração da linha de transmissão analisada. Assim, comparando os valores apresentados nas figuras VI.37 e VI.38, o pico de tensão, referente ao esquema II, na primeira oscilação após a ocorrência do curto-circuito corresponde a 84,72 % do valor de pico da tensão do esquema I. No entanto, para o esquema II, o maior valor de pico é atingido na segunda oscilação após a ocorrência do curto-circuito. Esse valor de tensão corresponde a 86,09 % do valor de pico de tensão para o esquema I. Ao se comparar os dois valores de pico relativos ao esquema II, o pico da primeira oscilação corresponde a 98,41 % do valor de pico da segunda oscilação.

De forma geral, os resultados apresentados neste capítulo mostram que é possível utilizar a modelagem matemática proposta neste trabalho para realizar análises comparativas, investigando, por exemplo, as diferenças em termos de tensão e corrente que são determinadas por diferentes distribuições dos condutores de fase. Assim, foram apresentadas comparações de simulações de energização de linha e de ocorrência de curto-circuito monofásico. Como os erros relativos aos autovalores das matrizes representativas da linha são desprezíveis, os resultados obtidos podem ser considerados como boa aproximação em relação aos resultados que seriam obtidos com a aplicação das matrizes de transformação fase-modo exatas. Tais matrizes foram substituídas por uma única matriz real e independente da frequência conforme mostra o desenvolvimento matemático feito nos capítulos anteriores. As simulações apresentadas neste trabalho podem se tornar mais precisas, conforme o número de ramos RL paralelo em cada circuito π aumente. Maior precisão também pode ser obtida com o aumento do número de circuitos π que representam a linha. No entanto, o objetivo deste trabalho foi analisar a aplicação de uma matriz única, real e independente da frequência capaz de substituir as matrizes de transformação fase-modo exatas. Tal objetivo foi atingido e a representação por meio de circuitos π permitiu a inclusão da modelagem matemática desenvolvida em um programa computacional já consagrado na área de simulação de transitórios em redes elétricas. Uma alternativa que permitiria uma análise detalhada da relação quantidade de circuitos π e precisão da modelagem, incluindo a matriz de transformação proposta e a representação da linha, seria a utilização de variáveis de estado e de programas de cálculo matricial. No entanto, isso já se configura como uma proposta de seqüência para o desenvolvimento realizado neste trabalho.

VII – Conclusões

O esgotamento das reservas hídricas adequadas para geração de energia elétrica, o uso de fontes de energia alternativas, a pressão mundial pela diminuição da utilização de combustíveis fósseis como fonte primária de energia são alguns dos fatores relacionados à ampliação da oferta de energia elétrica em face da demanda mundial por esse tipo de energia. Tal quadro torna-se mais complexo ao se considerar o crescimento acelerado de países em desenvolvimento tanto no continente asiático como na América Latina, principalmente. Dessa forma, a instalação, operação e manutenção de sistemas de transmissão de energia elétrica também se tornam mais complexas. Portanto, neste trabalho, é proposta uma modelagem matemática para a análise e simulação de transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão. O objetivo é simplificar a aplicação da transformação fase-modo, utilizando uma matriz de transformação única, real e independente da frequência. Como as matrizes de transformação geralmente são complexas e dependentes da frequência, a aplicação de uma matriz única, real e independente da frequência simplifica as rotinas numéricas que solucionam o sistema linear representativo da linha de transmissão analisada. Tal simplificação pode evitar o uso de modelagens complexas, tais como métodos numéricos de convolução, e levar à diminuição do tempo computacional de análise e simulação da propagação de sinais na linha de transmissão analisada.

Considerando a análise e simulação de fenômenos transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão, a aplicação de simuladores é, praticamente, a única opção para tal tipo de aplicação, uma vez que, principalmente, simulações em sistemas de transmissão reais são inviáveis em termos práticos e econômicos. Assim, desde a década de 60, a partir do desenvolvimento de simuladores digitais, tal área de pesquisa atraiu e tem atraído diversos autores que geraram e continuam gerando inúmeras modelagens matemáticas e aplicações numéricas para a análise de fenômenos eletromagnéticos em redes elétricas. Dentre essas modelagens matemáticas, aquelas baseadas em transformação fase-modo geralmente buscam ferramentas matemáticas que além das vantagens da modelagem no domínio das fases e da modelagem no domínio dos modos. Assim, a transformação fase-modo cria um modelo misto que soma as vantagens de representar com maior precisão as alterações na estrutura da rede, realizada no domínio das fases, com as vantagens de incluir com precisão as influências da frequência sobre os parâmetros dos elementos da rede, realizada no domínio dos modos.

A transformação fase-modo exata implica na aplicação de duas matrizes de transformação

diferentes, geralmente complexas e dependentes da frequência. Uma dessas matrizes é relacionada à transformação fase-modo dos valores de tensão. A outra matriz é relacionada à transformação fase-modo dos valores de corrente. A proposta feita neste trabalho é baseada na aplicação de uma única matriz real e independente da frequência para substituir as duas matrizes de transformação exatas em análises e simulações de sistemas compostos por linhas de circuito duplo ou por duas linhas de circuito duplo paralelas. Considerando tais sistemas em situação de transposição ideal de cada circuito trifásico de suas estruturas, uma das configurações das matrizes exatas de transformação fase-modo é constituída a partir da matriz de Clarke. A matriz de Clarke é uma combinação linear dos elementos da matriz de componentes simétricos. O intuito dessa combinação linear é obter uma matriz real a partir da matriz de componentes simétricos que é formada por elementos complexos. Tanto a matriz de componentes simétricos como a matriz de Clarke têm um dos modos, denominado modo homopolar, composto por um valor proporcional a soma dos três valores de tensão ou dos três valores de corrente no domínio das fases. Portanto, a matriz de transformação proposta para cada um dos sistemas analisados neste trabalho é gerada a partir da matriz de Clarke e considerando o modo homopolar constituído por um valor proporcional a soma de valores referentes a todas as fases de todos os circuitos trifásicos pertencentes ao sistema analisado. Essa matriz de transformação é exata para o caso em que cada circuito trifásico de uma linha de circuito duplo está em transposição ideal independentemente dos outros circuitos trifásicos. Para o caso de duas linhas de circuito duplo paralelas, a modelagem proposta não leva a uma transformação fase-modo exata, pois ainda há acoplamento entre dois conjuntos de modos. A partir desses resultados, a matriz de transformação fase-modo gerada para cada sistema estudado é aplicada considerando a situação de não transposição dos circuitos trifásicos. Os erros dessa aplicação relativos aos autovalores podem ser considerados desprezíveis.

Baseado nos erros relativos aos autovalores, comparações entre resultados gerados a partir da modelagem proposta neste trabalho e os resultados obtidos a partir de um programa do tipo EMTP são realizadas. Nesse caso, o programa utilizado é o ATPDraw. As comparações são feitas utilizando simulações de energização de linha e de ocorrência de curto-circuito. O ATPDraw também é utilizado para introdução da modelagem matemática proposta. Assim, são realizadas comparações de valores de tensão. Ou seja, comparações de grandezas de fase no domínio do tempo. Em uma primeira etapa, foi utilizada uma linha do sistema Furnas, localizada em Minas Gerais, entre as subestações de Jaguará e Taquaril. Tal linha é uma linha trifásica simples e é reportada como o único caso de simulação em uma linha real e que serviu como base para o desenvolvimento das primeiras versões dos programas do tipo

EMTP.

Um outro conjunto de comparações é realizado utilizando uma linha de circuito duplo. A linha de circuito duplo pertence ao sistema de transmissão do estado do Ceará, interligando as subestações de Milagres e Banabuiú. No caso, é considerada uma extensão de 500 km, evitando ultrapassar o limite de elementos de circuitos que podem ser utilizados no ATPDraw. Em tais comparações, são considerados dois esquemas de configuração dos condutores de fase da linha analisada. São realizadas simulações de energização de linha e de curto-circuito monofásico. No caso da energização, a simulação é realizada considerando que o mesmo equivalente de geração alimenta os dois circuitos da linha. Tais circuitos são considerados independentes no terminal receptor e estão em aberto. No caso da simulação de falta monofásica, o mesmo equivalente de geração alimenta os dois circuitos trifásicos da linha e o curto-circuito está localizado no terminal receptor, atingindo uma fase do circuito 1 de cada vez. As simulações realizadas mostram que a modelagem matemática proposta pode ser utilizada em análises comparativas como, por exemplo, para definir qual o esquema de distribuição dos condutores de fase leva às sobrecargas menores da linha analisada durante a ocorrência de determinados fenômenos transitórios eletromagnéticos. Os resultados, obtidos no domínio das fases e em função do tempo, comprovam a eficiência da modelagem matemática proposta.

Assim, a utilização de matrizes de transformação únicas, reais e independentes da frequência em análises e simulações de fenômenos transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão tem como principal resultado modelagens matemáticas eficientes, quando tais matrizes são determinadas a partir de uma referência homopolar única. Os resultados obtidos podem ser considerados boas aproximações em relação a resultados correspondentes obtidos por ferramentas computacionais de simulação já consagradas nessa área. Um fator muito interessante em relação à modelagem matemática proposta neste trabalho é que a mesma pode ser aplicada tomando como base um programa computacional capaz de realizar cálculos numéricos matriciais. Ou seja, não há necessidade de utilizar um programa do tipo EMTP para aplicação da modelagem proposta. Portanto, a modelagem matemática, que é centralizada na matriz de transformação fase-modo, pode constituir um modelo simples cuja aplicação pode ser realizada com a utilização de apenas um programa de cálculo matricial.

Assim, utilizando métodos numéricos e variáveis de estado, a precisão dos resultados poderia ser melhorada em relação à representação da linha de transmissão. Como isso não era o objetivo principal deste trabalho, sendo que o desenvolvimento do mesmo visava à modelagem da matriz de transformação fase-modo, a representação da linha foi realizada de forma a facilitar a aplicação de tal matriz de transformação em um aplicativo do tipo EMTP. Dessa forma, uma das sugestões para a

seqüência deste trabalho é a aplicação da modelagem proposta por meio de variáveis de estado. Nesse caso, o sistema analisado, composto pela linha, chaves e fontes de alimentação, seria descrito matematicamente por sistemas lineares. A solução seria obtida utilizando o método de integração trapezoidal, semelhante aos principais programas para análises de transitórios em redes elétricas. Com a utilização de variáveis de estado, seria possível o estudo quanto à precisão dos resultados em relação ao aumento da quantidade de circuitos π que representam a linha e ao aumento da quantidade de ramos RL paralelo em cada circuito π . Tal estudo poderia ser feito com o objetivo de determinar o ponto de saturação dessa modelagem matemática, onde o aumento tanto da quantidade de circuitos π como da quantidade de ramos RL paralelo não representaria um aumento significativo na precisão dos resultados obtidos. A utilização de variáveis de estado ainda poderia ser base de estudos para, a partir da matriz de transformação proposta neste trabalho, gerar uma nova matriz de transformação fase-modo que, mantendo as características de ser única, real e independente da freqüência, apresentasse erros menores em relação à obtenção dos autovalores das matrizes representativas da linha de transmissão analisada.

Referências

- [1] M. R. PATEL, Wind and solar power systems: design, analysis, and operation, 2nd edition, CRC Press, 2006.
- [2] H. W. DOMMEL, A. YAN, R. J. ORTIZ DE MARCANO, A. B. MILIANI, Case Studies for Electromagnetic Transients, University of British Columbia, Vancouver, Canada, May, 1983.
- [3] A. GREENWOOD, Electrical Transients in Power Systems, Wiley-Interscience, 2nd edition, New York, 1991.
- [4] A. D'AJUZ, C. S. FONSECA, F. M. S. CARVALHO, J. AMON FILHO, L. E. N. DIAS, M. P. PEREIRA, P. C. V. ESMERALDO, R. VAISMAN, S. O. FRONTIN, Transitórios Elétricos e Coordenação de Isolamento - Aplicação em Sistemas de Potência de Alta Tensão, Editora da Universidade Fluminense (EDUFF) e FURNAS Centrais Elétricas, Niterói, Rio de Janeiro, 1987.
- [5] H. W. DOMMEL, "Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, pp. 388-399, April, 1969.
- [6] D. DIVEKAR, R. RAGHURAM, P. WANG, "Simulation of multiple coupled lossy transmission lines in SPICE", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 5, pp. 2681-2684, 11-14 June, 1991.
- [7] B. A. MORCK, "Parameters for modeling transmission lines and transformers in transient simulations", The 2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Columbus, Ohio, USA, 28 January - 1 February, 2001.
- [8] J. A. BRANDÃO FARIA, J. H. BRICEÑO MENDES, "Modal analysis of untransposed bilateral three-phase lines - a perturbation approach", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 12, n° 1, pp. 497-504, January, 1997.
- [9] J. L. BOLDRINI, S. I. R. COSTA, V. L. FIGUEIREDO, H. G. WETZLER, Álgebra Linear, 3ª edição, Harper & Row do Brasil, São Paulo, 1980.
- [10] E. L. LIMA, Álgebra Linear, 4ª edição, Instituto de Matemática Pura e Aplicada - CNPq, Rio de Janeiro, 2000.
- [11] M. MOROZOWSKI FILHO, Matrizes Esparsas em Redes de Potência - Técnicas de Operação,

ELETROBRÁS - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., Rio de Janeiro, FEESC, Florianópolis, Santa Catarina, 1981.

- [12] ERWIN KREYSZIG, *Advanced Engineering Mathematics*, John Wiley & Sons, INC, Seventh edition, 1993.
- [13] M. R. SPIEGEL, *Transformadas de Laplace - Coleção Schaum*, Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda., Rio de Janeiro, 1971.
- [14] R. WILSON LONG, D. GELOPULOS, "Component transformations - eigenvalue analysis succinctly defines their relationships", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, n° 10, pp. 4055-4063, October, 1982.
- [15] L. M. WEDEPOHL, H. V. NGUYEN, G. D. IRWIN, "Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method", *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 11, n° 3, pp. 1538-1546, August, 1996.
- [16] T. T. NGUYEN, H. Y. CHAN, "Evaluation of modal transformation matrices for overhead transmission lines and underground cables by optimization method", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, n° 1, pp. 200-209, January, 2002.
- [17] G. ANGELIDIS, A. SEMLYEN, "Efficient calculation of critical eigenvalue clusters in the small signal stability analysis of large power systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 10, n° 1, pp. 427-432, February, 1995.
- [18] V. M. MALÓ MACHADO, J. A. BRANDÃO FARIA, J. F. BORGES DA SILVA, "Ground return effect on wave propagation parameters of overhead power cables", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, n° 2, pp. 825-832, April, 1990.
- [19] J. A. BRANDÃO FARIA, J. HILDEMARO BRICEÑO, "Minimization of three-phase line imbalances by proper positioning of earth wires", *8th Mediterranean Electrotechnical Conference - MELECON'96*, vol. 3, pp. 1559-1562, 13-16 May, 1996.
- [20] S. CELOZZI, M. FELIZIANI, "Analysis of fast transient electromagnetic fields: a frequency dependent 2-d procedure", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, n° 2, pp. 1146-1149, March, 1992.
- [21] R. J. LUEBBERS, F. HUNSBERGER, K. S. KUNZ, "Time-domain formulation for transient propagation in plasma", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, n° 1, pp. 29-34, January, 1991.
- [22] F. Y. CHANG, "Transient simulation of nonuniform coupled lossy transmission lines characterized with frequency-dependent parameters - part I: waveform relaxation analysis",

- IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, vol. 39, n° 8, pp. 585-603, August, 1992.
- [23] F. Y. CHANG, "Transient simulation of nonuniform coupled lossy transmission lines characterized with frequency-dependent parameters - part II: discrete-time analysis", IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, vol. 39, n° 11, pp. 907-927, November, 1992.
- [24] F. Y. CHANG, "Transient simulation of frequency-dependent nonuniform coupled lossy transmission lines", IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology - Part B: Advanced Packaging, vol. 17, n° 1, pp. 3-14, February, 1994.
- [25] M. M. FORTI, L. M. MILLANTA, "Power-line impedance and the origin of the low-frequency oscillatory transients", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 32, n° 2, pp. 87-97, May, 1990.
- [26] R. A. RIVAS, J. R. MARTÍ, "Calculation of frequency-dependent parameters of power cables: matrix partitioning techniques", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, n° 4, pp. 1085-1092, October, 2002.
- [27] D. J. MORRICE, L. W. SCHRUBEN, S. H. JACOBSON, "Initial transient effects in frequency domain", Proceedings of the 1990 Winter Simulation Conference, pp. 357-359, 1990.
- [28] N. S. NAHMAN, "A discussion on the transient analysis of coaxial cables considering high-frequency losses", IRE Transactions on Circuit Theory, vol. 9, issue 2, pp. 144-152, June, 1962.
- [29] J. C. C. CAMPOS, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, S. KUOKAWA, "Frequency-dependent transmission line analyses using Clarke extended methodology", The Inaugural IEEE/PES 2005 Conference and Exposition in Africa, pp. 256-260, CD-ROM, 11-15 de julho de 2005, University of KwaZulu-Natal, Durban, South Africa.
- [30] J. C. C. CAMPOS, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, S. KUOKAWA, "Clarke extended methodology for two parallel three-phase double-circuit lines", The 6th Conference on Power Systems Transients (IPST'05), CD-ROM, 19-23 de junho de 2005, Montreal, Canada.
- [31] J. C. C. CAMPOS, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, S. KUOKAWA, "Frequency-dependent transmission line analyses using Clarke extended methodology", The IEEE St. Petersburg Power Tech (PowerTech'2005), CD-ROM, 27-30 de junho de 2005, St. Petersburg, Rússia.
- [32] J. C. C. CAMPOS, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, S. KUOKAWA, "Clarke extended

methodology for two parallel three-phase double-circuit lines”, The 2004 IEEE/PES Transmission & Distribution Latin America - T&D 2004, pp. 696-699, CD-ROM, 08-11 de Novembro de 2004, São Paulo, SP.

- [33] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Modal transformation analyses for double three-phase transmission lines”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 3, pp. 1926-1936, July, 2007.
- [34] S. KUOKAWA, R. S. DALVIN, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, “An alternative modal representation of a symmetrical non-transposed three-phase transmission line”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 22, no. 1, pp. 500-501, February, 2007.
- [35] S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, A. J. PRADO, “A new procedure to derive transmission line parameters: applications and restrictions”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, no. 1, pp. 492-498, January, 2006.
- [36] S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, A. J. PRADO, “Behavior of Overhead Transmission Line Parameters on the Presence of Ground Wire Cables”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 2, pp. 1669-1676, April, 2005.
- [37] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “The eigenvalue analyses for non-symmetric three-phase transmission lines - the Clarke's matrix application”, Seventh Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE 2007), 22-24 de outubro de 2007, Viña del Mar, Chile.
- [38] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Correction procedure applied to Clarke's Matrix for non-transposed three-phase transmission lines”, Seventh Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE 2007), 22-24 de outubro de 2007, Viña del Mar, Chile.
- [39] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Single real transformation matrix application for asymmetrical three-phase lines”, Seventh Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE 2007), 22-24 de outubro de 2007, Viña del Mar, Chile.
- [40] V. A. F. SILVA, F. L. ERMEL, R. B. CANÔNICO, A. J. PRADO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Simulação de transitórios eletromagnéticos em uma linha de transmissão monofásica utilizando variáveis de estado”, Seventh Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE 2007), 22-24 de outubro de 2007, Viña del Mar, Chile.

- [41] S. KUOKAWA, F. N. R. YAMANAKA, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Utilização de variáveis de estado no desenvolvimento de modelos de linhas de transmissão: inclusão do efeito da frequência nas matrizes de estado”, SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 14-17 de outubro de 2007, Rio de Janeiro, RJ.
- [42] S. KUOKAWA, D. J. CHARANTOLA, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Um modelo analítico de linha de transmissão de energia elétrica: aplicações em simulações em que se necessita de passos de cálculos variáveis”, SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 14-17 de outubro de 2007, Rio de Janeiro, RJ.
- [43] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Modal transformation obtained from Clarke’s matrix – asymmetrical three-phase case”, The 2007 IEEE/PES General Meeting, CD-ROM, 24-28 de junho de 2007, Tampa, Florida, USA.
- [44] S. KUOKAWA, F. N. R. YAMANAKA, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, “Representação de linhas de transmissão por meio de variáveis de estado considerando o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais”, XVI Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2006, pp. 268-273, v. 1, 3-6 de outubro de 2006, Salvador, BA.
- [45] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Correction procedure applied to a single real transformation matrix - untransposed three-phase transmission line cases”, The 2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Latin America - T&D 2006, CD-ROM, 15-18 de Agosto de 2006, Caracas, Venezuela.
- [46] S. KUOKAWA, R. S. DALTIM, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, “An alternative procedure to decrease the dimension of the frequency dependent modal transformation matrices: application in three-phase transmission lines with a vertical symmetry plane”, The 2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Latin America - T&D 2006, 15-18 de Agosto de 2006, Caracas, Venezuela.
- [47] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Análises de transformação modal aplicada a linhas trifásicas assimétricas”, Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE 2006, CD-ROM, 17-19 de julho de 2006, Campina Grande, PB.
- [48] R. S. DALTIM, S. KUOKAWA, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, “Uma representação modal alternativa de linhas de transmissão trifásicas simétricas não idealmente Transpostas”, Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE 2006, CD-ROM, 17-19 de julho de 2006,

Campina Grande, PB.

- [49] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Corrected Transformation Matrices from Clarke's Matrix - Asymmetrical Three-phase Lines Applications”, The 2006 IEEE/PES General Meeting, CD-ROM, 18-22 de junho de 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [50] S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, “A procedure to estimate parameters of a line segment taking into account its representation through π circuits: theoretical development”, The 2006 IEEE/PES General Meeting, CD-ROM, 18-22 de junho de 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [51] S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, “Some considerations about a new procedure to derive transmission line parameters concerning three-phase lines”, The 2006 IEEE/PES General Meeting, CD-ROM, 18-22 de junho de 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [52] S. KUOKAWA, R. S. DALTIM, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Modal representation of three-phase lines applying two transformation matrices: evaluation of its eigenvectors”, The 2006 IEEE/PES General Meeting, CD-ROM, 18-22 de junho de 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [53] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Aplicação de Matriz de Transformação Única e Real na Análise de Transitórios Eletromagnéticos em Linhas de Transmissão Trifásicas sem Simetria e sem Transposição”, Sixth Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, CD-ROM, 13-17 de novembro de 2005, Mar del Plata, Argentina.
- [54] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Análise de Autovalores de um Sistema com duas Linhas Trifásicas Paralelas utilizando Matriz de Transformação Única e Real”, Sixth Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, CD-ROM, 13-17 de novembro de 2005, Mar del Plata, Argentina.
- [55] R. S. DALTIM, S. KUOKAWA, A. J. PRADO, L. F. BOVOLATO, J. PISSOLATO FILHO, “Representação de linhas de transmissão no domínio modal através de duas matrizes de transformação: aplicação em linhas não transpostas com plano de simetria vertical”, Sixth Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, CD-ROM, 13-17 de novembro de 2005, Mar del Plata, Argentina.
- [56] F. N. R. YAMANAKA, S. KUOKAWA, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, L. F. BOVOLATO, “Análise da distribuição longitudinal e temporal de ondas eletromagnéticas em

- linhas de transmissão através do uso de variáveis de estado”, Sixth Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, CD-ROM, 13-17 de novembro de 2005, Mar del Prata, Argentina.
- [57] R. M. SILVA, L. F. BOVOLATO, A. J. PRADO, S. KUOKAWA, “A methodology for probabilistic analysis of asymmetrical faults”, Sixth Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, CD-ROM, 13-17 de novembro de 2005, Mar del Prata, Argentina.
- [58] M. A. FERNANDES, L. F. BOVOLATO, S. KUOKAWA, A. J. PRADO, “Parametric evaluation of transmission lines 69-138 kV voltage class”, Sixth Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, CD-ROM, 13-17 de novembro de 2005, Mar del Prata, Argentina.
- [59] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Eigenvalue analyses of two parallel lines using a single real transformation matrix”, The 2005 IEEE/PES General Meeting, pp. 1855-1862, CD-ROM, 12-16 de junho de 2005, San Francisco, USA.
- [60] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Non-transposed three-phase line analyses with a single real transformation matrix”, The 2005 IEEE/PES General Meeting, pp. 1863-1869, CD-ROM, 12-16 de junho de 2005, San Francisco, USA.
- [61] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, “Transmission line analyses with a single real transformation matrix - non-symmetrical and non-transposed cases”, The 6th Conference on Power Systems Transients (IPST’05), CD-ROM, 19-23 de junho de 2005, Montreal, Canada.
- [62] S. KUOKAWA, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, A. J. PRADO, “A new procedure to derive transmission line parameters: theoretical considerations”, The 2005 IEEE/PES General Meeting, 12-16 de junho de 2005, pp. 1178-1185, CD-ROM, San Francisco, USA.
- [63] R. S. DALTIN, S. KUOKAWA, A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, “Representação dos quase-modos alfa e zero através de uma linha bifásica sem plano de simetria vertical”, Encontro de Pesquisadores em Sistemas de Potência - SisPot 2005, 21-23 de Março de 2005, Campinas, SP.
- [64] F. N. R. YAMANAKA, S. KUOKAWA, A. J. PRADO, “Transitórios eletromagnéticos em linhas de transmissão: estudo por meio de cascatas de circuitos π ”, XVI Congresso de Iniciação Científica da UNESP, CD-ROM, 04-10 de Dezembro de 2004, Ilha Solteira, SP.

- [65] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. D. TAVARES, C. M. PORTELA, "Modal transformation applied to double three-phase transmission lines", The 2004 IEEE/PES Transmission & Distribution Latin America - T&D 2004, 308-313, CD-ROM, 08-11 de Novembro de 2004, São Paulo, SP.
- [66] A. J. PRADO, S. KUOKAWA, L. F. BOVOLATO, J. PISSOLATO FILHO, "Transformação modal única e real aplicada na análise de linhas trifásicas simples não simétricas - modelamento e simulações", XV Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2004), CD-ROM, 21-24 de Setembro de 2004, Gramado, RS.
- [67] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "Simulação de linhas de transmissão de circuito duplo incluindo parâmetros dependentes da frequência", XIV Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2002), p. 807-812, CD-ROM, 2-5 de Setembro de 2002, Natal, RN.
- [68] Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), Sistema Interligado Nacional, Rede de Operação-Região Norte/Nordeste, emissão 31 maio 2008.
- [69] L. OPREA, C. VELICESCU, "Modelling nonlinear frequency dependent transmission line for electromagnetic transients studies in power systems", 8th Mediterranean Electrotechnical Conference - MELECON'96, vol. 2, pp. 798-801, 13-16 May, 1996.
- [70] A. SEMLYEN, M. R. IRAVANI, "Frequency domain modeling of external systems in an electro-magnetic transients program", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 8, n° 2, pp. 527-533, May, 1993.
- [71] A. AMETANI, M. AOKI, "Line parameters and transients of a non-parallel conductors system", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 4, n° 2, pp. 1117-1126, April, 1989.
- [72] W. L. ANDERSON, R. K. MOORE, "Frequency spectra of transient electromagnetic pulses in a conducting medium", IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 8, issue 6, pp. 603-607, November, 1960.
- [73] J. A. BRANDÃO FARIA, "On the resonance effects due to ground wires in transmission lines with non-uniform soil conductivity and non-uniform tower resistances", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 7, n° 1, pp. 29-38, January, 1992.
- [74] A. BUDNER, "Introduction of frequency-dependent line parameters into an electromagnetic transients program", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, n° 1, pp. 88-97, January, 1970.
- [75] W. S. MEYER, H. W. DOMMEL, "Numerical modelling of frequency-dependent transmission

- parameters in an electromagnetic transient program", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-93, pp. 1401-1409, 1974.
- [76] L. MARTI, "Simulation of transients in underground cables with frequency-dependent modal transformation matrices", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 3, n° 3, pp. 1099-1110, July, 1988.
- [77] L. MARTI, "Low-order approximation of transmission line parameters for frequency-dependent models", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, n° 11, pp 3582-3589, November, 1983.
- [78] J. R. MARTI, "Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, n° 1, pp. 147-155, January, 1982.
- [79] B. GUSTAVSEN, A. SEMLYEN, "Calculation of transmission line transients using polar decomposition", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 13, n° 3, pp. 855-862, July, 1998.
- [80] S. HENSCHER, A. I. IBRAHIM, H. W. DOMMEL, "Transmission line model for variable step size simulation algorithms", Electrical Power and Energy Systems, vol. 21, pp. 191-198, 1999.
- [81] N. R. WATSON, G. D. IRWIN, "Accurate and stable electromagnetic transient simulation using root-matching techniques", Electrical Power and Energy Systems, vol. 21, pp. 225-234, 1999.
- [82] S. KUROKAWA, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "Applying a new methodology to verify transmission line model performance - the equivalent impedance test", 2001 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vancouver, British Columbia, Canada, 15-19 July, 2001.
- [83] S. KUROKAWA, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, "Analysis of a transmission line models using a equivalent impedance test concept", Proceedings International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001), Rio de Janeiro, Brazil, 24-28 June, 2001.
- [84] P. E. CROUCH, E. BRADY, D. J. TYLAVSKY, "Frequency domain transient stability simulation of power systems: implementation by supercomputer", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 6 n° 1, pp. 51-58, February, 1991.
- [85] D. G. HART, A. A. GIRGIS, C. M. FALLON, "Transient analysis of power systems using a frequency domain technique", Proceedings Twenty-third Southeastern Symposium on System Theory, pp. 22-27, 10-12 March, 1991.
- [86] N. R. WATSON, J. ARRILAGA, " Frequency-dependent A.C. system equivalents for harmonic

- studies and transient convertor simulation", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 3, n° 3, pp. 1196-1203, July, 1988.
- [87] J. K. SNELSON, "Propagation of travelling waves on transmission lines - frequency dependent parameters", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-91, pp. 85-91, January/February, 1972.
- [88] A. SEMLYEN, A. DABULEANU, "Fast and accurate switching transient calculations on transmission lines with ground return using recursive convolutions", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-94, n° 2, pp. 561-571, March/April, 1975.
- [89] A. AMETANI, "A highly efficient method for calculating transmission line transients", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. Pas-95, n° 5, pp. 1545-1551, September/October, 1976.
- [90] A. SEMLYEN, "Contribution to the theory of calculation of electromagnetic transients on transmission lines with frequency dependent parameters", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, n° 2, pp. 848-856, February, 1981.
- [91] B. GUSTAVSEN, A. SEMLYEN, "Combined phase and modal domain calculation of transmission line transients based on vector fitting", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 13, n° 13, pp. 596-604, April, 1998.
- [92] B. GUSTAVSEN, A. SEMLYEN, "Simulation of transmission line transients using vector fitting and modal decomposition", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 13, n° 2, pp. 605-614, April, 1998.
- [93] G. ANGELIDIS, A. SEMLYEN, "Direct phase-domain calculation of transmission line transients using two-sided recursions", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 10, n° 2, pp. 941-949, April, 1995.
- [94] C. DUFOUR, H. LE-HUY, J. C; SOUMAGNE, A. EL HAKINI, "Real-time simulation of power transmission lines using Marti model with optimal fitting on dual-DSP card", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 11, n° 11, pp. 412-419, January, 1996.
- [95] N. NAGAOKA, A. AMETANI, "Modeling of frequency-dependent lines and cables by means of algebra processing program", 2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 4, pp. 2664-2669, 23-27 January, 2000.
- [96] T. J. BRAZIL, "A new method for the transient simulation of causal linear systems described in the frequency domain", IEEE MTT International Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1485-1488, 1-5 June, 1992.

- [97] T. J. BRAZIL, "Casual-convolution - a new method for the transient analysis of linear systems at microwave frequencies", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, n° 2, pp. 315-323, February, 1995.
- [98] S. PIGNARI, L. MAIO, F. G. CANAVERO, "Efficient computation of transient responses of frequency-dependent nonlinearly loaded transmission lines", 1993 IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS '93, pp. 2283-2286, 3-6 May, 1993.
- [99] M. C. TAVARES, "Linha de transmissão hexafásica - característica de propagação e comportamento de linha a freqüência industrial e transitórios eletromagnéticos", Tese de Mestrado, UFRJ/COPPE, Brasil, 820 páginas, 1991.
- [100] M. C. D. TAVARES, "Modelo de linha de transmissão polifásico utilizando quase-modos", Tese de Doutorado, UNICAMP, Brasil, 255 páginas, 1998.
- [101] J. A. BRANDÃO FARIA, "Overhead three-phase transmission lines - non-diagonalizable situations", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, n° 4, pp. 1348-1355, October, 1988.
- [102] J. A. BRANDÃO FARIA, "Irregular wave propagation characteristics in underground transmission cables", *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 135, issue 2, pp. 131-136, March, 1988.]
- [103] A. ABUR, O. OZGUN, F. H. MAGNAGO, "Accurate modeling and simulation of transmission line transients using frequency dependent modal transformations", 2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Columbus, Ohio, USA, 28 January - 1 February, 2001.
- [104] B. GUSTAVSEN, "Frequency-dependent transmission line modeling utilizing transposed conditions", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, n° 3, pp. 834-839, July, 2002.
- [105] B. GUSTAVSEN, J. SLETBAK, T. HENRIKSEN, "Calculation of electromagnetic transients in transmission cables and lines taking frequency dependent effects accurately into account", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, n° 2, pp. 1076-1084, April, 1995.
- [106] N. NAGAOKA, A. AMETANI, "A development of a generalized frequency-domain transient program - FTP", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, n° 4, pp. 1996-2004, October, 1988.
- [107] T. C. YU, J. R. MARTÍ, "A robust phase-coordinates frequency-dependent underground cable model (zCable) for the EMTP", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, n° 1, pp. 189-194, January, 2003.
- [108] A. SEMLYEN, A. ROTH, "Calculation of exponential propagation step responses - accurately for three base frequencies", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-96, n° 2,

pp. 667-672, March/April, 1977.

- [109] H. V. NGUYEN, H. W. DOMMEL, J. R. MARTI, "Direct phase-domain modelling of frequency-dependent overhead transmission lines", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 12, n° 3, pp. 1335-1342, July, 1997.
- [110] T. HENRIKSEN, "Including high order rational functions in EMTP. A comparison between alternative methods with emphasis on accuracy", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 12, n° 1, pp. 372-379, January, 1997.
- [111] A. MORCHED, B. GUSTAVSEN, M. TARTIBI, "A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, n° 3, pp. 1032-1038, 1999.
- [112] J. A. BRANDÃO FARIA, J. H. BRICEÑO MENDES, "On the modal analysis of asymmetrical three-phase transmission lines using standard transformation matrices", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 12, n° 4, pp. 1760-1765, October, 1997.
- [113] Microtran - mtLine & fdData Reference Manual, Microtran Power System Analysis Corporation, Vancouver, B. C., Canada, September, 1992.
- [114] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "Quasi-modes multiphase transmission line model", Proceedings 1997 International Power Systems Transient Conference (IPST'97), Seattle, WA, EUA, 1997.
- [115] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "Mode domain multiphase transmission line - use in transient studies", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, pp. 1533-1544, October, 1999.
- [116] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "New mode-domain representation of transmission line for power systems studies", Proceedings 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'98), Monterey, EUA, 1998.
- [117] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "New mode domain multiphase transmission line model - transformation matrix modeling", Proceedings 1998 International Conference on Power System Technology (POWERCON'98), Beijing, China, 1998.
- [118] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "New mode domain multiphase transmission line model applied to transient studies", Proceedings 1998 International Conference on Power System Technology (POWERCON'98), Beijing, China, 1998.
- [119] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "Modelo de linha de transmissão polifásica utilizando quase-modos", Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática (XII

- CBA), Uberlândia, MG, Brasil, 1998.
- [120] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "New mode-domain representation of transmission line - Clarke transformation analysis", Proceedings 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'98), Monterey, EUA, 1998.
- [121] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "New mode domain multiphase transmission line model - Clarke transformation evaluation", Proceedings 1998 International Conference on Power System Technology (POWERCON'98), Beijing, China, 1998.
- [122] C. M. PORTELA, M. C. TAVARES, "Six phase transmission line - propagation characteristics and new three-phase representation", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, nº 3, pp. 1470-1483, Julho, 1993.
- [123] C. M. PORTELA, M. C. TAVARES, R. M. AZEVEDO, "A new line representation for transient studies - application to a six phase transmission line", Proceedings 8th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Yokohama, Japan, 1993.
- [124] C. M. PORTELA, M. C. TAVARES, "Comportamento e otimização de um sistema hexafásico de transmissão para operação normal e fenômenos transitórios", Anais do XI SNPTEE - Simpósio Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Grupo IV, Rio de Janeiro, RJ, 1991.
- [125] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "New multiphase transmission line model", Proceedings 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'98, vol. 1, pp. 489-494, Athens, Greece, 14-16 October, 1998.
- [126] M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, C. M. PORTELA, "Quasi-Modes three-phase transmission line model - transformation matrix equations", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 23/4, pp. 325-333, 2001.
- [127] C. M. PORTELA, M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, "Modelo de linha de transmissão polifásica com dependência com a frequência utilizando quase modos - comparação com modelos existentes no ATP", VII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning (VII SEPOPE), Curitiba, Paraná, Brasil, Maio, 2000.
- [128] Microtran - Reference Manual - Transients Analysis Program for Power and Power Electronic Circuits, Microtran Power System Analysis Corporation, Vancouver, B.C., Canada, September, 1992.
- [129] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "A frequency dependent mode domain model for double three-phase transmission lines", Proceedings 2000

- International Conference on Power System Technology (POWERCON'2000), vol. II, pp. 1059-1064, UWA-Perth, Australia, 4-7 December, 2000.
- [130] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "Representing a double three-phase transmission line in a transient study - a new approach", 2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Columbus, Ohio, USA, 28 January - 1 February, 2001.
- [131] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "A new model of double three-phase transmission line including frequency dependence - a transient study", Proceedings International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001), Rio de Janeiro, Brazil, 24-28 June, 2001.
- [132] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "Modal transformation applied to transients in double three-phase transmission lines", 2001 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vancouver, BC, Canada, 15-19 July, 2001.
- [133] A. J. PRADO, J. PISSOLATO FILHO, M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, "Modelo de representação de linha de transmissão trifásica em circuito duplo com dependência com a frequência -aplicação em transitórios de manobra", Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Campinas, Grupo X, 21-26 de Outubro, 2001.
- [134] C. M. PORTELA, M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, "Analyzing the earth conductivity and permittivity frequency dependence influence to electromagnetic transient phenomena", Proceedings 2000 International Conference on Power System Technology (POWERCON'2000), vol. II, pp. 849-854, UWA-Perth, Australia, 4-7 December, 2000.
- [135] C. M. PORTELA, M. C. TAVARES, J. PISSOLATO, "Quasi-modes frequency dependent three-phase transmission line model analyzing the earth conductivity influence to electromagnetic transient phenomena", 2000. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 4, pp. 2670-2675, 23-27 January, 2000.
- [136] C. PORTELA, "Frequency and transient behavior of grounding systems. I. Physical and methodological aspects", IEEE 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 379-384, August, 1997.
- [137] C. PORTELA, "Frequency and transient behavior of grounding systems. II. Practical application examples", IEEE 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 385-390, August, 1997.
- [138] M. C. TAVARES, C. M. PORTELA, J. PISSOLATO FILHO, "Influence of earth conductivity and permittivity frequency dependence in electromagnetic transient phenomena", Proceedings

- International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001), Rio de Janeiro, Brazil, 24-28 June, 2001.
- [139] J. A. BRANDÃO FARIA, "The effect of longitudinally varying soil conductivity on the ground-mode low frequency propagation parameters of overhead power lines", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, n° 2, pp. 630-637, April, 2002.
- [140] H. W. DOMMEL, EMTP Theory Book, Microtran Power System Analysis Corporation, Vancouver, British Columbia, Canada, Second Edition, May, 1992.
- [141] J. R. MARTÍ, L. MARTÍ, H. W. DOMMEL, "Transmission line models for steady-state and transients analysis", Proceedings Joint International Power Conference Athens Power Tech - APT 93, vol. 2, pp. 744-750, 5-8 September, 1993.
- [142] R.M. NELMS, S. R. NEWTON, G. G. SHEBLE, L. L. GRIGSBY, "Simulation of transmission line transients using a personal computer", IEEE Conference Record of the 1988 Eighteenth Power Modulator Symposium, pp. 229-232, 20-22 June, 1998.
- [143] S. R. NEWTON, B. B. REID, G. B. SHEBLE, R. M. NELMS, L. L. GRIGSBY, "Electromagnetic transients simulator for large-scale spacecraft power systems", Proceedings of the Twentieth Southeastern Symposium on System Theory, pp. 141-144, 20-22 March, 1988.
- [144] R. M. NELMS, G. B. SHEBLE, S. R. NEWTON, L. L. GRIGSBY, "Using a personal computer to teach power system transients", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 4, n° 3, 1293-1297, August, 1989.
- [145] R. M. NELMS, L. L. GRIGSBY, "Simulation of DC spacecraft power systems", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 25, n° 1, pp. 90-95, January, 1989
- [146] M. HAIMBACH, L. D. GRCEV, "Simulation of grounding structures within EMTP", 10th International Symposium on High Voltage Engineering, Montréal, Québec, August 25-29, 1997.
- [147] G. B. D. VARA PRASAD, K. UDAYKUMAR, B. P. SINGH, "EMTP simulation of fast transients in gas insulated switchgear", 10th International Symposium on High Voltage Engineering, Montréal, Québec, August 25-29, 1997.
- [148] R. P. S. LEÃO, I. C. ALBUQUERQUE, "Simulação da resposta ao transitório de chaveamento em sistemas de potência usando o PSPICE", Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Campinas, Grupo X, 21-26 de Outubro, 2001.
- [149] A. C. S. LIMA, M. C. PEREIRA, "Análise comparativa dos modelos de linha de transmissão para o EMTP", Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Campinas,

Grupo X, 21-26 de Outubro, 2001.

- [150] J. A. MARTINEZ-VELASCO, B. GUSTAVSEN, "Overview of overhead line models and their representation in digital simulations", Proceedings International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001), Rio de Janeiro, Brazil, 24-28 June, 2001.
- [151] K. YAMAMOTO, A. AMETANI, "An optimum adoption of iterative methods for nonlinear simulations on EMTP-type simulators", Proceedings International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001), Rio de Janeiro, Brazil, 24-28 June, 2001.
- [152] C. ANDRIEU, J. P. GENET, "Transients simulation in low voltage power system", Proceedings International Conference on Power Systems Transients (IPST'2001), Rio de Janeiro, Brazil, 24-28 June, 2001.
- [153] B. K. PERKINS, J. R. MARTÍ, H. W. DOMMEL, "Nonlinear elements in the EMTP: steady-state initialization", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 10, nº 2, pp. 593-691, May, 1995.
- [154] L. MARTÍ, H. W. DOMMEL, "Calculation of voltage profiles along transmission lines", Proceedings of IEEE 1996 Transmission and Distribution Conference, pp. 263-268, 1996.
- [155] L. MARTÍ, H. W. DOMMEL, "Calculation of voltage profiles along transmission lines", IEEE Transactions on Power Delivery, vol.12, nº 2, pp. 993-998, April, 1997.
- [156] H. W. DOMMEL, "Techniques for Analyzing Electromagnetic Transients", IEEE Computer Applications on Power, vol. 10, no, 3, pp. 18-21, July, 1997.
- [157] H. V. NGUYEN, H. W. DOMMEL, J. R. MARTÍ, "Modelling of single-phase nonuniform transmission lines in electromagnetic transient simulations", IEEE Transactions on Power Delivery, vol.12, nº 2, pp. 916-921, April, 1997.
- [158] R. CARBONE, H. W. DOMMEL, P. MARINO, A. TESTA, "EMTP accuracy in representing electrical power system resonances", Proceedings. 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, vol. 1, pp. 604-610, 14-16 October, 1998.
- [159] W. XU, H. W. DOMMEL, J. R. MARTÍ, "A generalized three-phase power flow method for the initialization of EMTP simulations", Proceedings International Conference on Power System Technology - POWERCON '98, vol. 2, pp. 875-879, 18-21 August, 1998.
- [160] B. GUSTAVSEN, "Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, nº 4, pp. 1093-1098, October, 2002.
- [161] L. MARTÍ, "Simulation of electromagnetic transients in underground cables using the EMTP",

- IEE 2nd International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, pp. 147-152, Hong Kong, 1993.
- [162] J. R. MARTÍ, J. LIN, "Suppression of numerical oscillations in the EMTP power systems", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 4, n° 2, pp. 739-747, May, 1989.
- [163] J. LIN, J. R. MARTÍ, "Implementation of the CDA procedure in the EMTP", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 5, n° 2, pp. 394-402, May, 1990.
- [164] L. M. WEDEPOHL, "Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphase systems, Proceedings IEE, vol. 110, pp. 2200-2212, December, 1963.
- [165] E. CLARKE, Circuit Analysis of AC Power Systems, vol. I, Wiley, New York, 1950.
- [166] A. SEMLYEN, A. DERI, "Time domain modelling of frequency dependent three-phase transmission line impedance", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 104, n° 6, pp. 1549-1555, June, 1985.
- [167] A. M. GOLE, A. KERI, C. NWANKPA, E.W. GUNTHER, H. W. DOMMEL, I. HASSAN, J. R. MARTÍ, J. A. MARTINEZ, K. G. FEHRLE, L. TANG, M. F. MCGRANAGHAN, O. B. NAYAK, P. F. RIBEIRO, R. IRAVANI, R. LASSETER, "Guidelines for modeling power electronics in electric power engineering applications", IEEE Power Engineering Review, vol. 17, n° 1, pp. 71, January, 1997.
- [168] A. M. GOLE, R. W. MENZIES, H. M. TURANLI, D. A. WOODFORD, "Improved interfacing of electrical machine models to electromagnetic transients programs", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-103, n° 9, pp. 2446-2451, September, 1984.
- [169] A. M. GOLE, R. W. MENZIES, "Modelling of capacitive loads for the study of transients in synchronous machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-104, n° 8, pp. 2093-2098, August, 1985.
- [170] A. M. GOLE, O. B. NAYAK, T. S. SIDHU, M. S. SACHDEV, "A graphical electromagnetic simulation laboratory for power systems engineering programs", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 11, n° 2, pp. 599-606, May, 1996.
- [171] A. M. GOLE, A. KERI, C. NWANKPA, E.W. GUNTHER, H. W. DOMMEL, I. HASSAN, J. R. MARTÍ, J. A. MARTINEZ, K. G. FEHRLE, L. TANG, M. F. MCGRANAGHAN, O. B. NAYAK, P. F. RIBEIRO, R. IRAVANI, R. LASSETER, "Guidelines for modeling power electronics in electric power engineering applications", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 12, n° 1, pp. 505-514, January, 1997.
- [172] A. M. GOLE, S. FILIZADEH, P. L. WILSON, "Inclusion of robustness into design using

- optimization-enabled transient simulation”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, n° 3, pp. 1991-1997, July, 2005.
- [173] A. M. GOLE, S. FILIZADEH, R. W. MENZIES, P. L. WILSON, “Optimization-enabled electromagnetic transient simulation”, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 20, n° 1, pp. 512-518, January, 2005.
- [174] A. D. RAJAPAKSE, A. M. GOLE, P. L. WILSON, “Electromagnetic transients simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, n° 1, pp. 319-327, January, 2005.
- [175] H. W. DOMMEL, W. F. TINNEY, “Optimal power flow solutions”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-87, n° 10, pp. 1866-1876, October, 1968.
- [176] W. S. MEYER, H. W. DOMMEL, “Telephone-interference calculation for multiconductor power lines”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, n° 1, pp. 35-41, January, 1969.
- [177] H. W. DOMMEL, “Fast transient stability solutions”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-91, n° 4, pp. 1643-1650, July, 1972.
- [178] H. W. DOMMEL, “Nonlinear and time-varying elements in digital simulation of electromagnetic transients”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, n° 6, pp. 2561-2567, November, 1971.
- [179] H. W. DOMMEL, W. S. MEYER, “Computation of electromagnetic transients”, Proceedings of the IEEE, vol. 62, n° 7, pp. 983-993, July, 1974.
- [180] H. W. DOMMEL, “Overhead line parameters from handbook and computer programs”, IEEE on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-104, n° 2, pp. 366-372, February, 1985.
- [181] L. WANG, J. JATSKEVICH, H. W. DOMMEL, “Re-examination of synchronous machine modeling techniques for electromagnetic transient simulations”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 22, n° 3, pp. 1221-1230, August, 2007.
- [182] P. ZHANG, J. R. MARTÍ, H. W. DOMMEL, “Synchronous machine modeling based on shifted frequency analysis”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 22, n° 3, pp. 1139-1147, August, 2007.
- [183] M. T. C. BARROS, M. E. ALMEIDA, “Computation of electromagnetic transients on nonuniform transmission lines”, IEEE on Transactions on Power Delivery, vol. 11, n° 2, pp. 1082-1087, April, 1996.

- [184] A. LEIRIA, A. MORCHED, M. T. C. BARROS, “Identification of harmonic content and their origin in power networks”, The 2003 IEEE Powertech Conference, CD-ROM, pp. 7, 23-26 de junho de 2003, Bologna, Italy.
- [185] A. B. FERNANDES, W. L. A. NEVES, “Frequency-dependent transformation matrices for phase-domain transmission line models”, The 2001 IEEE/PES Summer Meeting, vol. 3, pp. 1782-1787, 15-19 de julho de 2001, Montreal, Canada.
- [186] A. B. FERNANDES, W. L. A. NEVES, “Phase-domain transmission line models considering frequency-dependent transformation matrices”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, n° 2, 708-714, April, 2004.
- [187] N. S. D. BRITO, W. L. A. NEVES, B. A. SOUZA, K. M. C. DANTAS, A. V. FONTES, A. B. FERNANDES, S. S. B. SILVA, “Transmission line model influence on fault diagnosis”, The 2004 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, CD-ROM, pp. 412-417, 8-9 de novembro de 2004, São Paulo, Brasil.
- [188] W. L. A. NEVES, W. XU, H. W. DOMMEL, “An algorithm for finding the steady state solution of electric networks”, The Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America (TDC’06), CD-ROM, pp. 6, 15-18 de Agosto de 2006, Caracas, Venezuela.
- [189] B. GUSTAVSEN, A. SEMLYEN, “A robust approach for system identification in the frequency domain”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.19, n° 3, pp. 1167-1173, July, 2004.
- [190] B. GUSTAVSEN, “Improving the pole relocating properties of vector fitting”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, n° 3, pp. 1587-1592, July, 2006.
- [191] B. GUSTAVSEN, “Validation of frequency-dependent transmission line models”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, n° 2, pp. 925-933, April, 2005.
- [192] B. GUSTAVSEN, J. MAHSEREDJIAN, “Simulation of internal overages on transmission lines by an extended method of characteristics approach”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n° 3, pp. 1736-1742, July, 2007.
- [193] T. NODA, R. YONEZAWA, S. YOKOYAMA, Y. TAKAHASHI, “Error in propagation velocity due to staircase approximation of an inclined thin wire in FDTD surge simulation”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, n° 4, pp. 1913-1918, October, 2004.
- [194] T. NODA, M. SAKAE, S. YOKOYAMA, “Simulation of lightning surge propagation from distribution line to consumer entrance via pole-mounted transformer”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, n° 1, pp. 442-444, January, 2004.

- [195] T. NODA, "A double logarithmic approximation of Carson's ground-return impedance", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, n° 1, pp. 472-479, January, 2005.
- [196] T. NODA, "Identification of a multiphase network equivalent for electromagnetic transient calculations using partitioned frequency response", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, n° 2, pp. 1134-1142, April, 2005.
- [197] T. NODA, "A binary frequency-region partitioning algorithm for the identification of a multiphase network equivalent for EMT studies", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n° 2, pp. 1257-1258, April, 2007.
- [198] T. NODA, A. RAMIREZ, "Z-transform-based methods for electromagnetic transient simulations", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n° 3, pp. 1799-1805, July, 2007.
- [199] R. ACKNER, H. LEV-ARI, T. KAILATH, "Transmission-line models for the modified Schur algorithm", IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, vol. 39, n° 4, pp. 290-296, April, 1992.
- [200] G. K. REEVES, H. B. HARRISON, "An analytical model for alloyed ohmic contacts using a trilayer transmission line model", IEEE Transactions on electron devices, vol. 42, n° 8, pp. 1536-1547, August, 1995.
- [201] S. A. SEBO, D. G. KASTEN, T. ZHAO, L. E. ZAFFANELLA, B. A. CLAIRMONT, S. ZELINGHER, "Development of reduced-scale line modeling for the study of hybrid corona", Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena - 1993 (CEIDP 1993), pp. 538-543, 17-20 outubro de 1993, Pocono Manor, Pennsylvania, USA.
- [202] A. MAFFUCCI, G. MIANO, F. VILLONE, "An enhanced transmission line model for conducting wires", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, n° 4, pp. 512-528, November, 2004.
- [203] F. OLYSLAGER, D. DE ZUTTER, "High-frequency transmission line models for a thin wire above a conducting ground", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 37, n° 2, pp. 234-240, May, 1995.
- [204] J. M. PIMBLEY, "Dual level transmission line model for current flow in metal-semiconductor contacts", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-33, n° 11, pp. 1795-1800, November, 1986.
- [205] A. GOPALAKRISHNAN, M. KEZUNOVIC, S. M. McKENNA, D. M. HAMAI, "Fault location using the distributed parameter transmission line model", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, n° 4, pp. 1169-1174, October, 2000.

- [206] X. WANG, D. A. WOODFORD, R. KUFFEL, R. WIERCKX, “A real-time transmission line model for a digital TNA”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, n° 2, pp. 1092-1097, April, 1996.
- [207] A. IBRAHIM, S. HENSCHERL, H. DOMMEL, T. NIIMURA, “Transmission line model for large step size transient simulations”, Proceedings of the 1999 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 1191-1194, 9-12 de maio de 1999, Edmonton, Alberta, Canada.
- [208] J. A. R. MACÍAS, A. G. EXPÓSITO, A. B. SOLER, “A comparison of techniques for state-space transient analysis of transmission lines”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, n° 2, pp. 894-903, April, 2005.
- [209] J. A. R. MACÍAS, A. G. EXPÓSITO, A. B. SOLER, “Corrections of a comparison of techniques for state-space transient analysis of transmission lines”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, n° 3, p. 2358, July, 2005.
- [210] J. V. EDUARDO, O. RÉGIS JUNIOR, A. R. F. FREIRE, H. A. NÓBREGA, U. T. SOUZA, H. M. MORAES, “Experiência operativa com as linhas de transmissão de 230 kV com feixe expandido da área norte da CHESP”, XV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica (XV SNPTEE), Grupo IX - Operação de Sistemas Elétricos (GOP), pp. 7, 17-22 de outubro de 1999, Foz do Iguaçu, Paraná, Brasil.
- [211] A. C. S. LIMA, S. S. WANDERLEY, R. M. STEPHAN, “Modelling a static VAr compensator using EMPT”, Proceedings., Proceedings of the 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, pp. 219-222, 13-16 de agosto de 1995.
- [212] A. C. S. LIMA, R. M. STEPHAN, A. PEDROSO, J. MOURENTE, “Analysis of a long distance drive for an induction motor”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '96), vol. 2, pp. 867-872, 17-20 de junho de 1996.
- [213] A. C. S. LIMA, H. W. DOMMEL, R. M. STEPHAN, “Modeling adjustable-speed drives with long feeders”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, n° 3, pp. 549-556, June, 2000.
- [214] A. C. S. LIMA, R. M. STEPHAN, A. I. COSTA, “Comparison of overvoltage mitigation methods in industrial drives with long cables”, The 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '03), vol. 1, pp. 252-257, 9-11 June 2003.
- [215] P. A. N. GARCIA, J. L. R. PEREIRA, S. CARNEIRO JR, V. M. COSTA, N. MARTINS, “Three-phase power flow calculations using the current injection method”, IEEE Transactions

on Power Systems, vol. 15, n° 2, pp. 508-514, May, 2000.

- [216] C. R. FUERTE-ESQUIVEL, T. VENEGAS, C. ANGELES-CAMACHO, “Discussion of three-phase power flow calculations using the current injection method”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, n° 4, pp. 1451-1452, November, 2000.
- [217] P. A. N. GARCIA, J. L. R. PEREIRA, S. CARNEIRO JR, V. M. COSTA, N. MARTINS, “Closure to discussion of three-phase power flow calculations using the current injection method”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, n° 4, pp. 1452-1453, November, 2000.
- [218] R. D. FUCHS, Transmissão de energia elétrica: linhas aéreas; teoria das linhas em regime permanente, Livros Técnicos e Científicos (LTC), 2ª edição, Rio de Janeiro, 1979.
- [219] J. C.C. CAMPOS, J. PISSOLATO FILHO, A. J. PRADO, S. KUROKAWA, “Single real transformation matrices applied to double three-phase transmission lines”, Electric Power Systems Research, vol. 78, no. 10, pp. 1719-1725, October, 2008.
- [220] N. B. BHATT, S. S. VENKATA, W. C. GUYKER, W. H. BOOTH, “Six-phase (multi-phase) power transmission systems: fault analysis”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. Pas-96, n° 3, part 1, pp. 758-767, May, 1977.