



EDUARDO COELHO MARQUES DA COSTA

**PROPOSTA DE UMA METODOLOGIA APRIMORADA PARA MODELAGEM DE
LINHAS DE TRANSMISSÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS**

**CAMPINAS
2013**



**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**

EDUARDO COELHO MARQUES DA COSTA

**PROPOSTA DE UMA METODOLOGIA APRIMORADA PARA MODELAGEM DE
LINHAS DE TRANSMISSÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS**

**Orientador: Prof. Dr. José Pissolato Filho
Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Kurokawa**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Energia Elétrica.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE
DEFENDIDA PELO ALUNO EDUARDO COELHO MARQUES DA COSTA
E ORIENTADO PELO PROF. DR. JOSÉ PISSOLATO FILHO

Assinatura do Orientador

**CAMPINAS
2013**

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

C823p Costa, Eduardo Coelho Marques da
Proposta de uma metodologia aprimorada para modelagem de linhas de transmissão no espaço de estados / Eduardo Coelho Marques da Costa. -- Campinas, SP: [s.n.], 2013.

Orientador: José Pissolato Filho.
Coorientador: Sérgio Kurokawa.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Modelagem. 2. Espaço de estados. 3. Metodologia. 4. Sistema de energia elétrica. I. Pissolato Filho, José, 1951-. II. Kurokawa, Sérgio. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Proposal of an enhanced methodology for transmission line modeling in the space state

Palavras-chave em Inglês: Modeling, State space, Methodology, Electric power system

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Pissolato Filho, Pedro da Costa Junior, Rogério Andrade Flauzino, Fujio Sato, Geraldo Peres Caixeta

Data da defesa: 18-01-2013

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Eduardo Coelho Marques da Costa

Data da Defesa: 18 de janeiro de 2013

Título da Tese: "Proposta de uma Metodologia Aprimorada para Modelagem de Linhas de Transmissão no Espaço de Estados"

Prof. Dr. José Pissolato Filho (Presidente): _____
Prof. Dr. Pedro da Costa Junior: _____
Prof. Dr. Rogério Andrade Flauzino: _____
Prof. Dr. Fujio Sato: _____
Prof. Dr. Geraldo Peres Caixeta: _____

Agradecimentos

- Ao meu pai João Adávido Marques da Costa e ao meu irmão João Marques da Costa Netto.
- A minha madrinha e mãe, não da carne, mas do coração, Dalva Ernandes.
- A minha companheira em todas as horas, namorada e amiga Fernanda M. Ferraz.
- Aos meus orientadores, Dr. José Pissolato Filho e Dr. Sérgio Kurokawa.
- Aos amigos do Laboratório de Alta Tensão da Unicamp: Brito, Marcus, André Jinno, Humberto e Daiana.
- A Jorge Luiz de Franco pelo auxílio e sugestões, vezes como engenheiro e muitas outras como amigo.
- Ao casal Edson e Pamela Smith, amigos para toda vida, que me "adotaram" durante o período em Winnipeg, no Canadá.
- Ao Dr. Behzad Kordi, pelo auxílio e hospitalidade com que me recebeu na Universidade de Manitoba.
- Ao amigo Dr. Ivan Lima, pela recepção, orientação e companheirismo, durante e após o período no qual estive em Fargo, na *North Dakota State University*, nos EUA.
- Aos professores Fujio Sato, Geraldo Caixeta, Pedro Costa e Rogério Flauzino pela revisão minuciosa e sugestões pertinentes a minha tese.
- À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES, por todo investimento na minha formação técnica e científica.

Resumo

Uma metodologia alternativa e aprimorada para modelagem de linhas de transmissão multifásicas é apresentada ao longo do desenvolvimento proposto. O desacoplamento modal das fases e cabos para-raios dá-se por meio de uma metodologia otimizada no uso das matrizes de transformação modal ao longo das sucessivas transformações entre os domínios dos modos e das fases, eliminando os erros decorrentes da modelagem e representação da linha fazendo uso de análise modal. A representação equivalente de cada modo de propagação é desenvolvida por elementos discretos convencionais com base na teoria fundamental de circuitos elétricos, o que torna a modelagem em questão simplificada, porém não menos precisa. Para modelagem do efeito da frequência nos parâmetros longitudinais da linha, é utilizado *vector fitting* para sintetizar os parâmetros de forma equivalente e por elementos discretos para cada modo de propagação do sistema multifásico. O sistema de equações diferenciais é representado no espaço de estados e facilmente solucionado por métodos numéricos de integração. No entanto, propõe-se a resolução do sistema de equações de estado por meio de um método de solução analítico, significativamente mais eficaz computacionalmente e mais robusto que o método de integração trapezoidal, amplamente aplicado na simulação de transitórios eletromagnéticos. Ademais, o método analítico possibilita o desenvolvimento de uma metodologia híbrida, adequada tanto na simulação de fenômenos transitórios quanto na simulação fenômenos em regime permanente. O modelo proposto é totalmente desenvolvido no domínio do tempo, sem a utilização de transformadas inversas e convoluções, tornando simples a integração de outros dispositivos e elementos não lineares ao longo da linha. Por fim, um processo utilizando *FIR digital filtering* integrado à modelagem por matrizes de estado, elimina todas as oscilações espúrias decorrentes da discretização da linha por elementos discretos e erros de truncamento. Em suma, o modelo computacional proposto apresenta uma metodologia aprimorada que se estender desde a modelagem dos parâmetros elétricos da linha à simulação propriamente dita dos transitórios eletromagnéticos, na ordem de poucos milissegundos, e fenômenos transitórios mais lentos, próximos do sinal fundamental em regime permanente.

Abstract

An alternative and accurate methodology to model multiphase transmission lines is presented in the proposed development. The modal decoupling of the phases and shield wires is given by an optimized methodology in the use of the modal transformation matrix through the successive transformations between modal and phase domains, correcting the errors associated with the modeling and representation of the line by using analysis modal. Each propagation mode is represented by conventional lumped elements widely approached in the electrical circuit theory, which simplify the equivalent modeling, although a no less accurate procedure. To insert the frequency dependence of the longitudinal parameters in the line model, the vector fitting is applied to synthesize the parameters by an equivalent lumped circuit for each propagation mode of the multiphase system. The system of differential equations, resulting from the differential equations associated with the modal parameters, is represented in the state space and easily solved by numeric integration methods. Although, an analytical solution method is proposed to solve the system of state equations. This solution method is more efficient in computational terms and more robust than the well-known trapezoidal rule, widely used for simulation of electromagnetic transients. Furthermore, the proposed analytical method enables the development of a hybrid methodology, properly adapted to simulate transients as well as steady-state phenomena. The proposed model is completely developed in the time domain, without the use of inverse transforms and convolutions, which means that the proposed modeling is totally compatible with any other power electrical devices and nonlinear elements modeled in the time domain. Finally, a process using FIR digital filtering integrated to the modeling by state matrices eliminates all the spurious oscillations occurred from the line parameters discretization and truncation errors. In short, the proposed computational model presents an improved methodology carried out since the line electrical parameters modeling up to the simulation of electromagnetic transients of a few microseconds up to slow transient phenomena, close of the steady-state fundamental signal.

Sumário

Artigos Técnicos publicados em Periódicos	ix
Capítulo de Livro Publicado	x
Artigos Técnicos publicados em Anais de Congressos.....	x
Capítulo 1 Introdução à Modelagem de Sistemas de Transmissão de Energia Elétrica	1
1.1 Um Breve Histórico	1
1.2 Modelo e Metodologia Propostos	8
Capítulo 2 Rotina Simplificada para Correção dos Erros no Desacoplamento Modal de Sistemas Trifásicos 11	
2.1 Introdução.....	11
2.2 Análise Modal aplicada à Modelagem e Simulação de Sistemas de Energia Elétrica... 13	
2.3 Avaliação dos Erros do Desacoplamento Modal utilizando Matriz de Clarke	15
2.3.1 <i>Representação nos Domínios da Frequência e do Tempo</i>	16
2.3.2 <i>Rotina Convencional aplicada à Modelagem e Simulação</i>	18
2.4 Método de Correção Modal.....	26
2.5 Conclusões	29
Capítulo 3 Modelagem por Equações de Estado com Filtro Digital Integrado	31
3.1 Introdução.....	31
3.2 Representação da Linha por Equações de Estado	32
3.3 Modelagem do filtro <i>Finite Impulse Response</i> (FIR).....	35
3.4 Inclusão do Filtro FIR nas Matrizes de Estado	36
3.5 Validação da Modelagem no Espaço de Estados com Filtro Digital Integrado.....	39
3.6 Conclusões	45
Capítulo 4 Soluções Numérica e Analítica aplicadas às Equações de Estado	47

4.1	Introdução.....	47
4.2	Método de Integração Analítico.....	48
4.3	Validação da Solução Analítica aplicada às Equações de Estado.....	50
4.4	Simulação de Transitórios incluindo Elementos Não Lineares	54
4.5	Conclusões	56
Capítulo 5	Análise da Metodologia de Modelagem e Simulação utilizando Filtro Digital	58
5.1	Introdução.....	58
5.2	Primeiro Exemplo	59
5.3	Segundo Exemplo	63
5.4	Conclusões	67
Capítulo 6	Conclusão	69
Referências Bibliográficas	72

Artigos Técnicos publicados em Periódicos

- 1) Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J., Prado A. J., Bovolato L. F. "Proposal of a transmission line model based on lumped elements: an analytic solution". *Electric Power Components & Systems (Taylor & Francis)*, vol. 38, pp. 1577-1594, 2010. (Qualis A2)
- 2) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J. "Efficient procedure to evaluate electromagnetic transients on three-phase transmission lines". *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 4, pp. 1069-1081, 2010. (Qualis A1)
- 3) Costa E. C. M., Kurokawa S., Prado A. J., Bovolato L. F., Pissolato J. "A model for bundled conductors considering a non-homogeneous distribution of the current through subconductors". *Revista IEEE America Latina*, vol. 8, pp.221-228, 2010. (Qualis B2)
- 4) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Corona discharge model for transmission lines by lumped elements". *Revista IEEE America Latina*, vol. 9, pp.804-809, 2011. (Qualis B2)
- 5) Costa E. C. M., Kurokawa S., Prado A. J., Pissolato J. "Proposal of an alternative transmission line model for symmetrical and asymmetrical configurations". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems (Elsevier)*, vol. 33, pp. 1375-1383, 2011. (Qualis A1)
- 6) Pinto A. J. G., Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Analysis of the electrical characteristics of an alternative solution for the Brazilian-Amazon transmission system". *Electric Power Components & Systems (Taylor & Francis)*, vol. 39, pp. 1424-1436, 2011. (Qualis A2)
- 7) Kurokawa S., Costa E. C. M., Brandt I. S., Pissolato J. "New approach to four-phase transmission systems: analysis of the transient response and the possible voltage surges". *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 6, pp. 387-394, 2012. (Qualis A1)

- 8) Costa E. C. M., Kurokawa S., Shinoda A. A., Pissolato J. "Digital filtering of oscillations intrinsic to transmission line modeling based on lumped parameters". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems (Elsevier)*, vol. 44, pp. 908-915, 2013. (Qualis A1)
- 9) Kurokawa S., Asti G. A., Costa E. C. M., Pissolato J. "Simplified procedure to estimate the resistance parameters of transmission lines". *Electrical Engineering (Springer)*, (no prelo), 2013. (Qualis A2)
- 10) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pinto A. J. G., Kordi B., Pissolato J. "Simplified computational routine to correct the modal decoupling in transmission lines and power systems modeling". *IET Science, Measurements & Technology*, (no prelo), 2013. (Qualis A2)
- 11) Kurokawa S., Costa E. C. M., Pinto A. J. G., Pissolato J. "Analysis of Electrical Characteristics of High-Elevation Stretches of the Tucuruí-Macapá-Manaus Connection". *Revista Controle & Automação*, (no prelo), 2013. (Qualis B1)

Capítulo de Livro Publicado

Prado J. A., Kurokawa S., Pissolato J., Bovolato L. F., Costa E. C. M. "Phase-mode transformation matrix application for transmission line and electromagnetic transient analyses". *Electric Power Systems in Transition*. 1 ed. Nova York: Nova Science, 2010.

Artigos Técnicos publicados em Anais de Congressos

1) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J., Bovolato L. F. "Uma representação no espaço de estado e no domínio do tempo para linhas de transmissão trifásicas: estudo dos transitórios eletromagnéticos". XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA, Bonito, MS, 2010.

- 2) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J., Bovolato L. F. "Parâmetros discretos e distribuídos para o estudo de transitórios eletromagnéticos". XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA, Bonito, MS, 2010.
- 3) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J. "Estudo das metodologias aplicadas na resolução das equações de estado referentes à modelagem de linhas de transmissão por elementos discretos com parâmetros variáveis em função da frequência". III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Belém, PA, 2010.
- 4) Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J., Prado A. J. "Aspectos referentes à representação de linhas de transmissão trifásicas por equações de estado: análise no domínio modal e das fases". III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Belém, PA, 2010.
- 5) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J. "Análise das metodologias aplicadas no cálculo dos parâmetros elétricos de condutores múltiplos de linhas de transmissão". III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Belém, PA, 2010.
- 6) Costa E. C. M., Kurokawa S., Prado A. J., Pissolato J. "An efficacious computational procedure to solve electromagnetic transients on transmission lines represented by state equations". XXVII Progress in Electromagnetics Research Symposium - PIERS, Xi'an, China, 2010.
- 7) Costa E. C. M., Monteiro J. H. A., Pinto A. J. G., Kurokawa S., Franco J. L., Pissolato J. "A first approach on the new transmission system in Northern Brazil". IET - Reliability of Transmission and Distribution Networks Conference - RTDN, Londres, Inglaterra, 2011.
- 8) Asti G. A., Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J. "Proposta de uma metodologia alternativa para estimação dos parâmetros elétricos de linhas de transmissão". 9th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, Mar del Plata, Argentina, 2011.

- 9)** Brandt I. S., Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Técnicas alternativas para transmissão de energia elétrica: análise das características elétricas de sistemas tetrafásicos". 9th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, Mar del Plata, Argentina, 2011.
- 10)** Silva R. C., Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Modelagem do acoplamento mútuo em linhas de transmissão por elementos discretos diretamente no domínio das fases". 9th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, Mar del Plata, Argentina, 2011.
- 11)** Silva R. C., Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Mutual coupling modeling in transmission lines directly in the phase domain". IEEE Electrical Power and Energy Conference - EPEC, Winnipeg, Manitoba, Canadá, 2011.
- 12)** Pinto A. J. G., Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Introduction of a Non-Conventional Solution for Amazon Transmission System: Analysis of the Electric Aspects". IEEE/PES General Meeting, Detroit, Michigan, EUA, 2011.
- 13)** Asti G. A., Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J. "Real-time estimation of transmission line impedance based on modal analysis theory". IEEE/PES General Meeting, Detroit, Michigan, EUA, 2011.
- 14)** Kurokawa S., Costa E. C. M., Brandt I. S., Bovolato L. F., Pissolato J. "Slow and fast transients in four phase transmission systems". IEEE/PES T&D Latin America, Montevideo, Uruguai, 2012.
- 15)** Prado A. J., Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J., Bovolato L. F. "Time domain analyses for three-phase lines with corrected modal transformation matrices". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.
- 16)** Asti G. A., Silva R. C., Kurokawa S., Costa E. C. M. "Identification of transmission line parameters from temporal measurements of currents and voltages in their terminals: influence of the length line". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.

17) Silva R. C., Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J. "Development of a simplified transmission line model directly in the phase domain". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.

18) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Proposal of a simplified process to correct the phase decoupling using modal analysis". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.

19) Costa E. C. M., Kurokawa S., Pinto A. J. G., Pissolato J. "Rotina simplificada para correção dos erros decorrentes do desacoplamento modal na modelagem de sistemas elétricos trifásicos". IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Goiânia, GO, 2012.

20) Costa E. C. M., Pinto A. J. G., Kurokawa S., Monteiro J. H. A., Pissolato J. "Análise das características elétricas dos trechos de 280 m de altura propostos para interconexão Turucuí-Macapá-Manaus". IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Goiânia, GO, 2012.

Capítulo 1 Introdução à Modelagem de Sistemas de Transmissão de Energia Elétrica

1.1 Um Breve Histórico

Os primeiros relatos técnicos abordando modelagem computacional de sistemas de energia elétrica, mas especificamente linhas de transmissão, datam o fim dos anos 1960. Dentre os quais, dois artigos técnicos são de importância impar, predefinindo o atual conceito do *Electromagnetic Transient Program*, ou mais conhecido como EMTP.

O primeiro artigo técnico destacado no parágrafo anterior foi publicado em 1969 por Hermann W. Dommel, intitulado *Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single- and Multiphase Networks* [1]. O artigo propôs um método computacional de solução para a simulação de transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo em linhas polifásicas representadas por parâmetros discretizados ou distribuídos. Apesar da metodologia proposta por Dommel apresentar diversos aprimoramentos; e.g., inserção de alguns elementos não lineares nas simulações; o algoritmo proposto apresenta várias limitações computacionais, tais como o armazenamento de um número reduzido de amostragens em um intervalo discreto de tempo. Tal limitação resulta em erros de truncamento e instabilidade numérica do método, devido à quantidade de amostragens resultantes de um passo de cálculo Δt excessivamente pequeno na discretização do vetor de tempo t . Uma forma de minimizar as oscilações e erros inerentes ao método foi utilizar a regra de integração trapezoidal na resolução das equações diferenciais ordinárias da linha, cujas constantes são indutâncias e capacitâncias equivalentes aos parâmetros longitudinais e transversais, respectivamente, de uma linha sem perdas. A regra trapezoidal aplicada à resolução do sistema de equações diferenciais usada por Dommel representava, ao menos na época, a solução mais simples e relativamente estável para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos.

No mesmo artigo, Dommel (1969), a representação de linhas de transmissão por parâmetros distribuídos sem perdas. A partir desta abordagem, uma "solução exata" pode ser obtida por meio do método das características, mais conhecido como método de Bergeron. Tal método de solução foi inicialmente, em 1928, aplicado na resolução de problemas hidráulicos e

mais tarde adaptado para problemas envolvendo sistemas elétricos. A associação do método das características e da regra trapezoidal adaptada por Dommel resultou em um algoritmo versátil, capaz de calcular transitórios eletromagnéticos em linhas representadas por parâmetros distribuídos ou discretos [1].

Um segundo trabalho publicado logo após de Dommel (1969) e de igual contribuição para o atual estado da arte na modelagem computacional de sistemas de energia elétrica, foi o artigo intitulado *Introduction of Frequency-Dependent Line Parameters into an Electromagnetic Transient Program*, publicado por Alan Budner em 1970 [2]. Nesse modelo, basicamente, uma linha de transmissão bifásica é desacoplada em seus dois modos de propagação, os quais são posteriormente modelados no domínio da frequência por dois quadripolos independentes, i.e., desacoplados em termos eletromagnéticos um do outro. Desse modo, as correntes e tensões no domínio da frequência podem ser obtidas facilmente pelas equações trigonométricas relativas à representação por quadripolos (*two-port representation*), sendo as tensões e correntes posteriormente obtidas no domínio do tempo por meio de transformadas inversas de Fourier.

A modelagem proposta por Budner (1970) apresenta boa precisão, pois representa de a natureza distribuída dos parâmetros elétricos variáveis em função da frequência para linhas com perdas, tendo como base o cálculo desses parâmetros a partir da teoria proposta por J. R. Carson em 1926 [3]. Inicialmente os resultados foram analisados considerando um sistema bifásico, logo então, o modelo foi generalizado para um sistema polifásico transposto, fazendo uso de técnicas de desacoplamento modal.

Como amplamente descrito pela literatura técnica, sabia-se antes do início dos anos 1980 que os parâmetros elétricos de linhas de transmissão aéreas ou cabos subterrâneos são fortemente dependentes do efeito da frequência, i.e., determinados em função da frequência devido ao efeito do retorno da corrente através do solo (efeito solo) e, em frequências mais baixas, influenciados pelo efeito pelicular (*skin effect*) resultante da interação entre os campos eletromagnéticos no interior dos condutores da linha [4]. Uma grande quantidade de artigos descrevendo a solução das equações de linhas de transmissão no domínio da frequência foram propostas, por meio do uso de transformadas inversas e convoluções [5]-[8]. Logo então, ao término dos anos 1970, diversos conceitos e classificações, tais como os conceitos de modelos por parâmetros discretos ou distribuídos, desenvolvidos diretamente no domínio do tempo ou fazendo uso de transformadas

inversas, aplicando ou não análise modal para representação polifásica, entre outras terminologias, foram explicitamente introduzidas para caracterização dos diversos algoritmos e modelagens desenvolvidos a partir de 1980.

A modelagem no domínio da frequência, não só de linhas de transmissão, mas também de sistemas elétricos em geral, não é uma tarefa trivial, uma vez que a grande maioria desses sistemas são não lineares no domínio do tempo. Ademais, a resolução no domínio do tempo, por meio de transformadas inversas e convoluções, também está longe de representar uma tarefa trivial. Enfim, analisar dados obtidos por meio de modelos físicos desenvolvidos diretamente no domínio do tempo sempre gerou soluções mais compreensíveis e intuitivas do ponto de vista prático. Nesse âmbito, diversos modelos equivalentes de linhas, desenvolvidos diretamente no domínio do tempo, foram publicados considerando intrinsecamente o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais, sem a utilização de transformadas inversas e integrais de convolução. Tal método consiste basicamente na aproximação da impedância longitudinal da linha $Z(\omega)$ por uma função racional e representação elétrica dessa função por meio de uma associação de elementos resistivos e indutivos obtidos em função dos polos e resíduos dessa mesma função. Dessa forma, a representação em termos de circuitos elétricos da linha é dada por uma série de elementos discretos e constantes no domínio do tempo, i.e., a linha é representada por uma cascata de circuitos π modificada de forma a incluir o efeito da frequência em cada segmento de linha [9, 10]. Essa metodologia, introduzida ao longo dos anos 1980, é atualmente conhecida como *vector fitting* e constitui a base para diversos modelos de linhas de transmissão e sistemas dependentes da frequência até os dias atuais [11, 12]. Essa técnica foi adaptada para a metodologia de modelagem e simulação desenvolvida nesta tese.

No final dos anos 1990, um modelo de linha de transmissão representado por parâmetros distribuídos e solucionado no domínio do tempo por transformada inversa de Fourier, foi proposto por Morched et al. (1999) [13]. Tal modelo foi denominado pelos próprios autores como *Universal Line Model* - ULM. Porém, em teoria, trata-se de um aprimoramento da técnica previamente proposta por Budner em 1970 [2]. O ULM é um modelo digital de linhas de transmissão aplicado para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de energia elétrica. Tais modelos são geralmente solucionados por meio de transformadas inversas e convoluções, mas algumas vezes esses processos consomem muito tempo de simulação. Logo, o ULM utiliza uma formulação mais eficiente de solução por meio da aproximação dos elementos

das matrizes relativas aos parâmetros elétricos da linha por funções racionais de baixa ordem (assim como parcialmente utilizado no *vector fitting*). As simulações no domínio do tempo são obtidas por meio de convoluções obtidas a partir de transformada inversa de Fourier [13]. O ULM é considerado um dos modelos computacionais mais precisos para a simulação de transitório eletromagnéticos em linhas de transmissão e cabos subterrâneos, porém, apresenta restrições quanto a inclusão de elementos não lineares no processo de modelagem do sistema e simulação, e.g.: arcos voltaicos, para-raios de oxido metálico, entre outros componentes e fenômenos eletromagnéticos. Vale destacar mais uma vez que a modelagem de fenômenos eletromagnéticos transitórios e outros dispositivos aplicados na distribuição e transmissão de energia elétrica são, em sua grande maioria, modelados no domínio do tempo e, na maior parte das vezes, a modelagem equivalente no domínio da frequência torna-se uma tarefa complexa, sendo muitas vezes impraticável. Desse modo, integrar modelos desenvolvidos diretamente no domínio da frequência ao ULM não é uma tarefa trivial.

Previamente, Gómez e Uribe (2008) publicaram um artigo apresentando uma completa revisão sobre a utilização de transformada de Laplace na simulação e análise de transitórios eletromagnéticos em sistemas de energia elétrica [14]. Nessa revisão, diversos pontos importantes são discutidos abordando o uso de transformada inversa e posterior resolução das integrais de convolução resultantes dessa técnica. De fato, modelos baseados diretamente a partir das equações no domínio da frequência, obtidas a partir da representação da linha ou modo de propagação por quadripolos ou matriz ABCD (*two-port circuit*), apresentam uma maior precisão para uma ampla faixa de frequência, pois representam mais precisamente a impedância longitudinal $Z(\omega)$ do meio de propagação. Tal precisão pode ser verificada por meio da simulação dos transitórios eletromagnéticos resultantes de um impulso unitário através de um modo de propagação modelado por elementos discretos, diretamente no domínio do tempo, e posteriormente comparando aos resultados obtidos por meio de um modelo por parâmetros distribuídos no domínio da frequência e fazendo uso de transformada inversa de Laplace. A referência [15] apresenta essa comparação de forma didática e objetiva, ressaltando as variações entre os dois tipos de modelagem para uma ampla faixa de frequências, por meio de uma análise detalhada nos domínios da frequência e do tempo.

Apesar da grande precisão apresentada pelos modelos desenvolvidos diretamente no domínio da frequência e fazendo uso de transformadas inversas para obtenção dos resultados no

domínio do tempo, Gómes e Uribe (2008) destacam também possíveis erros de truncamento aos quais esse procedimento está sujeito e métodos para mitiga-los. Por exemplo, erros devido ao truncamento do espectro de frequência associado a um sinal de entrada qualquer, especialmente tratando-se de sinais impulsivos e rápidos (e.g.: um impulso unitário ou atmosférico). Tais erros resultam em imprecisões denominadas oscilações de Gibbs, os quais, por sua vez, resultam em variações na amplitude e oscilações do sinal de saída a ser analisado [14]. Esses erros, na amplitude do sinal de saída, são inaceitáveis tratando-se de transitórios eletromagnéticos em sistemas de energia elétrica, sendo que essas variações representam muitas dezenas de kilovolts em sistemas EHV e UHV (termos em inglês *Extra-* e *Ultra-High Voltage*, respectivamente). Para solucionar esses erros, ou ao menos minimiza-los, diversos autores propõe a utilização de métodos de janelamento, tais como: *Lanczos window for transient analysis* [16] e *Hamming window* [17], entre muitos outros métodos de janelamento aplicados no processamento digital de sinais.

Outra imprecisão na modelagem de sistemas no domínio da frequência e utilizando transformada inversa são os erros da discretização por um passo de integração $\Delta\omega$ associado à função contínua $\omega = 2\pi f$, sendo f o vetor de frequência considerado. Esse procedimento resulta em imprecisões conhecidas pelo termo em inglês *aliasing errors* e normalmente são parcialmente corrigidas pela obtenção de uma constante de amortecimento (*damping constant*) que geralmente é obtida de forma empírica e nem sempre exclui totalmente as oscilações resultantes da discretização de ω . Portanto, o ajuste da constante de amortecimento e correção das imprecisões resultantes da discretização de uma função contínua é um procedimento complexo [14].

Com o âmbito de desenvolver uma metodologia mais prática, diretamente no domínio do tempo, sem a utilização de transformadas inversas e complexas convoluções, diversos modelos foram propostos entre 1990 e 2010. A grande maioria desses modelos é baseada na modelagem equivalente do sistema por elementos convencionais de circuitos elétricos, tornando-a fácil de ser aplicada e versátil na simulação de transitórios eletromagnéticos incluindo diversos outros dispositivos de potência ou fenômenos eletromagnéticos não lineares. Ressaltando que a maioria desses elementos apresentam características bem conhecidas no domínio do tempo, sendo pouco conhecidos ou/e de difícil modelagem no domínio da frequência.

Inicialmente, destacam-se os modelos de linha de transmissão propostos por M. S. Mamis, fazendo uso de cascata de circuitos π e representação das equações diferenciais do circuito equivalente no espaço de estados [18, 19]. Nos modelos propostos por Mamis, as equações de estado são convencionalmente solucionadas utilizando a regra trapezoidal de integração, o mesmo método utilizado por Dommel em 1969. Porém, esses modelos não levam em consideração efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais da linha, sendo assim não apresentam resultados adequados para uma grande variedade de transitórios eletromagnéticos aos quais linhas de transmissão e sistemas de energia elétrica estão sujeitos. O mesmo modelo, por equações de estado, é abordado por Mácias et al. (2005), com enfoque nos métodos de resolução das equações de estado [20]. Diversos métodos de resolução são analisados e comparados em precisão, estabilidade e tempo de processamento. Entre todos os métodos analisados nesse último artigo técnico, vale destacar os métodos de Euler, Heun (regra trapezoidal), Runge-Kutta e *Eigensystem-based solution*; sendo esse último utilizado como base para a solução analítica aplicada ao modelo de linha proposto nesta tese. Por outro lado, os trabalhos publicados por Mamis procuram enfatizar as vantagens técnicas da modelagem por parâmetros discretizados, tais como a fácil obtenção do perfil detalhado das tensões e correntes em qualquer ponto da linha e destacando a versatilidade na modelagem e inserção de elementos não lineares ao longo da mesma [18, 19].

Após a série de trabalhos publicados pelos autores citados até então, Kurokawa et al. (2007) apresenta um novo modelo de linha levando em conta o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais utilizando *vector fitting* e fazendo uso da representação no espaço de estados das equações diferenciais resultantes da representação da linha por elementos discretos resistivos, indutivos e capacitivos [21]. Posteriormente, Kurokawa et al. (2009) expande o modelo citado anteriormente para representação de um circuito trifásico com plano de simetria vertical e sem transposição das fases, utilizando desacoplamento modal por meio de uma matriz constante e real (matriz de Clarke) [22]. Dessa forma, a linha é desacoplada em seus modos e quasi-modos, os quais são respectivamente modelados como três linhas de transmissão monofásicas e independentes [23].

Entre os anos 2000 e 2010, outros autores desenvolveram modelos alternativos ao convencional EMTP levando em conta o efeito da frequência, elementos e dispositivos não lineares, propondo novas técnicas, aprimorando metodologias previamente propostas, entre

muitas outras contribuições [24-27]. Entre esses autores, vale destacar o artigo técnico publicado por Gutiérrez et al. (2002), o qual propôs um modelo utilizando o método das características para simulação de transitórios em linhas de transmissão caracterizadas por trechos não uniformes [25]. Destaca-se também o método de análise de transitórios em linhas de transmissão proposto por Moreno et al. (2005). Tal método é desenvolvido considerando a modelagem no domínio da frequência e fazendo uso de transformada inversa de Laplace para obtenção dos resultados no domínio do tempo. Na representação de elementos não lineares, Moreno et al. (2005) propõe algumas aproximações na representação de chaveamentos no sistema [26]. No entanto, como discutido anteriormente, generalizar a modelagem de elementos não lineares acoplados ao sistema (e.g. corona, descargas disruptivas nas cadeias de isoladores, transformadores, para-raios inseridos na linha, manobras, etc) é uma proposta complexa, ampla e em muitos casos impraticável.

Além dos modelos apresentados até então, atualmente diversos programas e *toolboxes* para simulação de sistemas de energia elétrica encontram-se disponíveis no mercado ou gratuitos para *download* na internet. O *software* Matlab apresenta um conjunto de ferramentas prontas para simulação de sistemas de potência, o *Simulink/SimPowerSystems*. Outra versão comercial e desenvolvida em parceria com os próprios criadores do EMTP, na *University of British Columbia* (Vancouver, Canadá), é o *Microtran*. Porém, atualmente, tem perdido grande parte do mercado para o atual PSCAD, desenvolvido pela *Manitoba-HVDC Research Centre* em conjunto com a *University of Manitoba*, com sede em Winnipeg, no Canadá. Por fim, vale destacar a versão livre do *Alternative Transient Program*, mais conhecido como ATPDraw, ou simplesmente ATP, amplamente utilizado no Brasil e em diversos outros países para fins de pesquisa ou didáticos.

Atualmente, com o constante incremento na velocidade computacional dos processadores e com base em diversas técnicas de processamento paralelo, encontra-se disponível o *Real-Time Digital Simulator* (RTDS), desenvolvido pela *RTDS Technologies Inc.*, com sede também em Winnipeg, Canadá. O RTDS trata-se de um computador dedicado à simulação em tempo real de sistemas de energia elétrica, com a capacidade de testar em tempo real sistemas de proteção, controle, HVDC, FACTS, entre outros dispositivos de eletrônica de potência e muitas outras aplicações. Atualmente, diversas empresas e instituições de pesquisa utilizam o RTDS para testar e pesquisar novos sistemas e equipamentos destinados à distribuição e à transmissão de energia elétrica.

1.2 Modelo e Metodologia Propostos

Com base no estado da arte, um modelo de linhas de transmissão é proposto fazendo uso de equações de estado, utilizando *vector fitting* para representação dos parâmetros longitudinais da linha e análise modal para representação polifásica. De fato, o modelo proposto tem como base o desenvolvimento previamente proposto na referência [22], no entanto, uma ampla metodologia é apresentada com o âmbito de eliminar as imprecisões resultantes tanto da discretização dos parâmetros da linha (oscilações de Gibbs) quanto aquelas resultantes do desacoplamento modal utilizando matrizes de transformação aproximadas. Ademais, por meio de um método de resolução analítico das equações de estado, o propõe-se um modelo híbrido no que diz respeito à simulação tanto de transitórios eletromagnéticos rápidos, na faixa de alguns microsegundos, quanto de transitórios lentos, próximos à escala de tempo em regime permanente, na faixa de algumas dezenas de segundos. Esse último método computacional é obtido a partir de um passo de integração constante e amplo o suficiente para simulação de um longo intervalo de tempo, sendo do ponto de vista computacional e prático mais eficaz que o convencional método de integração pela regra trapezoidal, em diversos programas do tipo EMTP em função de um passo de integração variável [28].

No capítulo a seguir, uma breve introdução sobre as impedâncias e as admitâncias de linhas de transmissão, calculadas a partir dos parâmetros longitudinais e transversais do sistema. Em seguida, alguns conceitos abordando desacoplamento modal são descritos como base teórica para a introdução da técnica proposta para a correção dos erros resultantes das sucessivas transformações modais ao longo do algoritmo de modelagem e simulação. A principal vantagem na utilização desse novo método de correção modal é a simplicidade. O método consiste apenas de uma simples alternância entre as matrizes de transformação modal ao longo do algoritmo, ao contrario de outras técnicas previamente propostas, que apesar de mostrarem relativa precisão, são implementadas por meio da manipulação dos autovetores e dos autovalores utilizados no cálculo das matrizes de transformação modal em função da frequência [29, 30]. Esses métodos tradicionais de correção modal são demasiadamente complexos e, em muitos casos, ineficientes do ponto de vista computacional, uma vez que são métodos que acumulam erros numéricos a cada passo de cálculo, i.e., os valores de cada elemento da matriz de transformação são recalculados em função do erro obtido com base no valor anterior para cada elemento do vetor de frequências [31, 32].

O modelo de linha proposto é representado por parâmetros discretos e leva em consideração o efeito da frequência sobre os parâmetros elétricos longitudinais do sistema. O efeito da frequência é implementado na modelagem diretamente no domínio do tempo por meio de uma função racional (*vector fitting*), na qual a partir dos polos e zeros obtém-se o circuito equivalente π do modo de propagação. Dessa forma, os n modos de propagação de um sistema multifásico podem ser modelados como n linhas de transmissão monofásicas independentes [33, 34]. Essa mesma técnica pode ser utilizada tanto para modelos trifásicos com circuito simples ou duplo quanto para sistemas de transmissão não convencionais, tal como o modelo tetrafásico estudado em Kurokawa et al. (2012), no qual as quatro fases do sistema são desacopladas em quatro modos de propagação distintos [35].

Como descrito na revisão bibliográfica, a representação das equações diferenciais de linhas de transmissão no espaço de estados mostra-se uma alternativa eficaz no cálculo numérico das correntes e tensões na linha e também na integração de diversos elementos não lineares ao longo da mesma, representando uma grande variedade de fenômenos eletromagnéticos e dispositivos de potência. O modelo proposto é representado por equações de estado no domínio do tempo, i.e., por um sistema de equações diferenciais ordinárias. Dessa forma, o sistema de equações pode ser solucionado por diversos métodos numéricos ou analíticos de integração, estudados em detalhes na referência [20]. Dentre o conjunto de técnicas propostas nesta tese, propõe-se um método analítico de solução das equações de estado da linha, baseada no método denominado *Eigensystem-based solution*. A associação da modelagem por equações de estado proposta e o método analítico resultam em uma metodologia capaz de simular transitórios rápidos e lentos, tanto quanto tensões e correntes ao longo da linha considerando diversos elementos não lineares, por meio de um passo de integração significativamente maior que o passo aplicado à regra trapezoidal de integração tradicional [34, 36].

Outra peculiaridade diretamente relacionada à precisão da modelagem por parâmetros elementares diz respeito às oscilações espúrias decorrentes da discretização dos parâmetros elétricos da linha de transmissão. Nesta tese, um método convencionalmente aplicado ao tratamento de sinais digitais é proposto para minimizar as oscilações intrínsecas ao modelo proposto. Propõe-se incluir implicitamente um filtro digital FIR (*Finite Impulse Response*) na representação do sistema no espaço de estados. Tal técnica mostra-se uma solução não

convencional e alternativa para a aplicação em questão, no entanto, bons resultados foram obtidos para uma série de simulações realizadas por meio do modelo e metodologia propostos [37].

Devido não só a proposta do modelo de linha, mas também ao conjunto de novas técnicas aplicadas na representação do sistema físico propriamente dito, o conteúdo apresentado nesta tese de doutorado representa não apenas uma modelagem, mas sim, uma abrangente metodologia (conjunto de métodos ou técnicas, no sentido literal da palavra) aplicada à simulação de sistemas de energia elétrica em geral, podendo ser integralmente ou parcialmente adaptada a outros procedimentos e modelos.

Capítulo 2 Rotina Simplificada para Correção dos Erros no Desacoplamento Modal de Sistemas Trifásicos

2.1 Introdução

A análise modal é amplamente abordada na teoria clássica sobre modelagem de sistemas elétricos. Técnicas de desacoplamento modal representam uma solução prática e usual para modelagem de linhas de transmissão polifásicas. Dessa forma, o efeito dos parâmetros mútuos do sistema, resultante do acoplamento eletromagnético entre fases e fase-solo, pode ser facilmente solucionado por meio de matrizes de transformação modal [23]. Novos conceitos aplicados à modelagem dos acoplamentos mútuos em sistemas de transmissão têm sido propostos, fazendo uso de elementos discretos de circuitos elétricos e sem a utilização explícita de matrizes de transformação modal, ou seja, diretamente no domínio das fases [38, 39]. No entanto, em princípio, esses desenvolvimentos não levam em conta o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais da linha.

A utilização de uma matriz de transformação real e constante é mandatória para decomposição modal em modelos implementados diretamente no domínio do tempo e representados por equações de estado. No entanto, como mencionado anteriormente, essa aproximação resulta em algumas imprecisões relacionadas aos quasi-modos obtidos no desacoplamento das fases, i.e., alguns dos modos de propagação não são exatos, resultando em termos mútuos remanescentes nas matrizes com impedâncias e admitâncias modais. Nesses casos, alguns métodos de correção foram previamente propostos, como brevemente discutidos no capítulo anterior [31, 32]. Neste capítulo, um novo método de correção é proposto, sendo o mesmo totalmente diferente dos previamente propostos e significativamente mais simples tanto do ponto de vista teórico, quanto do desenvolvimento das rotinas computacionais. Além disso, o método de correção proposto elimina os erros resultantes do desacoplamento dos parâmetros elétricos e associados à simulação das correntes e tensões na linha.

Neste capítulo, o processo completo de modelagem do sistema e simulação é apresentado por meio de um diagrama de blocos, descrevendo passo a passo cada procedimento aplicado ao desenvolvimento da rotina computacional. Os passos referentes às transformações modais ao

longo das rotinas são destacados. Com base na análise individual de cada passo das rotinas, verifica-se que as imprecisões resultantes da utilização de uma matriz aproximada não são uma soma de erros acumulados ao longo do algoritmo, mas sim, um erro resultante dessa mesma aproximação aplicada ao desacoplamento das fases no domínio da frequência. Sendo assim, a utilização de uma matriz aproximada no cálculo das correntes e tensões da linha no domínio do tempo não resulta em erros no produto final do processo de simulação, portanto, os erros observados na rotina convencional (utilizando a matriz de Clarke) são decorrentes apenas do desacoplamento modal das fases, logo no início da rotina, e propagados ao longo do processo de simulação dos transitórios. De fato, os erros são inseridos no processo de modelagem no desacoplamento dos parâmetros utilizando a matriz de Clarke como matriz de transformação modal. Essa assertiva, apresentada logo no início deste capítulo, é verificada no domínio da frequência e posteriormente provada por meio de simulações realizadas no domínio do tempo, utilizando o *Universal Line Model* (ULM) [13].

O ULM apresenta resultados satisfatórios para toda faixa de frequências analisada. E, por meio de simulações considerando dois sinais padronizados para o estudo de transitórios e testes em alta tensão (impulsos de chaveamento e impulso atmosférico), é possível obter conclusões que comprovam o postulado apresentado logo no início deste capítulo: os erros associados ao desacoplamento modal são resultantes somente da decomposição das fases nos modos de propagação e não da transformação modal das correntes e tensões simuladas por meio da modelagem do sistema no domínio do tempo utilizando uma matriz real e constante.

Portanto, a partir do axioma dado no parágrafo anterior, as imprecisões da utilização de uma matriz de transformação modal aproximada podem ser facilmente corrigidas por meio de uma simples adaptação realizada na rotina computacional relativa à modelagem da linha, ou seja, sem a utilização de métodos complexos de correção envolvendo os autovetores e autovalores associados à matriz exata de transformação [29, 30].

2.2 Análise Modal aplicada à Modelagem e Simulação de Sistemas de Energia Elétrica

Como descrito pela literatura técnica de referência, um sistema polifásico com n fases pode ser decomposto em seus n modos de propagação por meio de matrizes de transformação modal. As equações fundamentais descrevendo as tensões e correntes em linhas de transmissão são dadas por [4]:

$$\frac{d^2[\mathbf{V}_{ph}]}{dx^2} = [\mathbf{Z}][\mathbf{Y}][\mathbf{V}_{ph}] \quad ; \quad \frac{d^2[\mathbf{I}_{ph}]}{dx^2} = [\mathbf{Y}][\mathbf{Z}][\mathbf{I}_{ph}] \quad (2.1)$$

Sendo $[\mathbf{V}_{ph}]$ e $[\mathbf{I}_{ph}]$ os vetores com as tensões e correntes nas n fases da linha de transmissão, respectivamente. As matrizes $[\mathbf{Z}]$ e $[\mathbf{Y}]$ são matrizes quadradas de ordem n com as impedâncias e admitâncias das fases, respectivamente. Desacoplando a linha em seus n modos de propagação, a equação (2.1) é descrita da seguinte forma no domínio modal [4]:

$$\frac{d^2[\mathbf{V}_m]}{dx^2} = [\mathbf{Z}_m][\mathbf{Y}_m][\mathbf{V}_m] \quad ; \quad \frac{d^2[\mathbf{I}_m]}{dx^2} = [\mathbf{Y}_m][\mathbf{Z}_m][\mathbf{I}_m] \quad (2.2)$$

As tensões e correntes em cada modo de propagação são dadas pelos vetores $[\mathbf{V}_m]$ e $[\mathbf{I}_m]$, respectivamente. As matrizes com as impedâncias e admitâncias modais são descritas por $[\mathbf{Z}_m]$ e $[\mathbf{Y}_m]$, respectivamente. As tensões e correntes modais são obtidas por meio das seguintes equações matriciais [4]:

$$[\mathbf{V}_m] = [\mathbf{T}_1]^t [\mathbf{V}_{ph}] \quad (2.3)$$

$$[\mathbf{I}_m] = [\mathbf{T}_1]^{-1} [\mathbf{I}_{ph}] \quad (2.4)$$

Da mesma forma, as matrizes $[\mathbf{Z}_m]$ e $[\mathbf{Y}_m]$ são obtidas por meio das equações:

$$[\mathbf{Z}_m] = [\mathbf{T}_1]^t [\mathbf{Z}] [\mathbf{T}_1] \quad (2.5)$$

$$[\mathbf{Y}_m] = [\mathbf{T}_1]^{-1} [\mathbf{Y}] [\mathbf{T}_1]^{-1} \quad (2.6)$$

Nas equações (2.3) a (2.6), a matriz $[\mathbf{T}_1]$ é a matriz de transformação modal, sendo $[\mathbf{T}_1]^t$ sua respectiva matriz transposta. A matriz de transformação exata em função da frequência é obtida por meio do método de Newton-Raphson, como descrito em detalhes na referência [40].

Levando em conta uma linha de transmissão não transposta e com plano de simetria vertical, pode-se substituir a matriz de transformação $[T_i]$ pela matriz de Clarke [34]:

$$[T_{ck}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{6}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A partir dessa premissa, diversos modelos equivalentes, desenvolvidos diretamente no domínio do tempo por meio de cascata de circuitos π , foram propostos utilizando somente a matriz constante e real de Clarke como matriz de transformação aproximada, sendo as equações (2.5) e (2.6) redefinidas como [22, 33, 38]:

$$[Z_m] = [T_{ck}]^t [Z] [T_{ck}] \quad (2.8)$$

$$[Y_m] = [T_{ck}]^{-1} [Y] [T_{ck}]^{-t} \quad (2.9)$$

No entanto, sabe-se que tal aproximação resulta em alguns erros no desacoplamento das fases. No caso específico de um sistema trifásico, o desacoplamento dos parâmetros da linha resulta em dois quasi-modos e um modo exato de propagação [23], portanto, após o desacoplamento dos parâmetros, observa-se dois termos remanescentes fora da diagonal principal das matrizes $[Z_m]$ e $[Y_m]$:

$$[Z_m] = \begin{bmatrix} Z_\alpha & 0 & Z_{\alpha 0} \\ 0 & Z_\beta & 0 \\ Z_{\alpha 0} & 0 & Z_0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[Y_m] = \begin{bmatrix} Y_\alpha & 0 & Y_{\alpha 0} \\ 0 & Y_\beta & 0 \\ Y_{\alpha 0} & 0 & Y_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Verifica-se em (2.10) e (2.11) que a linha é decomposta nos quasi-modos α e *zero* e no modo exato β . Além disso, observa-se também os termos remanescentes $Z_{\alpha 0}$ e $Y_{\alpha 0}$. No entanto, como descrito em pesquisas anteriores [23], esses termos mútuos podem ser desprezados, dessa forma, os quasi-modos α e *zero* tornam-se modos exatos e, portanto, as matrizes (2.10) e (2.11)

podem ser consideradas exatas [41]. Contando com essa aproximação, uma linha de transmissão trifásica pode ser modelada por meio de três linhas monofásicas independentes, como descrito de forma simplificada no seguinte diagrama:

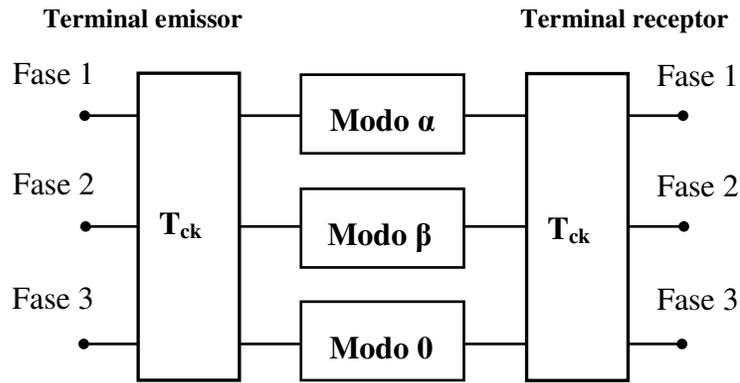


Figura 2.1. Desacoplamento modal utilizando matriz de Clarke.

Da mesma forma como nas equações (2.8) e (2.9), a matriz de Clarke é convencionalmente utilizada na obtenção dos valores das tensões e correntes modais, substituindo a matriz exata $[T_I]$ por $[T_{ck}]$ nas equações (2.3) e (2.4). Logo, as tensões e correntes são obtidas considerando três modos de propagação independentes, e ao final do algoritmo computacional esses valores são novamente convertidos para o domínio das fases. Esse procedimento de modelagem e simulação é detalhadamente descrito em diversos informes técnicos relacionados ao longo da revisão bibliográfica apresentada no primeiro capítulo e listados entre as referências bibliográficas publicadas ao longo do desenvolvimento desta tese [33]-[39].

2.3 Avaliação dos Erros do Desacoplamento Modal utilizando Matriz de Clarke

Nesta seção, o método utilizado para análise dos erros resultantes da aproximação no desacoplamento modal por meio da matriz de Clarke é descrito no domínio da frequência e posteriormente no domínio do tempo. Sendo essa última análise realizada por meio da simulação dos transitórios eletromagnéticos a partir de dois sinais padrões na análise frequência/tempo,

tanto de modelos computacionais de sistemas elétricos de potência quanto para ensaios em alta tensão (avaliação da coordenação de isolamento, descargas parciais, compatibilidade eletromagnética, etc) de equipamentos utilizados na transmissão e distribuição de energia elétrica (transformadores, cadeia de isoladores, capacitores, entre outros). Em seguida, os resultados obtidos são mensurados e analisados no domínio da frequência e do tempo.

2.3.1 Representação nos Domínios da Frequência e do Tempo

Em uma primeira abordagem para análise dos erros resultantes do desacoplamento modal aproximado por meio da matriz de Clarke, propõe-se a representação de cada modo de propagação como sendo um quadripolo no domínio da frequência:

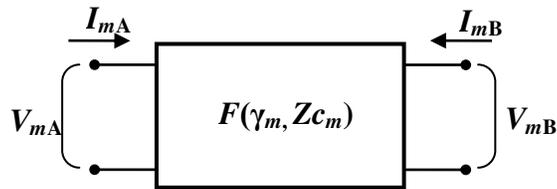


Figura 2.2. Representação do modo de propagação m por meio de quadripolo.

A função $F(\gamma_m, Z_{c_m})$ indica que os parâmetros elétricos, correntes e tensões do quadripolo estão em função da função de propagação γ_m e da impedância característica Z_{c_m} do modo de propagação m . Considerando uma linha trifásica $m = \alpha, \beta$ e 0 . Os termos γ_m e Z_{c_m} são definidos como [4]:

$$\gamma_m = \sqrt{Z_m Y_m} = \sqrt{(R_m + j\omega L_m)(G_m + j\omega C_m)} \quad (2.12)$$

$$Z_{c_m} = \sqrt{\frac{Z_m}{Y_m}} = \sqrt{\frac{R_m + j\omega L_m}{G_m + j\omega C_m}} \quad (2.13)$$

Os termos R_m e L_m são os parâmetros longitudinais do modo m , ou seja, resistência e indutância, respectivamente. Vale ressaltar que esses parâmetros são variáveis em função da frequência devido ao efeito da corrente de retorno pelo solo e devido ao efeito pelicular no interior dos condutores das fases e cabos para-raios da linha [4]. Por outro lado, os termos G_m e C_m , condutância e capacitância transversais do modo m , respectivamente, são obtidos somente em função dos parâmetros geométricos e físicos do sistema (altura, diâmetro e material dos cabos das

fases e para-raios; geometria das torres; meio no qual o sistema encontra-se imerso). Portanto, G_m e C_m são considerados constantes com a variação da frequência [4].

Retomando as descrições do circuito equivalente por quadripolo na figura 2.2, os termos V_{mA} e V_{mB} são as tensões nos terminais emissor (terminal A) e receptor (terminal B) do modo m , respectivamente. Analogamente para as correntes I_{mA} e I_{mB} , nos terminais receptor e emissor, respectivamente. Portanto, as correntes e tensões no terminal do modo de propagação m podem ser obtidas no domínio da frequência por meio das seguintes equações [2]:

$$V_{mA} = V_{mB} \cosh(\gamma_m \ell) - Z_{C_m} I_{mB} \sinh(\gamma_m \ell) \quad (2.14)$$

$$I_{mA} = -I_{mB} \cosh(\gamma_m \ell) + \frac{V_{mB}}{Z_{C_m}} \sinh(\gamma_m \ell) \quad (2.15)$$

Nas equações acima, a constante ℓ representa o comprimento da linha.

Reestruturando as equações (2.14) e (2.15) de forma a colocar em evidencia as correntes nos terminais emissor e receptor do modo de propagação m , obtém-se as seguintes equações [2]:

$$I_{mA} = \frac{V_{mA}}{Z_{C_m}} \coth(\gamma_m \ell) - \frac{V_{mB}}{Z_{C_m}} \operatorname{csch}(\gamma_m \ell) \quad (2.16)$$

$$I_{mB} = -\frac{V_{mA}}{Z_{C_m}} \operatorname{csch}(\gamma_m \ell) + \frac{V_{mB}}{Z_{C_m}} \coth(\gamma_m \ell) \quad (2.17)$$

As correntes no domínio do tempo são então expressas por meio de transformada inversa, resultando nas seguintes integrais de convolução:

$$i_{mA}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y_{AA}(t-\tau) v_{mA}(\tau) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} y_{AB}(t-\tau) v_{mB}(\tau) d\tau \quad (2.18)$$

$$i_{mB}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y_{AB}(t-\tau) v_{mA}(\tau) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} y_{AA}(t-\tau) v_{mB}(\tau) d\tau \quad (2.19)$$

Os termos i_m e v_m expressam a corrente e tensão no domínio do tempo, respectivamente. O termo y_{AA} representa a admitância vista entre os polos do terminal emissor quando o terminal receptor encontra-se em curto-circuito. Essa mesma premissa é aplicada para obtenção da admitância y_{BB} , considerando o terminal emissor do quadripolo em curto-circuito. O termo y_{AB} representa a admitância entre os terminais emissor e receptor, considerando o primeiro em curto-

circuito, analogamente para y_{BA} [2]. Portanto, com base nas expressões dadas em (2.16) e (2.17), pode-se determinar as seguintes equações:

$$y_{AA} = y_{BB} = \frac{1}{Zc_m} \coth(\gamma_m \ell) \quad (2.20)$$

$$y_{AB} = y_{BA} = -\frac{1}{Zc_m} \operatorname{csch}(\gamma_m \ell) \quad (2.21)$$

Na referência original de Budner (1970), a mesma modelagem e representação no domínio do tempo são aplicadas a um sistema bifásico, desacoplado por meio de uma matriz real e constante [2]. No entanto, a mesma técnica é utilizada agora para um sistema trifásico, modelado a partir de uma linha de transmissão real.

2.3.2 Rotina Convencional aplicada à Modelagem e Simulação

O conjunto de passos que representa o algoritmo completo de modelagem e simulação é resumido no seguinte diagrama:

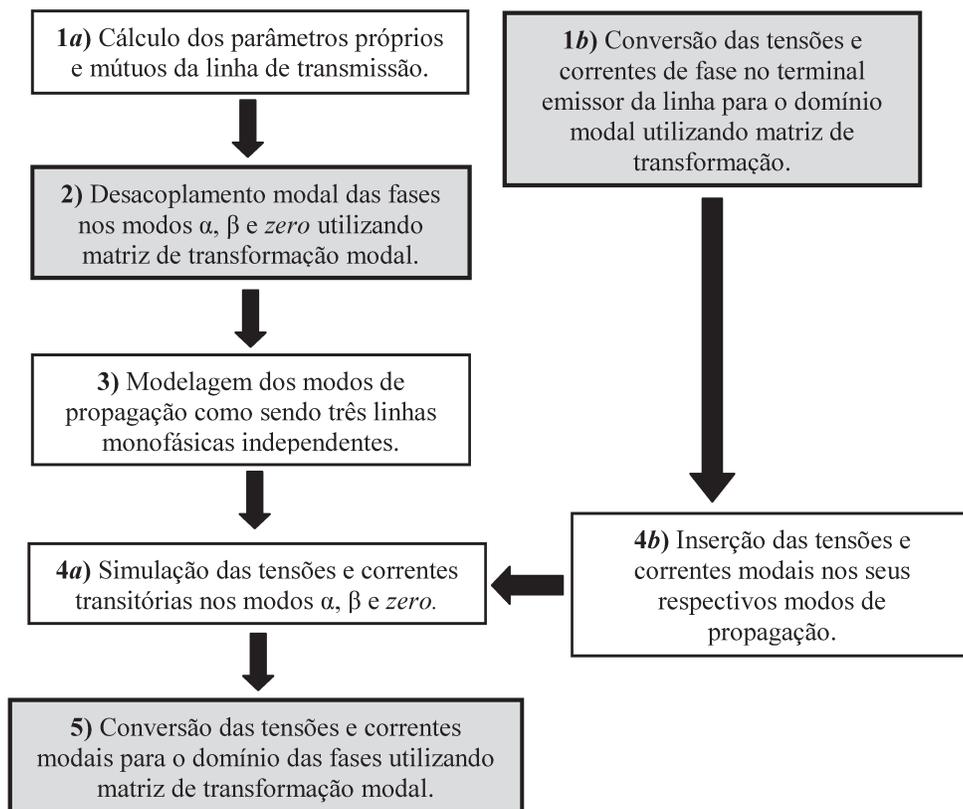


Figura 2.3. Diagrama descrevendo o algoritmo básico aplicado à modelagem e simulação de sistemas trifásicos.

O primeiro passo *1a* descreve o cálculo dos parâmetros elétricos mútuos e próprios da linha no domínio da frequência, levando em conta a impedância total resultante dos efeitos solo e pelicular [3, 4]. Em *1b*, as tensões e correntes nas fases, no instante $t = 0$, são transformadas em valores modais, com base nas equações 2.3 e 2.4, respectivamente. Portanto, as tensões e correntes de entrada nos modos de propagação α , β e *zero* são obtidas inicialmente.

No segundo passo, os parâmetros elétricos do sistema são desacoplados nos modos α , β e *zero*, por meio das equações 2.5 e 2.6. Nesse estágio, as matrizes $[Z_m]$ e $[Y_m]$ são obtidas de forma exata ou aproximada de acordo com a matriz de transformação utilizada no desacoplamento, como discutido anteriormente neste capítulo. Em seguida, em um terceiro passo, considerando as matrizes $[Z_m]$ e $[Y_m]$ diagonais, os três modos de propagação exatos são modelados como sendo três linhas de transmissão monofásicas, seja por parâmetros distribuídos ou discretos, no domínio da frequência ou do tempo [30].

Uma vez que os três modos desacoplados são modelados por modelos digitais, disponíveis ou não no EMTP, os sinais de entrada (geralmente representados por fontes de corrente ou tensão na linha) constituem os valores de tensão e corrente obtidos em *1b* e inseridos na rotina computacional no passo representado por *4b*. Portanto, a simulação dos elementos lineares ou não, perfil detalhado da tensão e corrente ao longo da linha, são todos obtidos no domínio modal. Finalmente, representado pelo quinto e último estágio do algoritmo, os valores obtidos no domínio modal são convertidos novamente para o domínio das fases por meio das mesmas equações 2.3 e 2.4, utilizadas em *1b*.

Em suma, o bloco 2 do diagrama representa o desacoplamento modal dos parâmetros da linha. Enquanto os blocos *1b* e 5 são as transformações modais das tensões e correntes fase-modo e modo-fase, respectivamente. O estágio 2 está relacionado à modelagem do sistema propriamente dita e os estágios indicados em *1b* e 5 estão relacionados à simulação do sistema.

A maior parte dos modelos desenvolvidos diretamente no domínio do tempo, com base na representação equivalente por elementos discretos resistivos e indutivos é desenvolvida a partir do uso da matriz de Clarke como matriz de transformação modal em *1b*, 2 e 5 (figura 2.4). Essa prática é convencionalmente utilizada na grande maioria dos modelos desenvolvidos diretamente no domínio do tempo [22, 23, 33, 34, 36, 37, 41]. No entanto, em análises anteriores e no presente estudo foi possível mensurar os erros resultantes dessa prática e propor um novo método

de correção, baseado apenas em uma simples alteração no uso das matrizes de transformação [29].

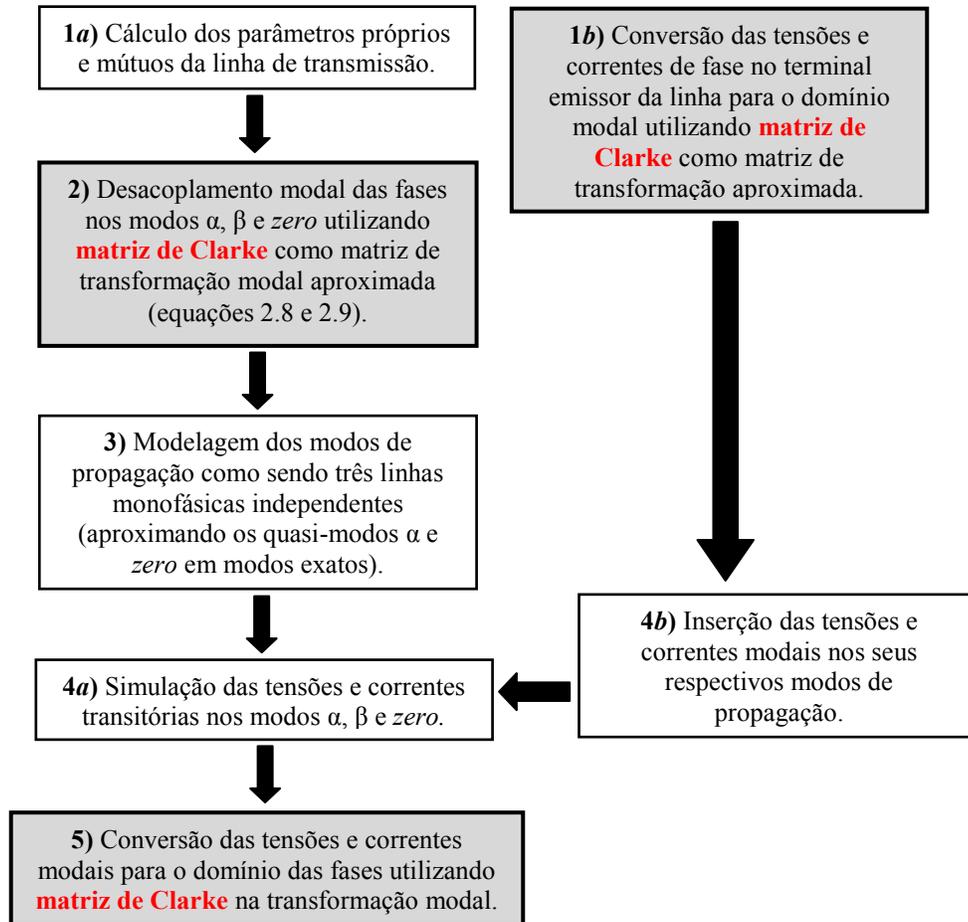


Figura 2.4. Diagrama descrevendo em detalhes o algoritmo básico aplicado à modelagem e simulação de sistemas trifásicos por meio da matriz de Clarke.

Adaptando o diagrama da figura 2.3 ao algoritmo de modelagem e simulação, obtém-se o diagrama da figura 2.4, sendo a matriz de Clarke utilizada ao longo de todo algoritmo. Como apresentado anteriormente e amplamente avaliado por diversas referências, existem erros resultantes dessa prática. Para mensurar esses erros, as funções de propagação γ_m são calculadas no estágio 1b, são avaliadas com base no processo de desacoplamento modal por meio das matrizes exata $[T]$ e $[T_{ck}]$. Ou seja, utilizando o processo exato e aproximado, respectivamente. Para esse fim, uma linha convencional com circuito simples de 440 kV é utilizada como referência:

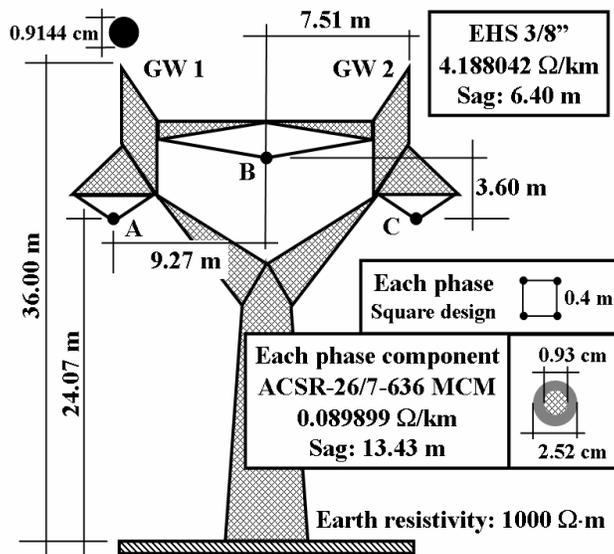


Figura 2.5. Linha de transmissão convencional de 440 kV.

Os erros absolutos na atenuação e desvio de fase no domínio da frequência, partes reais e imaginárias da função de propagação γ_a , respectivamente, são obtidos a partir da razão entre da função de propagação obtida por meio do desacoplamento utilizando a matriz exata $[T_I]$ sobre a função de propagação obtida a partir do desacoplamento utilizando a matriz de Clarke $[T_{ck}]$, tal como nos gráficos abaixo:

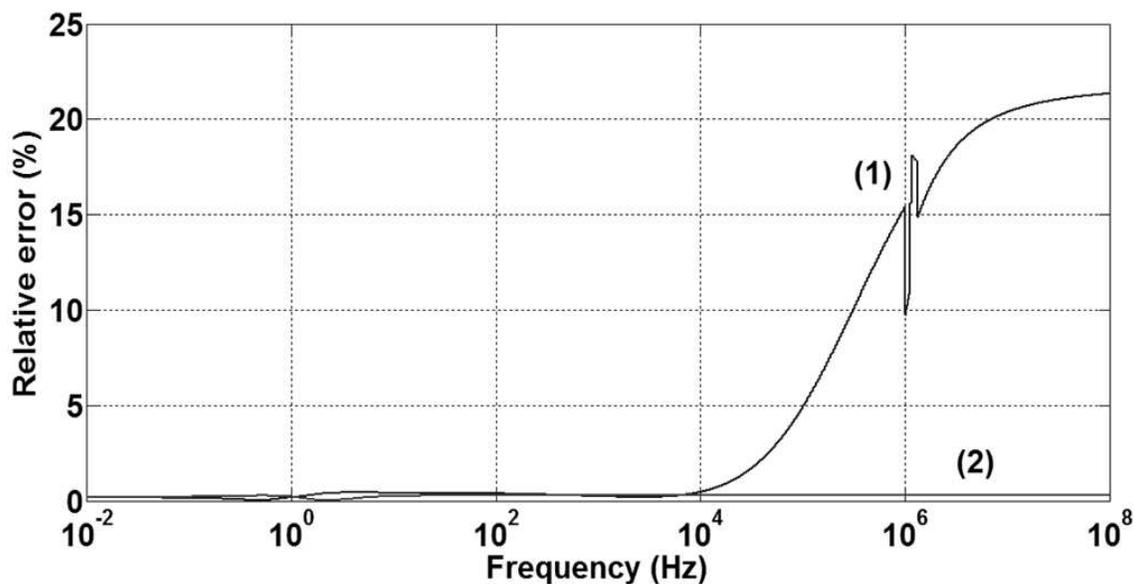


Figura 2.6. Modulo dos erros relativos à atenuação (1) e ao desvio de fase (2) da função γ_a .

Observa-se na figura 2.6 que o erro associado a atenuação do modo α apresenta valores significativos acima de 100 kHz, chegando a aproximadamente 15% em 1 MHz e acima de 20% após 100 MHz. Os erros relativos ao desvio de fase são desprezíveis em comparação aos erros observados na atenuação do modo de propagação α [29].

O modo β , sendo um modo de propagação exato, não apresenta variações entre os valores obtidos na decomposição dos parâmetros elétricos fazendo uso da matriz exata e de Clarke [23, 30]. Na figura 2.7, os erros associados à função de propagação γ_0 são descritos:

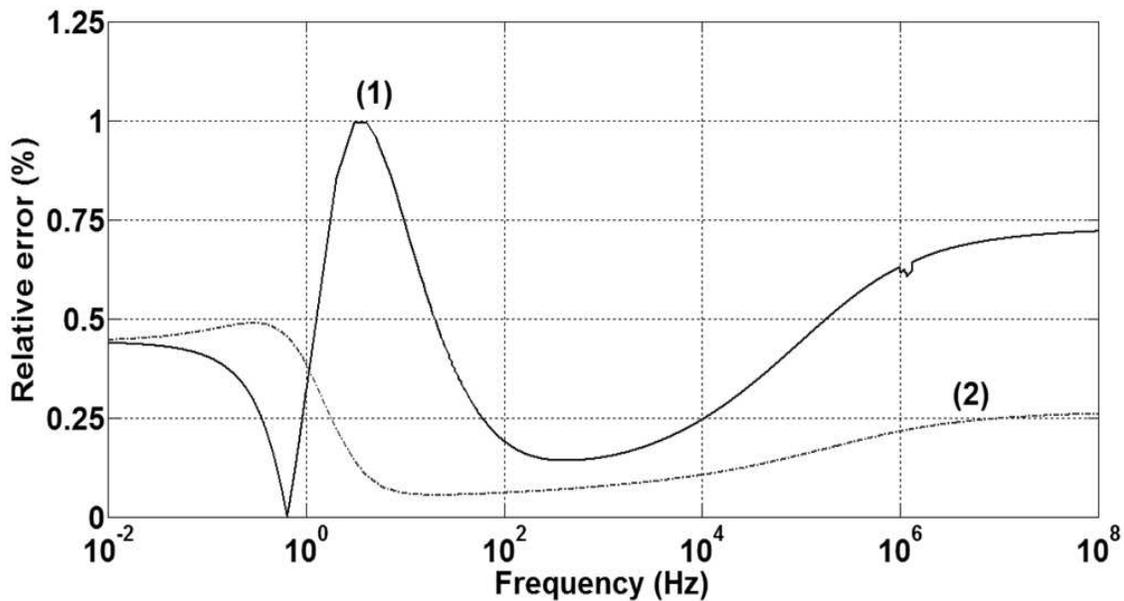


Figura 2.7. Módulo dos erros relativos à atenuação (1) e ao desvio de fase (2) da função γ_0 .

Ao contrário de γ_α , a função de propagação γ_0 apresenta maiores variações nas características de propagação em baixas frequências, tanto na atenuação quanto no desvio de fase. No entanto, valores abaixo de 1% são observados na atenuação e 0,5% no desvio de fase em baixas frequências. Dessa forma, a partir das figuras 2.6 e 2.7, verifica-se que os maiores erros são observados majoritariamente na componente associada à atenuação do modo α .

Para uma análise mais prática, simulações no domínio do tempo e das fases são realizadas considerando a modelagem da linha de 440 kV (figura 2.5) utilizando o ULM, mais especificamente na modelagem dos modos α , β e *zero*. Essa modelagem é aplicada considerando dois algoritmos distintos, utilizando as matrizes exata e de Clarke, respectivamente, nas

transformações modais ao longo do processo computacional. O ULM é adotado, pois responde adequadamente a toda faixa de frequências analisada para γ_α e γ_0 . Dois sinais de entrada padrões para o estudo de modelos são considerados: um degrau e um impulso unitários. O primeiro representa frequências predominantes até 100 Hz (baixas frequências) e o impulso unitário é composto por uma ampla faixa de frequências, estendendo-se desde baixas a frequências muito altas. Dessa forma, tanto imprecisões em baixas frequências, em γ_0 , quanto em medias e altas frequências, destacadas na análise de γ_α , são avaliadas no domínio do tempo e das fases. Para tal fim, o seguinte procedimento de modelagem e simulação, de acordo com o diagrama da figura 2.3, é considerado:

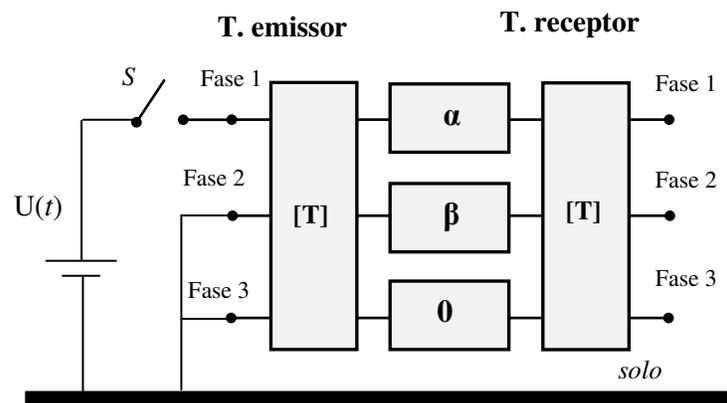


Figura 2.8. Representação do sistema no domínio das fases e dos modos.

Primeiramente, um degrau unitário é simulado com base no algoritmo da figura 2.3, sendo a matriz exata aplicada em todas as transformações modais ao longo do processo, dessa forma a matriz $[T]$, na figura 2.8, é referente à matriz exata $[T_I]$. Essa abordagem é descrita como algoritmo de referência para análise no domínio do tempo apresentada ao longo deste capítulo.

A segunda abordagem leva em consideração a modelagem e simulação utilizando a matriz de Clarke em todas as transformações modais ao longo do processo computacional, portanto a matriz $[T]$, no esquema da figura 2.8, é referente à matriz de Clarke $[T_{ck}]$. Essa abordagem representa o procedimento convencional, utilizado na maioria dos modelos de linhas por parâmetros discretos desenvolvidos direto no domínio do tempo.

A partir das duas abordagens descritas anteriormente, os seguintes resultados são obtidos no terminal receptor da fase 1 com $U(t)$ e a chave S representando um degrau unitário, com base nas descrições apresentadas na figura 2.8:

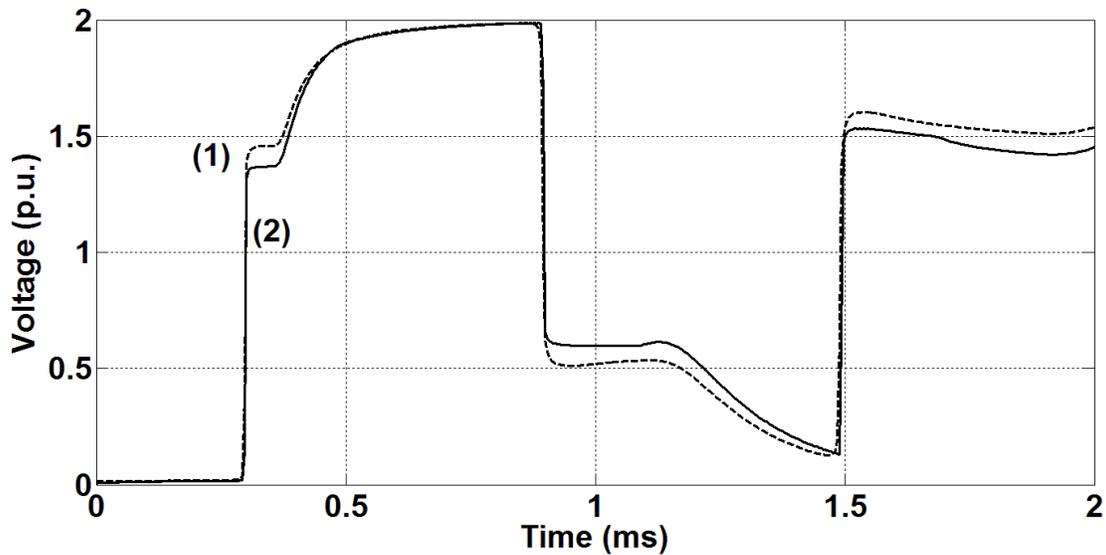


Figura 2.9. Transitório de tensão no terminal receptor da fase 1 decorrente de um degrau unitário: procedimento utilizando a matriz exata (1) e utilizando a matriz de Clarke (2).

Observa-se resultados próximos comparando as abordagens exata (curva 1) e pela matriz de Clarke (curva 2) para o caso de uma manobra de chaveamento. No entanto, os resultados obtidos estão de acordo com as primeiras observações apresentadas no domínio da frequência, uma vez que as grandes divergências entre as duas abordagens foram observadas acima de 10 kHz, e um degrau unitário é composto basicamente por frequências muito abaixo desse valor.

Em seguida, o mesmo procedimento é realizado considerando $U(t)$ sendo um impulso unitário. Ressaltando as descrições teóricas apresentadas anteriormente, um impulso unitário representa uma ampla faixa de frequências, muito além de 10 kHz. Portanto, por meio dessa próxima análise, as variações previamente observadas no modo α no domínio da frequência são ressaltadas no domínio do tempo. A simulação levando em conta um impulso unitário representa de forma aproximada (e até mais conservativa) a resposta de ambas as abordagens frente a transitórios decorrentes de fenômenos rápidos, com frente de onda íngreme, e.g., um impulso atmosférico.

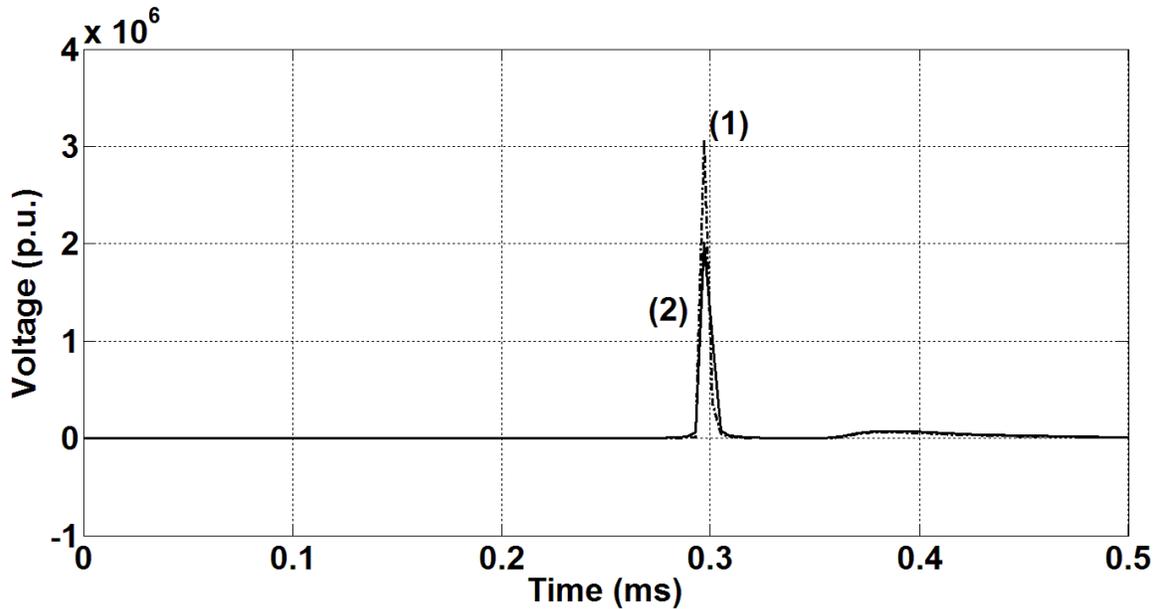


Figura 2.10. Transitório de tensão no terminal receptor da fase 1 decorrente de um impulso unitário: procedimento utilizando a matriz exata (1) e utilizando a matriz de Clarke (2).

Uma sobretensão abrupta é observada no terminal receptor da fase 1 decorrente do impulso unitário aplicado ao terminal emissor dessa mesma fase. No entanto, vale destacar a variação entre os resultados obtidos por meio das duas abordagens. A abordagem exata (curva 1) apresenta um pico de tensão cerca de 30% acima do pico obtido pela simulação realizada a partir da matriz de Clarke (curva 2). Essa variação pode ser atribuída às variações observadas na atenuação do modo α em frequências acima de 10 kHz, como verificado anteriormente no domínio da frequência, mais especificamente na figura 2.6. Portanto, erros significativos podem ser observados também no domínio do tempo em modelos utilizando a matriz de Clarke na decomposição dos parâmetros modais.

Como apresentado anteriormente, existem alguns métodos de correção das imprecisões discutidas nesta seção, no entanto, vale destacar que esses métodos são em grande parte complexos e muitas vezes inviáveis [31, 32]. O método proposto a seguir descreve uma forma significativamente mais simples para solução dessas mesmas imprecisões, comparado aos métodos previamente propostos [29, 30].

2.4 Método de Correção Modal

Após detectar a etapa na qual os erros resultantes da decomposição modal são integrados aos resultados do algoritmo de modelagem e simulação, detectou-se que o erro é pontual e ocorre apenas na transformação modal utilizando a matriz de Clarke no desacoplamento dos parâmetros elétricos da linha (passo 2 do diagrama da figura 2.4). Conclui-se também que as consecutivas transformações modais dos valores de tensão e corrente de entrada e saída na rotina computacional não resultam em erros significativos tanto pela abordagem utilizando a matriz exata quanto utilizando a matriz de Clarke. Dessa forma, prova-se que os erros observados na análise da seção anterior são resultantes apenas do desacoplamento dos parâmetros elétricos da linha de transmissão, que ocorre logo no início do processo de modelagem e simulação. Portanto, os erros integrados aos resultados do algoritmo são inseridos logo no início da modelagem e propagados ao longo dos passos consecutivos do diagrama ilustrado na figura 2.4. Desse modo, a ocorrência do erro é pontual, localizada em apenas um estágio no início do diagrama, portanto a solução desse erro pode ser pontual, sem a necessidade da correção de todo processo de modelagem e simulação.

Com base na verificação anterior, um novo algoritmo com algumas pequenas alterações é proposto partindo do princípio de que uma simples substituição da matriz de transformação modal, apenas no segundo passo, é suficiente para eliminar os erros observados. A questão é que modelos desenvolvidos diretamente no domínio do tempo, por parâmetros discretos, não podem ser utilizando fazendo uso de uma matriz complexa e variável com a frequência $[T_1]$. No entanto, o desacoplamento modal dos parâmetros elétricos faz parte da modelagem do sistema e não da simulação dos valores de tensão e corrente. Portanto, é possível a utilização da matriz exata no desacoplamento modal do segundo passo do diagrama da figura 2.3 e a utilização da matriz de Clarke nas sucessivas transformações modais relativas aos passos 1b e 5, tornando possível a utilização dessa nova rotina para o modelo de linha proposto no próximo capítulo.

O novo diagrama de blocos, descrevendo a nova rotina para modelagem e simulação, pode ser descrito da seguinte forma [29, 30]:

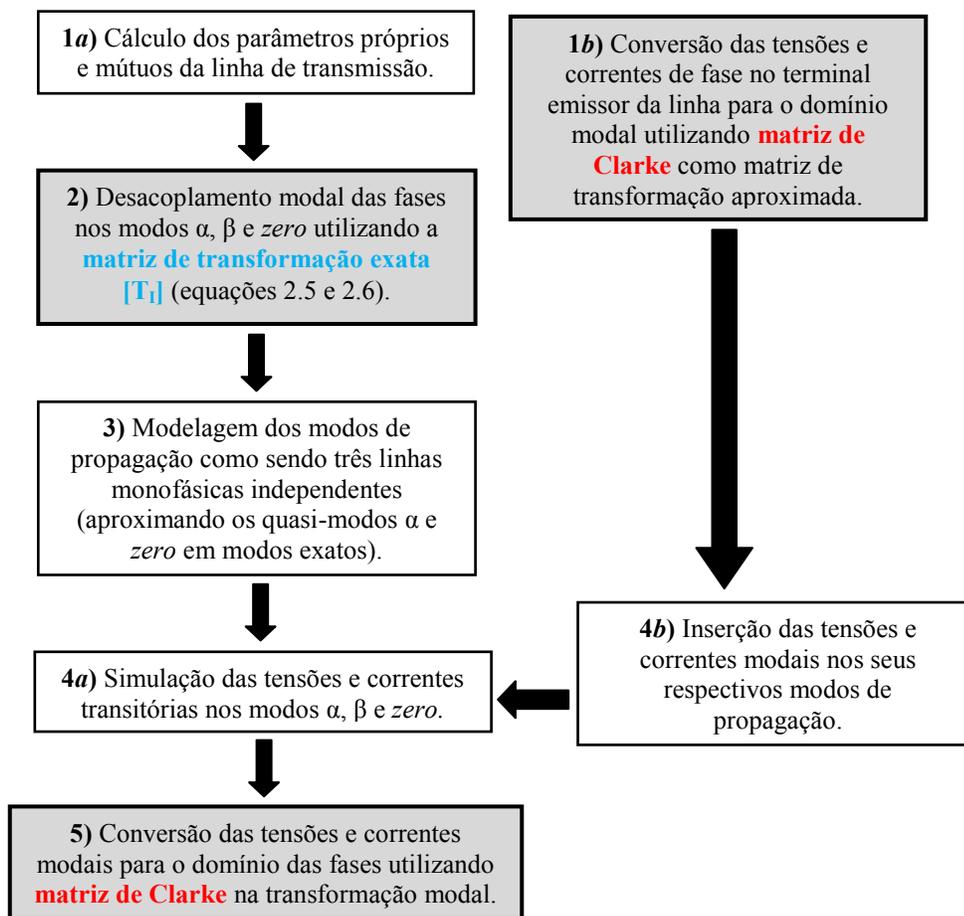


Figura 2.11. Diagrama descrevendo em detalhes o algoritmo corrigido aplicado à modelagem e simulação de sistemas trifásicos.

O procedimento descrito acima representa um algoritmo utilizando as duas matrizes de transformação, a matriz exata $[T_1]$ e de Clarke $[T_{ck}]$. O mesmo procedimento de simulação, considerando o esquema da figura 2.8, é aplicado para o novo algoritmo e para o algoritmo de referência (utilizando a matriz exata em todos os estágios). Os dois sinais de entrada considerados na última análise são considerados novamente para a validação do procedimento de correção proposto, ou seja, um sinal do tipo degrau e impulso unitário.

Na figura 2.12, logo abaixo, é apresentado os resultados obtidos por meio do algoritmo corrigido (1) e obtidos por meio do algoritmo utilizando a matriz de transformação exata $[T_1]$, considerando um degrau unitário [29, 30]:

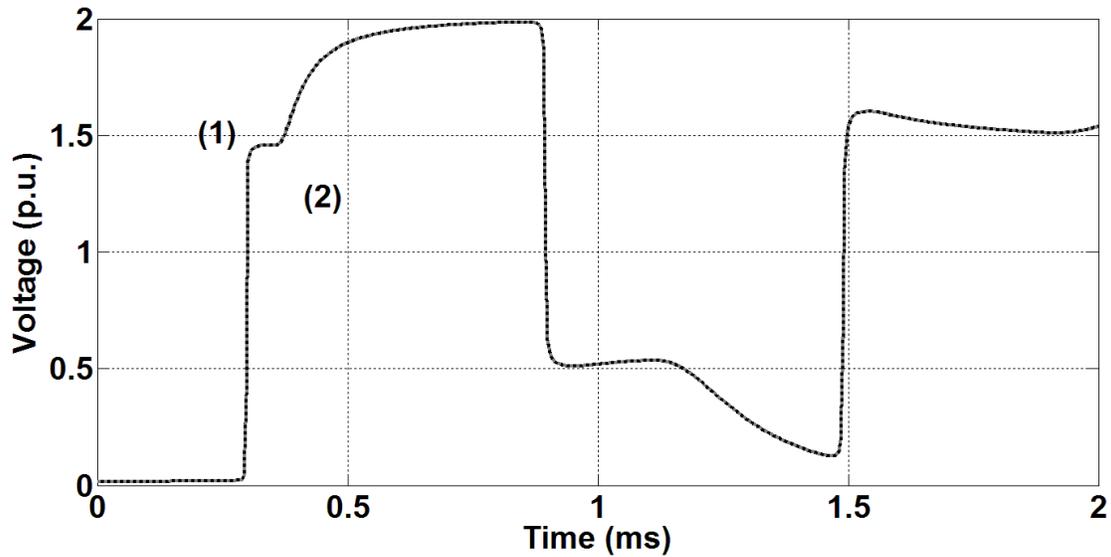


Figura 2.12. Transitório de tensão no terminal receptor da fase 1 decorrente de um degrau unitário: procedimento corrigido (1) e utilizando a matriz exata $[T_I]$ (2).

Observa-se que as curvas apresentadas na figura 2.12, associadas ao algoritmo corrigido e de referência, estão praticamente sobrepostas. Dessa forma, o método de correção é validado para transitórios resultantes de manobras ou de chaveamento, compostas principalmente por baixas frequências.

Seguindo o mesmo procedimento, um impulso unitário é simulado com base também no esquema da figura 2.8, seguindo o procedimento exato de referência e o procedimento corrigido, escrito no diagrama da figura 2.11.

Os transitórios de tensão resultantes de um impulso unitário são obtidos no terminal receptor da fase 1, por meio dos dois procedimentos [29]:

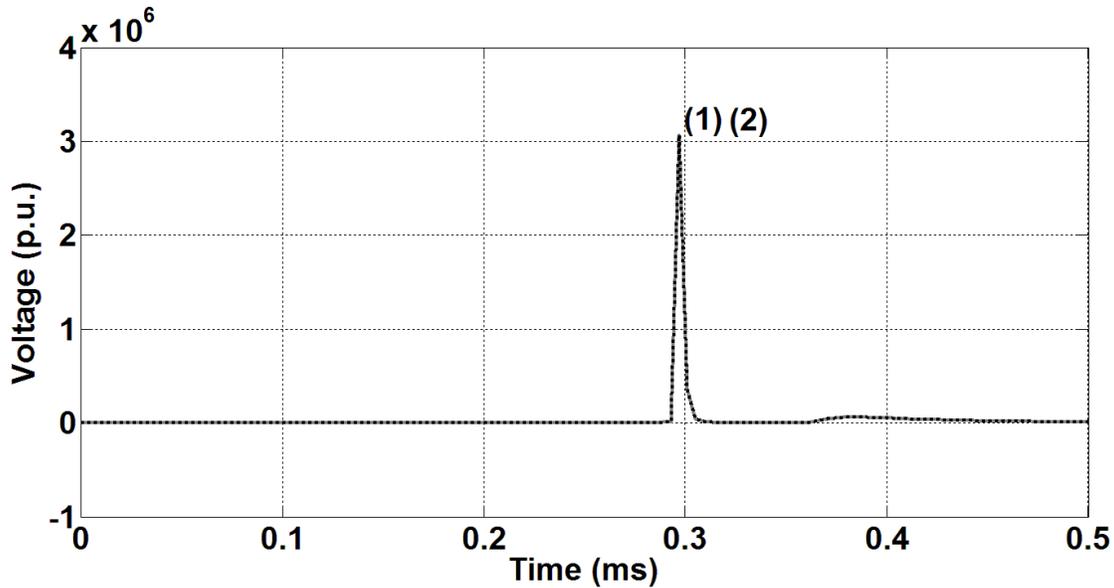


Figura 2.13. Transitório de tensão no terminal receptor da fase 1 resultantes de um impulso unitário: procedimento corrigido (1) e utilizando a matriz exata $[T_1]$ (2).

Assim como no teste anterior, envolvendo um sinal do tipo degrau, os sinais de tensão no terminal receptor da fase 1, resultantes de um impulso unitário considerando os procedimentos corrigido e exato, estão praticamente sobrepostos. Portanto, o método de correção pode ser validado também para médias e altas frequências, desde aquelas associadas a um chaveamento até transitórios muito além de 10 kHz (como descrito em função da frequência na figura 2.6) [29].

2.5 Conclusões

Um método prático foi descrito para correção dos erros relacionados ao desacoplamento modal de linhas de transmissão. O processo de modelagem e simulação foi descrito em detalhes por diagramas de blocos. Dessa forma, a etapa onde os erros ocorrem pode ser detectado, isolada e corrigida.

O algoritmo pode ser dividido em duas partes: modelagem do sistema e simulação das grandezas elétricas (tensões e correntes). Detectou-se por meio da metodologia de análise que os erros resultantes das sucessivas transformações modais ocorrem apenas no procedimento de

desacoplamento dos parâmetros elétricos da linha, ou seja, na modelagem. Portanto, pode-se provar que os erros ocorrem apenas no desacoplamento e modelagem dos modos de propagação, sendo as simulações de tensão e corrente isentas de maiores imprecisões decorrentes da aproximação utilizando a matriz de Clarke como matriz de transformação modal.

O método de correção modal consiste em utilizar a matriz exata de transformação modal apenas no estágio de desacoplamento das fases durante a modelagem, sendo que todos os outros procedimentos, envolvendo transformações modais ao longo da simulação, podem ser realizados por meio da matriz de Clarke. Dessa forma, o método proposto é ideal para aplicação em modelos desenvolvidos diretamente no domínio do tempo, tal como no modelo proposto no próximo capítulo.

Capítulo 3 Modelagem por Equações de Estado com Filtro Digital Integrado

3.1 Introdução

No primeiro capítulo, um histórico descrevendo a evolução na modelagem de sistemas elétricos de potência foi apresentado, mais especificamente linhas de transmissão. Neste capítulo uma descrição sobre a modelagem por parâmetros discretos e equações de estado é apresentada. Porém, a novo conteúdo desta seção está na utilização de um filtro digital nos resultados obtidos por meio da modelagem por equações de estado que representam a linha.

Diversos modelos de linhas de transmissão foram previamente publicados, utilizando a representação da linha por cascata de circuitos π , como discutido no capítulo introdutório [11,18, 19, 21, 22]. No entanto, a principal contribuição neste capítulo é a inclusão de um filtro digital FIR (*Finite Impulse Response*) na representação no espaço de estados com o objetivo de eliminar as oscilações espúrias intrínsecas à modelagem com base na discretização dos parâmetros da linha. A utilização de técnicas convencionalmente aplicadas ao processamento digital de sinais associada à teoria clássica de modelagem de linhas de transmissão é uma das contribuições apresentada nesta tese. Ademais, com base nessa nova proposta, novos conceitos são apresentados para o tratamento dos sinais obtidos na simulação de transitórios eletromagnéticos, possibilitando a proposta de novos trabalhos e desenvolvimentos com o mesmo objetivo. Por exemplo, a filtragem das componentes em altas frequências, associadas à representação de linhas de transmissão por cascata de circuitos π , é proposta nesta tese por meio de um filtro de pós-processamento utilizando rotinas e comandos próprios do Matlab. Em futuros desenvolvimentos, esse filtro poderá ser integrado à cascata de circuitos π com base em elementos básicos de circuitos elétricos, assim adquirindo uma representação equivalente integrada à cascata. Tal proposta representa também uma nova abordagem na utilização de filtros digitais para tratamento das oscilações indesejáveis em modelos computacionais de sistemas elétricos, sejam eles numéricos ou resultantes do truncamento e discretização dos parâmetros da linha [1, 2].

Na avaliação do método de correção proposto, os resultados obtidos por meio da simulação de transitórios eletromagnéticos para uma linha de 440 kV (figura 2.5) são comparados

levando em conta três modelos distintos: os modelos por equações de estado com e sem o filtro FIR integrado e o ULM, previamente descrito no capítulo anterior [13].

3.2 Representação da Linha por Equações de Estado

Desenvolvimentos técnicos recentemente publicados [33, 34], e anteriores [18, 19], descrevem detalhadamente a modelagem de linhas de transmissão por parâmetros discretos e equações de estado. No entanto, nesta seção, uma breve descrição com base na literatura técnica de referência é apresentada como introdução para modelagem no espaço de estados integrando o filtro digital do tipo FIR.

Um trecho de linha pode ser representado por um circuito π levando em consideração o efeito da frequência. Essa assertiva é baseada no procedimento proposto por Gustavsen e Semlyen (1998, 1999) para a inclusão do efeito da frequência diretamente no domínio do tempo em linhas aéreas e cabos subterrâneos [11, 12]. Essa técnica é convencionalmente denominada *Vector Fitting* e utilizada no desenvolvimento no domínio do tempo proposto nesta tese [33, 34, 36]. Dessa forma, com base na literatura técnica de referência, um segmento de linha levando em conta o efeito da frequência é descrito como:

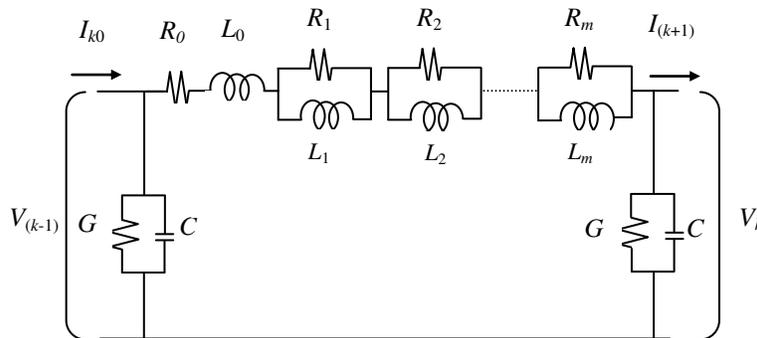


Figura 3.1. Circuito π representando o k -ésimo trecho de linha.

Na figura 3.1, os termos $R_0, R_1, R_2, \dots, R_m$ são resistências, enquanto $L_0, L_1, L_2, \dots, L_m$ são indutâncias. Os termos G e C são referentes às condutâncias e capacitâncias transversais, respectivamente, da linha ou meio de propagação. Os termos associados à seção longitudinal do circuito equivalente da figura 3.1 são obtidos por meio de uma função racional, a qual representa

de forma aproximada a natureza distribuída dos parâmetros longitudinais da linha em função da frequência [11, 12]. Essa técnica é abordada em detalhes e aplicada a uma linha de transmissão com plano de simetria vertical e sem transposição das fases por alguns artigos técnicos, discutidos previamente no capítulo introdutório da tese [33, 34, 36].

Os termos I_{k0} e $I_{(k+1)}$ são as correntes de entrada e de saída do circuito equivalente, respectivamente, enquanto os termos $V_{(k-1)}$ e V_k são as tensões no terminal emissor e receptor do trechos de circuito equivalente, respectivamente.

O sistema de equações diferenciais que representa o circuito na figura 3.1 é expresso da seguinte forma:

$$\frac{d I_{k0}}{d t} = \frac{I_{k0}}{L_0} \left(-\sum_{j=1}^m R_j \right) + \frac{1}{L_0} \left(-\sum_{j=1}^m R_j I_{kj} \right) + \frac{1}{L_0} V_{k-1} - \frac{1}{L_0} V_k \quad (3.1)$$

$$\frac{d I_{k1}}{d t} = \frac{R_1}{L_1} I_{k0} - \frac{R_1}{L_1} I_{k1} \quad (3.2)$$

$$\frac{d I_{km}}{d t} = \frac{R_m}{L_m} I_{k0} - \frac{R_m}{L_m} I_{km} \quad (3.3)$$

$$\frac{d V_k}{d t} = \frac{1}{C} I_{k0} - \frac{1}{C} I_{(k+1)} - \frac{G}{C} V_k \quad (3.4)$$

Os termos I_{k0} , I_{k1} , I_{k2} , ..., I_{km} são as correntes nos indutores L_0 , L_1 , L_2 , ..., L_m , respectivamente [22].

Estendendo a formulação (3.1)-(3.4), a representação por elementos discretos de linha pode ser ampliada para uma cascata de n circuitos conectados em série. Portanto, um sistema de equações diferenciais ordinárias seria composto por $n(m+2)$ equações descrevendo o perfil detalhado das tensões e correntes ao longo da linha (destacando que o termo n descrito neste capítulo é referente ao número de circuitos π ligados em cascata e não à variável n utilizada para descrever a quantidade de modos de propagação, como descrito no capítulo 2). Esse sistema de equações pode ser descrito no espaço de estados e solucionado tanto por métodos numéricos como analíticos [20, 21, 36]. Logo:

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B]u(t) \quad (3.5)$$

$$[X] = [[X_1] \ [X_2] \ \dots \ [X_n]]^t \quad (3.6)$$

O vetor $[X]$ tem $n(m+2)$ elementos, enquanto que o subvetor $[X_k]$ possui $(m+2)$. O subvetor genérico $[X_k]$ em $[X]$ descreve as correntes e tensão no terminal receptor do k -ésimo elemento da linha, ou seja:

$$[X_k]^t = [I_{k0} \ I_{k1} \ I_{k2} \ \dots \ I_{km} \ V_k] \quad (3.7)$$

Ressaltando que o vetor $[X_k]^t$ representa a forma transposta de $[X_k]$.

A matriz de estado $[A]$ é quadrada e tem dimensão $n(m+2)$ e é composta por submatrizes com dimensão $(m+2)$. A matriz genérica $[A_{kk}]$, na diagonal principal da matriz $[A]$, é dada em função dos elementos R , L , C e G agrupados no circuito π equivalente da figura 3.1, logo abaixo [31]:

$$[A_{kk}] = \begin{bmatrix} -\frac{\sum_{j=0}^{j=m} R_j}{L_0} & -\frac{R_1}{L_0} & -\frac{R_2}{L_0} & \dots & -\frac{R_m}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{R_1}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \frac{R_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{R_m}{L_m} & 0 & 0 & \dots & -\frac{R_m}{L_m} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{G}{C} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

O vetor $[B]$ da equação 3.5 é descrito como [31]:

$$[B] = \left[\frac{1}{L_0} \ 0 \ \dots \ 0 \right]^t \quad (3.9)$$

O desenvolvimento completo da modelagem por equações de estado é apresentado em detalhes em várias referências citadas ao longo da tese [34, 36].

3.3 Modelagem do filtro *Finite Impulse Response* (FIR)

Filtros causais são usualmente aplicados a processos em tempo real, nos quais uma saída $y(a)$ de um dado sistema é função somente das entradas anteriores $y(a-b)$, sendo $b = 0, 1, 2, \dots$. Porém, vale ressaltar, uma característica intrínseca dos filtros causais é o deslocamento de fase. Um meio de combater essa característica indesejada é projetar o filtro causal de forma que o deslocamento de fase seja linear, ou aproximadamente linear para uma dada faixa de frequência, resultando no mesmo tempo de atraso para todas as componentes de frequência [42].

Para aplicações pós-processamento nas quais filtros causais não são convencionalmente utilizados, o deslocamento de fase pode ser evitado [42]. Além disso, em aplicações em tempo real, os sinais podem ser processados em amostras de comprimento N , dessa forma tornando desnecessária a filtragem causal [43].

Em aplicações pós-processamento possíveis, a utilização de um filtro com fase nula é simples. A resposta no domínio da frequência de um filtro $H(z)$ é dado como $H(e^{j\omega})$, e o desvio de fase é dado como $\varphi_H(\omega) = \arg(H(e^{j\omega}))$. Essa abordagem significa que a frequência representada por ω_1 é deslocada por um ângulo de $\varphi_H(\omega_1)$ quando a filtragem é aplicada sobre a seguinte sequência temporal [42]:

$$\begin{aligned} y(a) &= h(0)g(a) + h(1)g(a-1) + \dots + h(a)g(0) \\ a &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3.10)$$

O a -ésimo sinal de entrada é representado por $g(a)$ e a a -ésima resposta discreta apresentada pelo filtro é dada por $h(a)$. Por simetria, o mesmo filtro pode ser representado em tempo inverso de acordo com a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} y_{rev}(a) &= h(0)g(a) + h(1)g(a+1) + \dots + h(N-1-a)g(N-1) \\ a &= N-1, N-2, \dots, 0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Portanto, a componente ω_1 é deslocada por $-\varphi_H(\omega_1)$, enquanto a magnitude da resposta em frequência relacionada à filtragem original é a mesma sem considerar o tempo reverso. Com base nessa constatação, o filtro FIR de fase zero pode ser obtido usando o filtro $H(z)$ duas vezes: primeiro considerando o tempo reverso e logo então aplicando o tempo contínuo de filtragem. Essa abordagem mostra que o processo conta com dois estágios de filtragem, os quais são descritos pelos seguintes passos:

- A sequência representada por $g(a)$ é dada em função de $a = 0, 1, 2, \dots, N-1$;
- A filtragem reversa no domínio do tempo é aplicada de acordo com a equação (3.11), resultando na sequência $y_{rev}(a)$;
- A filtragem é aplicada em função do tempo para a sequência $y_{rev}(a)$.

A saída $y(a)$ é, portanto, dada por [42]:

$$y(a) = h(0)y_{rev}(a) + h(1)y_{rev}(a-1) + \dots + h(a)y_{rev}(0) \quad (3.12)$$

$$a = 0, 1, \dots, N-1$$

Fazendo uso de transformada de Fourier na equação (3.12), a seguinte expressão é obtida [42]:

$$Y(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega})H(e^{-j\omega})G(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})|^2 G(e^{j\omega}) \quad (3.13)$$

Dessa forma, para a equação (3.13), as componentes espectrais do sinal de entrada não possuem deslocamento de fase algum [42, 43].

3.4 Inclusão do Filtro FIR nas Matrizes de Estado

Para aplicação do processo de filtragem sobre as tensões e correntes no vetor $[X_k]$, expresso na equação 3.7, as seguintes condições gerais são consideradas [44]:

- O filtro deve ser de ordem M ;
- O número de amostragens por segmento deve ser condicionado a $N \geq 3M$;
- Q segmentos em N amostragens, sendo a primeira variável associada com o tempo discreto de simulação.

Baseado nas condições apresentadas acima, a equação (3.11) pode ser expressa da seguinte forma [37]:

$$y_{rev}^q(a) = \sum_{l=0}^{M-1} h(l)g^q(a+l) \quad (3.14)$$

Sendo o termo $g^q(a)$ é a a -ésima amostragem do q -ésimo segmento.

Os coeficientes do filtro são expressos pelo vetor:

$$[H] = [h(0) \quad h(1) \quad \dots \quad h(M-1)] \quad (3.15)$$

A matriz com todas as amostragens do segmento q é expressa por [37]:

$$[G^q] = \begin{bmatrix} g^q(0) & \dots & g^q(N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g^q(M-1) & \dots & g^q(M+N-2) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Sendo:

$$\begin{aligned} g^q(N+l) &= g^{q+l}(l) \\ g^q(N+l) &= 0 \quad l = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (3.17)$$

A partir do vetor e matriz expressos nas equações (3.15) e (3.16), respectivamente, obtém-se a seguinte equação vetorial com base na equação (3.14):

$$[Y_{rev}^q] = [H][G^q] = [y_{rev}^q(0) \quad y_{rev}^q(1) \quad \dots \quad y_{rev}^q(N-1)] \quad (3.18)$$

Portanto, as equações (3.14) e (3.18) são equivalentes, e a equação (3.12) pode ser reformulada da seguinte forma:

$$y^q(a) = \sum_{l=0}^{M-1} h(l)y_{rev}^q(a-l) \quad (3.19)$$

A matriz completa com as amostragens do q -ésimo segmento é expressa como:

$$[Y_{rev}^q] = \begin{bmatrix} y_{rev}^q(0) & \dots & y_{rev}^q(N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{rev}^q(-M+1) & \dots & y_{rev}^q(N-M) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Sendo os termos dessa matriz dados como:

$$\begin{aligned} y_{rev}^q(-l) &= y_{rev}^{q-1}(N-l) \\ y_{rev}^1(-l) &= 0, \quad l = 1, 2, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (3.21)$$

A partir das equações (3.15) e (3.20), a equação (3.19) pode ser expressa em sua forma vetorial como [37]:

$$[Y^q] = [H][Y_{rev}^q] = \begin{bmatrix} y^q(0) & y^q(1) & \dots & y^q(N-1) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Portanto, com base no vetor $[X_k]$ descrito na equação (3.7), o vetor composto pelos coeficientes do filtro associado ao k -ésimo circuito π é expresso:

$$[H_k] = [h_k(0) \quad h_k(1) \quad \dots \quad h_k(M-1)] \quad (3.23)$$

A matriz com as correntes em função do tempo, generalizadas pelo termo $I_{kj}(t)$ no k -ésimo segmentos de linha, é expressa como:

$$[I_j^k] = \begin{bmatrix} I_{kj}(0) & \dots & I_{kj}(N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{kj}(M-1) & \dots & I_{kj}(N+M-2) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$j = 0, 1, 2, \dots, m$

Com base nas equações (3.22) e (3.23), para o segmento de linha k , a filtragem reversa das correntes calculadas e expressas em (3.24) é dada por:

$$[Y_{j \text{ rev}}^k] = [H_k][I_j^k] \quad (3.25)$$

A filtragem direta aplicada à equação matricial acima, utilizando filtro FIR de fase zero, pode ser obtida a partir da seguinte expressão:

$$[Y_j^k] = [H_k][Y_{j \text{ rev}}^k] \quad (3.26)$$

Procedimento equivalente é aplicado as tensões V_1, V_2, \dots, V_n :

$$[YV_k] = [H_k][YV_{k \text{ rev}}] \quad (3.27)$$

Ressaltando que o termo n denota a quantidade de circuitos π utilizados na representação em cascata. Por fim, o vetor $[X_k]$, descrito na equação (3.7), é expresso com base nas equações (3.26) e (3.27) da seguinte forma [37]:

$$[X_k]^t = [[YI_{k0}] \quad [YI_{k1}] \quad \dots \quad [YI_{km}] \quad [YV_k]] \quad (3.28)$$

Cada elemento descrito no vetor acima representa as correntes através dos indutores 0, 1, 2, ..., m (representados no circuito equivalente na figura 3.1) e a tensão no terminal receptor do mesmo circuito. Dessa forma, as correntes e tensões em qualquer ponto da linha são calculadas em função do tempo e para cada amostragem de $I(t)$ e $V(t)$.

3.5 Validação da Modelagem no Espaço de Estados com Filtro Digital Integrado

A validação do modelo proposto é dada por comparação com o modelo por equações de estado, sem a utilização do filtro FIR, e pelos resultados obtidos utilizando o ULM. O modelo proposto trata-se de uma variação do modelo convencional por parâmetros discretos, porém adaptado a um mecanismo não convencional de correção das oscilações utilizando teoria de processamento e tratamento de sinais digitais. Por outro lado, o ULM é um modelo desenvolvido no domínio da frequência, diretamente a partir das equações fundamentais de linhas de transmissão, sendo os resultados no domínio do tempo obtidos a partir de transformadas inversas e convoluções (como descrito no capítulo 2). Portanto, tal como analisado em detalhes em Costa et al. (2013), o ULM é utilizado como modelo de referência para avaliar a precisão do modelo com e sem a filtragem digital [37].

Os três modelos são analisados com base em duas configurações convencionalmente utilizadas para validação de novos modelos de linhas de transmissão: teste com terminal em aberto e em curto [8, 9, 12, 18, 22, 33, 34]. O primeiro consiste no terminal receptor da linha em aberto, sendo o terminal emissor da fase 1 energizado por uma fonte de tensão e o terminal emissor das fases 2 e 3 aterrados. O teste em curto consiste nos terminais receptores das três fases e terminais emissores das fases 2 e 3 solidamente aterrados, sendo o terminal emissor da fase 1 energizado por uma fonte de tensão. As descrições gráficas das definições dos testes em aberto e em curto são:

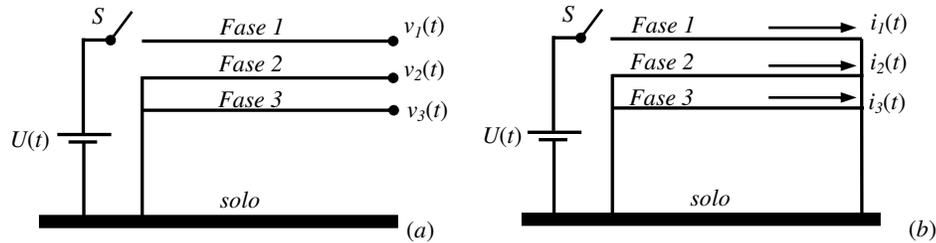


Figura 3.2. Teste com terminal em aberto (a) e em curto-circuito (b).

Na figura 3.2, a fonte de tensão $U(t)$ e a chave S representam um degrau unitário de tensão. No teste em aberto (figura 3.2a), as tensões $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$ são obtidas no terminal receptor da linha por meio das três modelagens descritas anteriormente. No teste com o terminal receptor em curto (figura 3.2b), as correntes $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_3(t)$ são obtidas por meio dos três modelos descritos e posteriormente comparadas.

Como descrito anteriormente na figura 2.5, a linha de transmissão utilizada como referência para este estudo é um sistema de 440 kV com 100 km de comprimento. Os parâmetros elétricos da linha são calculados levando em conta os efeitos da corrente de retorno através do solo e considerando o efeito pelicular nos condutores. Nos dois modelos por equações de estado, os elementos resistivos, indutivos e capacitivos (figura 3.1) utilizado na síntese dos parâmetros longitudinais dos modos de propagação (*vector fitting*), são dados nas referências [22] e [33]. Na representação por elementos discretos, são considerados 200 circuitos π em cascata. De acordo com a análise apresentada por Costa et. al. (2010), a quantidade de circuitos π considerada na avaliação em questão corresponde adequadamente ao conteúdo harmônico referente ao sinal de tensão aplicado ao terminal emissor do sistema e aos transitórios eletromagnéticos gerados no terminal receptor da linha [36].

Primeiramente, levando em conta as simulações das tensões no terminal em aberto da linha trifásica, descrita na figura 3.2a, obtém-se as seguintes tensões transitórias no terminal receptor da fase 1:

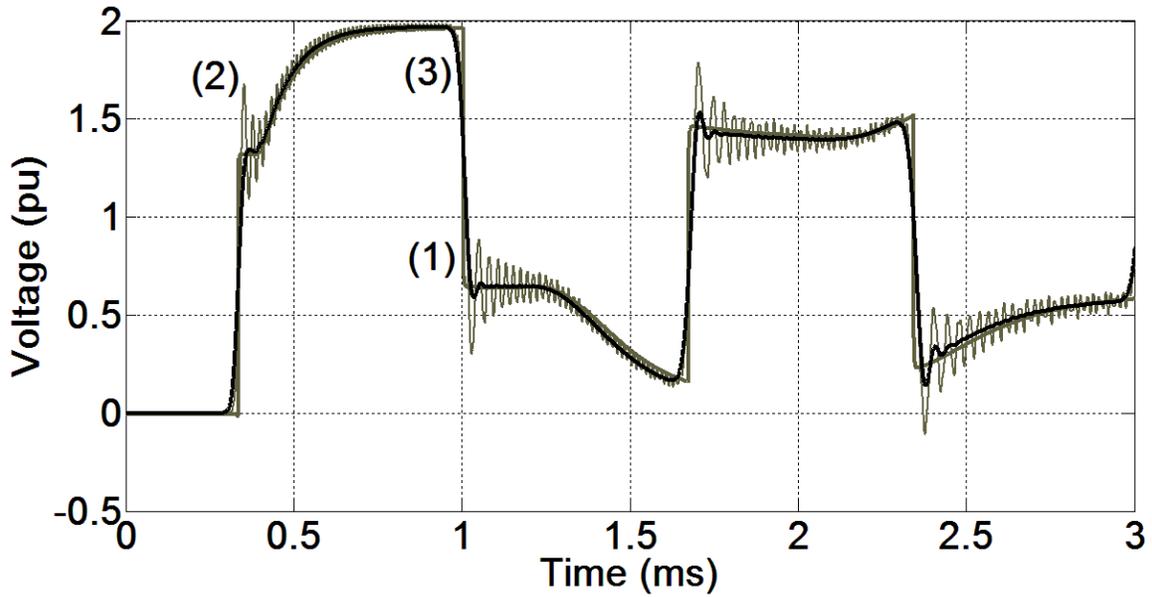


Figura 3.3. Tensão $v_I(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

Na figura 3.3, observa-se que as curvas 1 e 2 estão em tons de cinza, enquanto que a curva 3, relativa ao modelo no espaço de estados com filtro FIR integrado, está em preto. A primeira reflexão de onda sobre o terminal receptor da fase 1 é descrita em detalhes na figura 3.4:

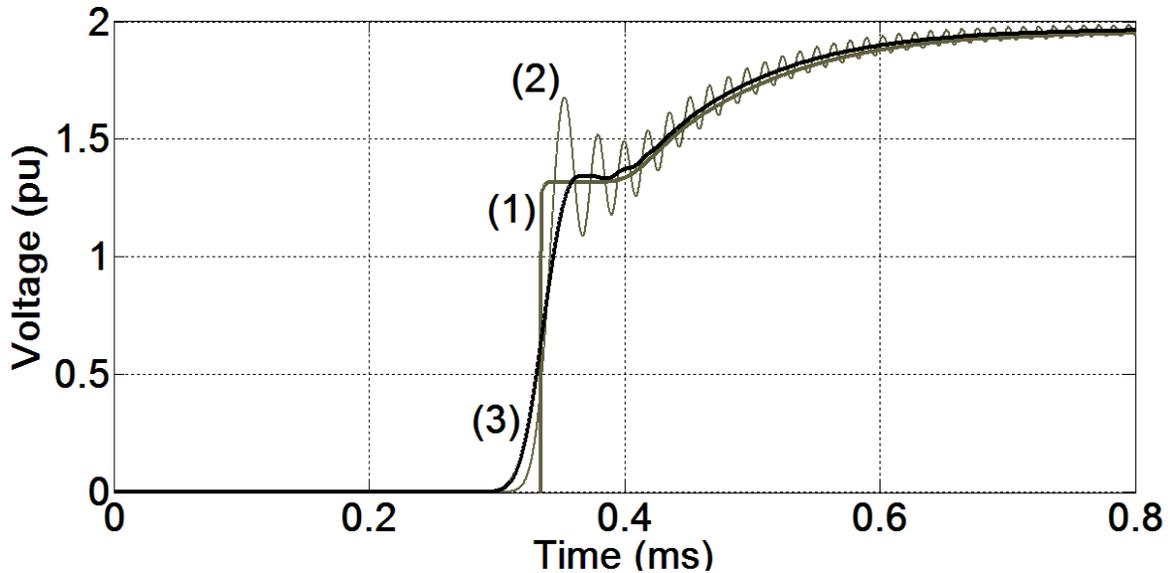


Figura 3.4. Primeira reflexão de onda de $v_I(t)$ no teste com terminal em aberto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

Na figura 3.4, observa-se uma discreta variação na frente de onda simulada a partir do modelo com filtro digital em relação aos dois outros modelos. No entanto, observa-se também que as oscilações foram totalmente amortecidas no modelo com filtro digital, quando comparado ao modelo por equações de estado comum. Analisando o transitório na janela de tempo entre 0 e 3 ms, na figura 3.3, o perfil de tensão transitório obtido pelo modelo com o filtro FIR integrado é muito próximo do mesmo resultado obtido por meio do modelo de referência, representado pelo ULM. As tensões induzidas simuladas no terminal receptor da fase 3, denominadas por $v_3(t)$ no esquema da figura 3.2a, são apresentadas na figura 3.5:

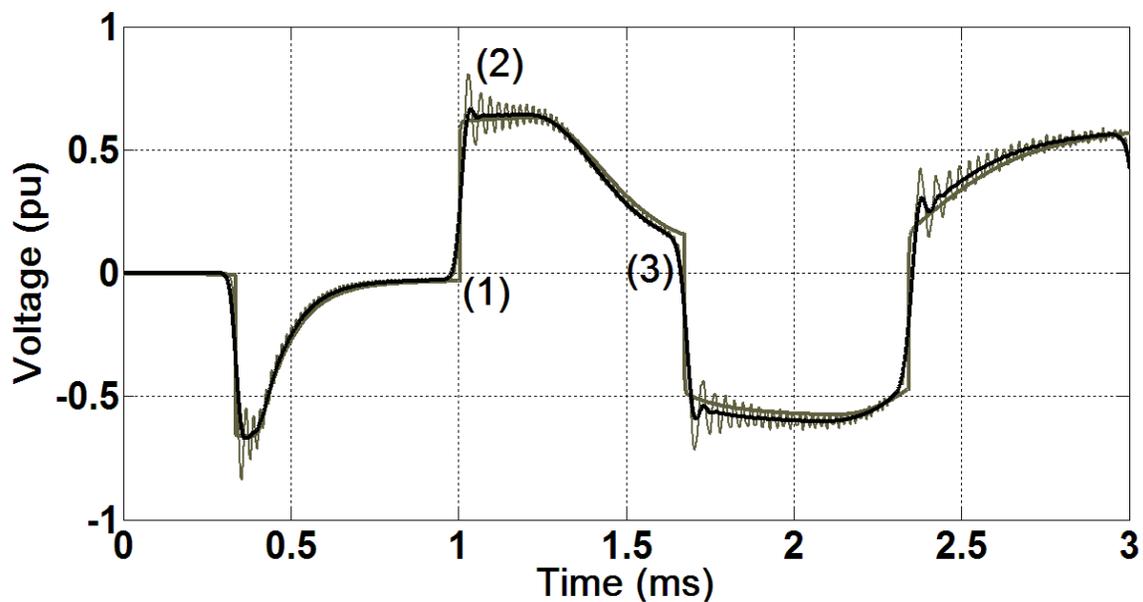


Figura 3.5. Tensão $v_3(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

Do mesmo modo como abordado nas figuras 3.3 e 3.4, a primeira reflexão de onda de $v_3(t)$ é descrita em detalhes considerando os três modelos na figura 3.6. Na figura a seguir, o perfil detalhado dos resultados obtidos por meio das três modelagens, apresentado na figura 3.5, é descrito em detalhes entre 0 a 0,8 ms:

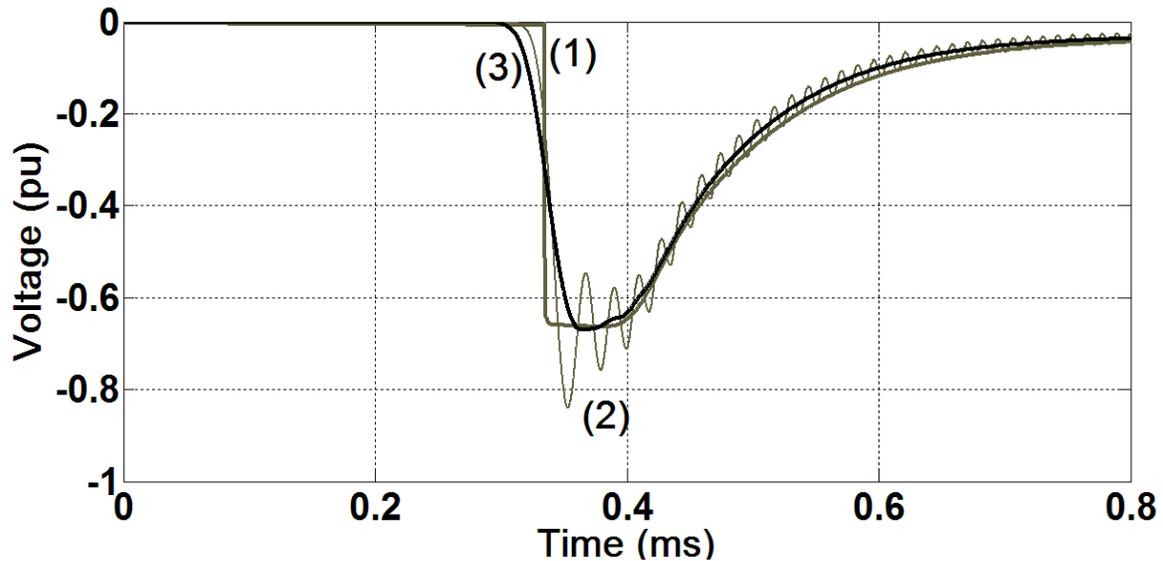


Figura 3.6. Primeira reflexão de onda de $v_3(t)$ no teste com terminal em aberto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

Na figura 3.6, as duas curvas em tons de cinza, indicadas por 1 e 2, são referentes aos resultados obtidos pelo ULM e modelo por equações de estado sem o filtro digital, respectivamente. A curva definida em preto, indicada por 3, é o perfil de tensão simulado a partir da modelagem proposta. Assim como nos transitórios obtidos no terminal receptor da fase 1, observa-se que as oscilações intrínsecas a modelagem por elementos discretos são eliminadas.

Avaliando agora as correntes transitórias simuladas a partir da configuração dada no esquema da figura 3.2b, referente às simulações com o terminal receptor da linha em curto, as correntes $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_3(t)$ são obtidas a partir dos três modelos avaliados. Da mesma forma, como nas simulações com terminal em aberto, o terminal emissor da fase 1 é alimentado com um degrau unitário de tensão, representado pela fonte $U(t)$ e pela chave S .

A corrente $i_1(t)$, através da fase 1, é apresentada na figura 3.7. Assim como nas figuras anteriores, as duas curvas em escala de cinza, indicadas no gráfico por 1 e 2, são referentes ao ULM e ao modelo por equações de estado convencional. A curva ressaltada em preto, indicada por 3, é o transitório de corrente obtido por meio da modelagem no espaço de estados com filtro digital.

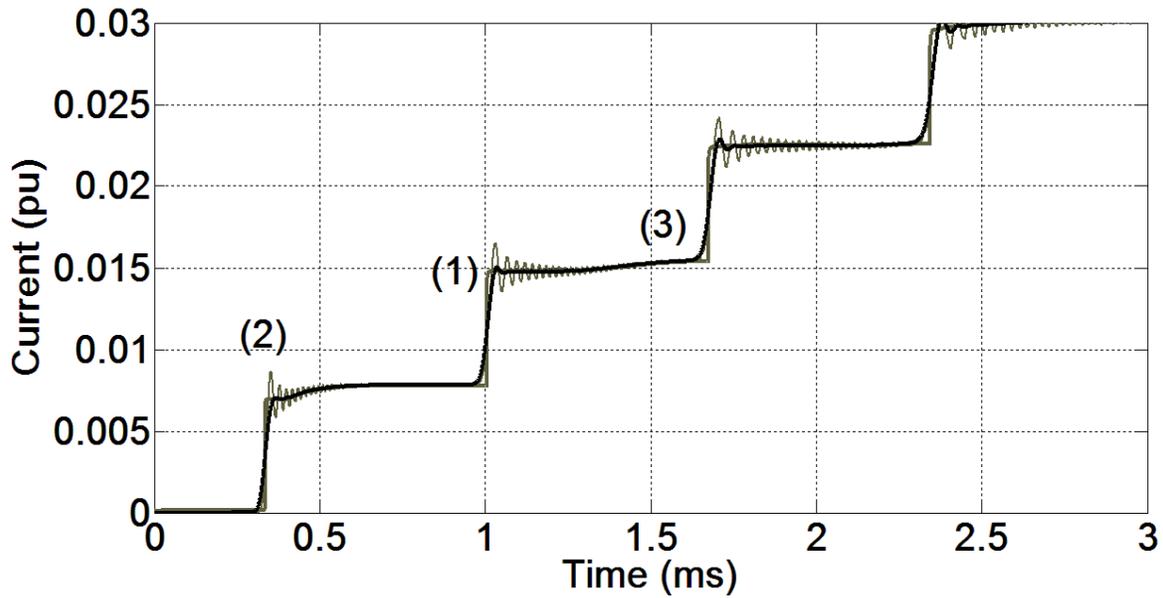


Figura 3.7. Corrente $i_l(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

A primeira reflexão da onda viajante de corrente, ao alcançar o terminal receptor da fase 1, pode ser visualizada em detalhes na figura abaixo:

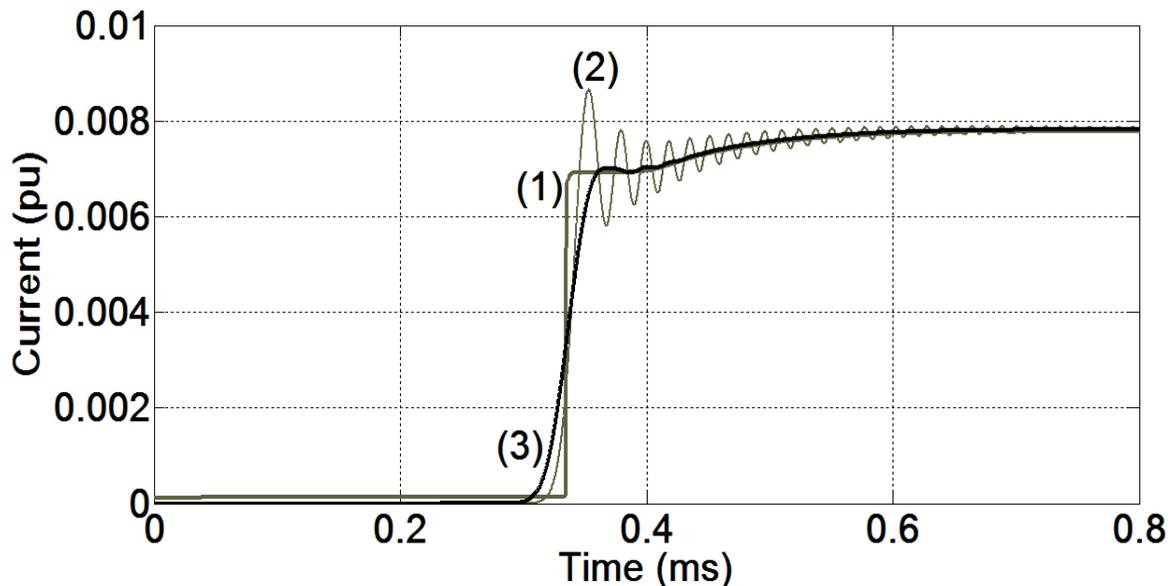


Figura 3.8. Primeira reflexão de onda de $i_l(t)$ no teste com terminal em curto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

Assim como nos transitórios de tensão, obtidos com o terminal receptor da linha em aberto, observa-se que as correntes simuladas utilizando o modelo com filtro digital para o teste com terminal em curto apresentam perfil próximo ao obtido por meio do ULM. Como descrito na figura 3.8, as oscilações espúrias associadas ao modelo por equações de estado (curva 2) são totalmente eliminadas com a inserção do filtro digital FIR (curva 3).

De forma análoga à corrente $i_l(t)$, o transiente de corrente no terminal receptor da fase 3 é mostrado na figura abaixo:

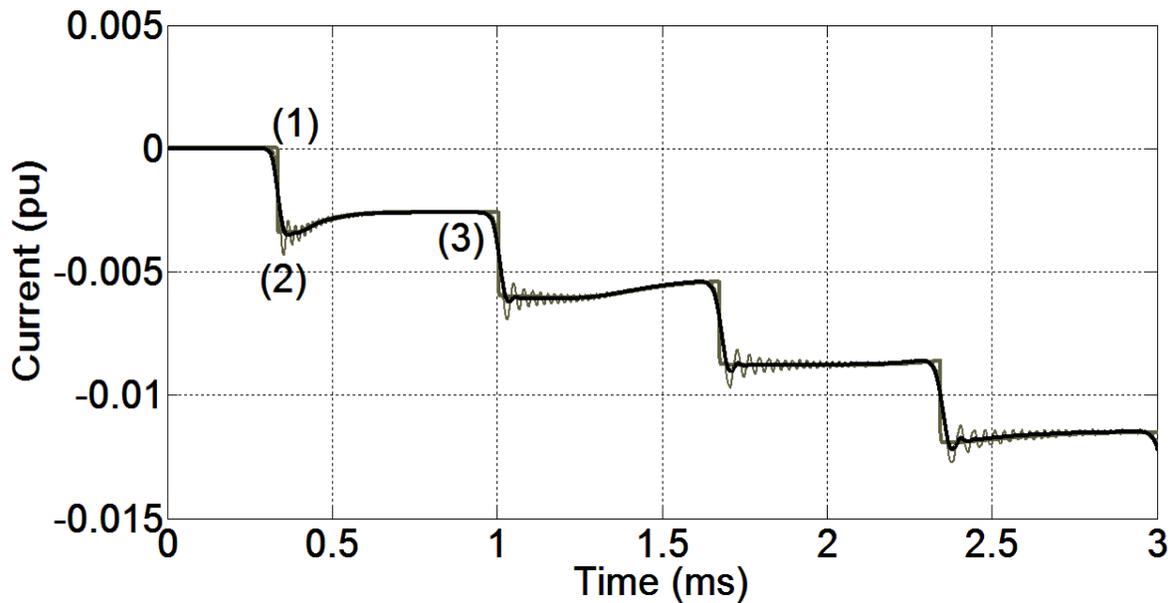


Figura 3.9. Corrente $i_3(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto: ULM (1), modelo por equações de estado (2) e modelo por equações de estado com filtro FIR integrado (3).

3.6 Conclusões

Uma introdução sobre a representação dos modos por meio de elementos discretos foi apresentada levando em conta o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais da linha de transmissão. Em seguida, com base na introdução da modelagem em questão, a inclusão do filtro digital FIR nas equações de estado foi descrita em detalhes.

A utilização desse tipo de filtro é usualmente considerada no processamento e tratamento de sinais obtidos por meio de sinais eletrônicos, sistemas de controle e sensores. No entanto, a proposta no corrente desenvolvimento é a aplicação dessa mesma técnica na modelagem e

simulação de sistemas de energia elétrica, mais especificamente para simulação de transitórios eletromagnéticos na ordem de várias centenas de quilovolts em sistemas de transmissão. Tal desenvolvimento representa uma das contribuições propostas nesta tese de doutorado.

O desempenho do modelo proposto foi avaliado com base nos resultados obtidos por meio da mesma modelagem por equações de estado, sem a inclusão do filtro digital. O modelo de referência adotado foi o ULM, devido a sua precisão, à estabilidade numérica no cálculo dos transitórios e ausência de maiores oscilações decorrentes do truncamento e discretização das funções contínuas em t e ω .

Verificou-se que as oscilações observadas no modelo por parâmetros discretos sem o filtro são praticamente eliminadas após a integração do filtro digital FIR na modelagem por matrizes de estado, aproximando o perfil das tensões e das correntes transitórias ao obtido por meio do ULM, e desse modo, validando o modelo proposto.

Como um dos futuros desenvolvimentos possíveis a partir desta tese, propõe-se a integração do filtro digital diretamente no circuito equivalente π , levando em conta o efeito da frequência, por meio da modelagem equivalente do filtro FIR em termos de elementos discretos de circuitos elétricos. Dessa forma, a filtragem seria aplicada diretamente nos elementos π utilizados na representação em cascata e não mais no tratamento digital dos sinais de tensão e correntes. Ou seja, a filtragem deixaria de ser um processo pós-processado, tornando-se um desenvolvimento em tempo real de simulação e com embasamento físico representado por elementos resistivos, capacitivos e indutivos integrados aqueles já utilizados na modelagem equivalente do circuito descrito na figura 3.1.

Capítulo 4 Soluções Numérica e Analítica aplicadas às Equações de Estado

4.1 Introdução

Como descrito no capítulo introdutório, o sistema de equações de estado, produto da discretização da linha em n circuitos π (figura 3.1), pode ser solucionado por diversos métodos de integração. Dentre todos os métodos, o método clássico utilizado por Dommel (1969) e na maioria dos *softwares* derivados do EMTP, é a regra trapezoidal. Esse método de solução é adequado para solução dos transitórios eletromagnéticos na faixa de alguns poucos milissegundos, como por exemplo, as simulações realizadas no capítulo anterior. No entanto, tratando-se de um tempo total de simulação muito amplo, envolvendo transitórios lentos e oscilantes, próximos da frequência em regime permanente, a utilização de tal método torna-se inviável. Uma solução para tal inconveniente, porém não tão eficaz, é utilização de um passo de cálculo, ou integração, Δt variável.

No entanto, com o objetivo de desenvolver um modelo robusto tanto para simulação de transitórios rápidos quanto de transitórios oscilatórios e lentos, próximos da frequência do sinal fundamental, é proposta a utilização de um método analítico robusto do ponto de vista computacional, porém nunca utilizado para os fins propostos nesta tese. Existem alguns poucos métodos conhecidos na literatura técnica descrevendo-os, vale destacar três deles: o método utilizando a matrix de Vandermond, o método de Lagrange e a *eigensystem-based solution*. A solução analítica do modelo proposto é dada pelo último método mencionado. Macías et al. (2005) descreve uma análise completa sobre esses métodos, aplicados à simulação de transitórios eletromagnéticos utilizando modelos de linhas por cascata de circuitos π [20].

A partir da solução analítica das equações de estado proposta no desenvolvimento desta tese, um passo de integração $\Delta t = 20 \mu\text{s}$ é utilizado, cerca de duzentas vezes maior que o passo de integração convencionalmente utilizado na literatura técnica fazendo uso da regra trapezoidal de integração, usualmente em torno de 0.05 a 0.1 μs .

Na análise deste capítulo, propõe-se a simulação de um simples chaveamento em uma linha trifásica, com base no sistema de 440 kV tomado como referência nos capítulos anteriores,

com o terminal receptor em aberto. Embora esse procedimento de teste represente uma hipótese pouco prática em um sistema de transmissão real, é possível obter grandes transitórios de tensão, ressaltando as oscilações e permitindo a melhor visualização do perfil de tensão.

São analisados dois modelos para as comparações. O primeiro representa o modelo por cascata de circuitos π do EMTP. O segundo modelo, refere-se ao modelo por equações de estado proposto na tese, porém sem a utilização do filtro digital FIR. Vale ressaltar que a comparação e validação da solução analítica neste capítulo tem como base a avaliação das oscilações espúrias resultantes da utilização do modelo por parâmetros discretos, portanto, se o modelo com o filtro digital integrado for utilizado, não será possível observar o impacto dos métodos na simulação dos transitórios em função do passo de cálculo e por meio do EMTP, o qual tem como solução a regra trapezoidal [36].

Em uma segunda etapa, são apresentadas simulações envolvendo transitórios eletromagnéticos rápidos, com frente de onda íngreme, como também transitórios lentos e oscilatórios, sustentados durante vários ciclos em frequência industrial. A partir dessa segunda análise, é possível demonstrar o desempenho e a precisão do algoritmo descrito nas seções anteriores desta tese, tendo como exemplo simulações de manobras mais coerentes com a realidade da operação de sistemas energia elétrica.

4.2 Método de Integração Analítico

No desenvolvimento da solução analítica das equações de estado, inicialmente é necessário introduzir a seguinte equação [20]:

$$\dot{[W]} = [\lambda][W] + [G] \quad (4.1)$$

A equação acima representa a solução analítica com base no *eigensystem-based solution*, fazendo analogia à equação (3.5), referente ao sistema de equações de estado da linha, obtém-se as seguintes correlações [33]:

$$[X] = [H][W] \quad (4.2)$$

$$[G] = [H]^{-1}[B]u(t) \quad (4.3)$$

$$[\lambda] = [H]^{-1}[A][H] \quad (4.4)$$

Nas equações de (4.1) a (4.4), o termo $[\lambda]$ é uma matriz diagonal em que os elementos não nulos são autovalores da matriz de estado $[A]$. A matriz quadrada $[H]$ tem dimensão $n(m+2)$, sendo as colunas autovetores associados com os autovalores de $[\lambda]$. Desse modo, a equação (4.1) representa um sistema de equações independentes uma das outras, sendo o k -ésimo elemento de $[W]$ obtido por [33]:

$$w_k = c_k e^{\lambda_k t} - \frac{g_k}{\lambda_k} u(t) \quad (4.5)$$

Na equação acima, g_k é o k -ésimo elemento do vetor $[G]$ e o termo c_k é uma constante de integração [20]. O termo λ_k é o autovalor associado ao autovetor do k -ésimo circuito π da cascata, ou seja, a k -ésima coluna da matriz $[H]$. Logo, por meio das equações (4.2) a (4.5) é possível obter os valores do vetor $[X]$.

Expandindo a equação (4.5) em séries trigonométricas e considerando que os valores de tensão e corrente ao longo da linha são nulos no tempo inicial $t = 0$, obtém-se a seguinte equação geral para resolução do sistema de equações de estado [20, 33]:

$$x_k(t) = \sum_{i=1}^{n(m+2)} e^{\alpha_i t} (a_{ki} - b_{ki}) \sin \beta_i t + \sum_{i=1}^{n(m+2)} e^{\alpha_i t} (a_{ki} + b_{ki}) \cos \beta_i t \quad (4.6)$$

Os termos α_i e β_i são as componentes real e imaginária, respectivamente, do i -ésimo autovalor λ_i .

Os termos a_{ki} e b_{ki} são obtidos da seguinte forma [20]:

$$H_{ki} \frac{g_i}{\lambda_i} = a_{ki} + j b_{ki} \quad (4.7)$$

Sendo que o termo H_{ki} é o elemento referente à linha k da i -ésima coluna da matriz quadrada $[H]$.

Portanto, a partir da equação (4.6), é possível obter a tensão e corrente em qualquer ponto da linha em função do tempo.

4.3 Validação da Solução Analítica aplicada às Equações de Estado

Como inicialmente proposto, a validação do método analítico de solução é realizada por meio da modelagem por elementos discretos aplicando o método de integração trapezoidal e por meio dos resultados obtidos pelo *software* comercial Microtran (EMTP).

A representação dos parâmetros distribuídos da linha por cascata de circuitos π é idêntica nos três casos, utilizando as soluções analítica e numérica e o modelo do Microtran. Utiliza-se 46 circuitos π em cascata, devido às limitações da versão disponível do Microtran. O passo de cálculo utilizado nas resoluções analítica e numérica é de $0.1 \mu\text{s}$, levando em conta que na grande maioria das referências é adotado um passo de cálculo entre 0.05 e $0.1 \mu\text{s}$ (utilizando a regra trapezoidal). As simulações são realizadas com base nos teste em aberto e em curto, previamente introduzidos nos capítulos anteriores. Todo procedimento, resultados e avaliações apresentadas neste subitem foram previamente descritos em detalhes por Costa et al. (2010), citado na referência [33].

Toma-se, como exemplo, a modelagem da linha de 440 kV, descrita no segundo capítulo. No entanto, com apenas uma modificação, a fonte de tensão aplicada ao terminal emissor da fase 1 representa um degrau de 20 kV ao invés de 1 p.u., convencionalmente utilizado nas análises anteriores. A figura 4.1 mostra as tensões simuladas com terminal receptor em aberto:

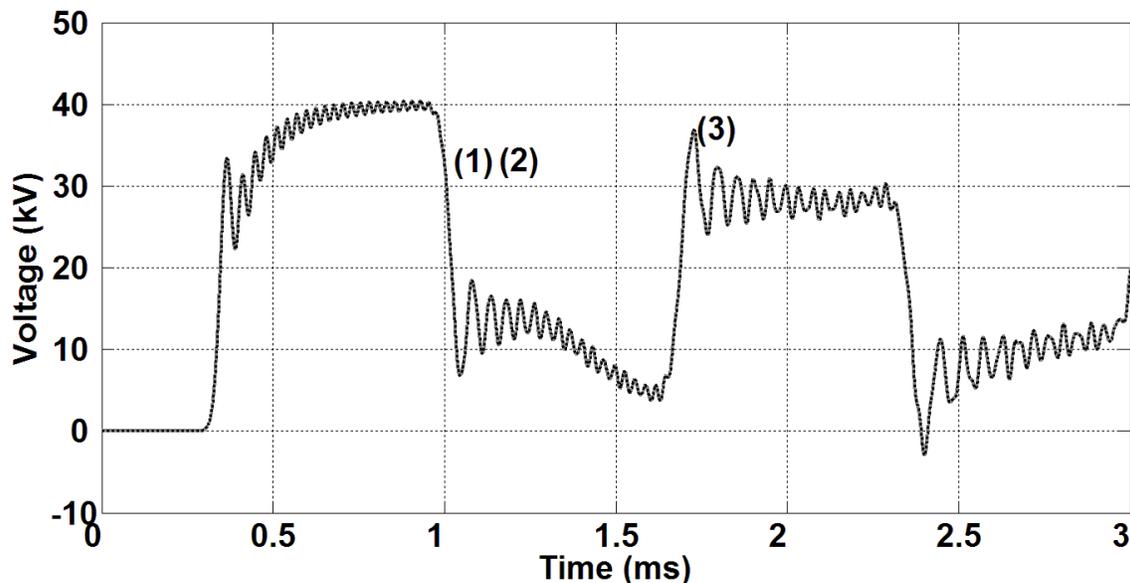


Figura 4.1. Tensão $v_1(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto, utilizando a regra trapezoidal (1), EMTP (2) e por meio da solução analítica (3).

As curvas 1 e 2 estão em tom de cinza e sobrepostas, consistem dos resultados utilizando a regra trapezoidal e por meio do Microtran. A curva 3, em preto e pontilhada, mostra o resultado obtido com base na resolução analítica das equações de estado. Verifica-se que as três curvas estão visualmente sobrepostas, validando o método analítico proposto.

As correntes são obtidas a partir do teste com terminal em curto-circuito, as correntes obtidas no terminal receptor da fase 1 são descritas na figura 4.2:

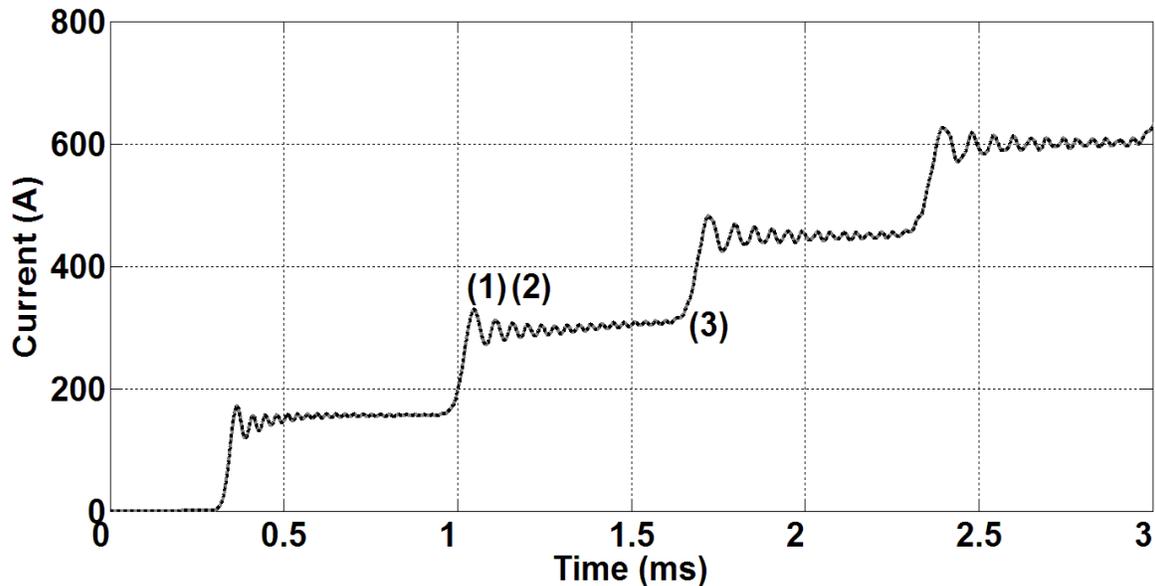


Figura 4.2. Corrente $i_1(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em curto, utilizando a regra trapezoidal (1), o Microtran (2) e por meio da solução analítica (3).

Da mesma forma como na figura 4.1, observa-se que as curvas 1 e 2 estão sobrepostas e a curva destacada em preto e pontilhada, identificada na figura por 3, encontra-se similar às duas primeiras. Portanto, com base nas figuras 4.1 e 4.2, é possível validar o método analítico de solução das equações de estado da linha.

Com uma análise complementar, propõe-se uma avaliação do desempenho do método de solução proposto em função do passo de integração. Para esse fim, são apresentados resultados obtidos por meio dos métodos analítico e trapezoidal levando em conta um passo de integração muito acima do convencionalmente utilizado. Com base nesses resultados, é possível comprovar o alto desempenho e precisão da solução analítica função de um amplo passo de cálculo, o que

torna possível a proposta de uma metodologia híbrida no que diz respeito à simulação tanto de transitórios rápidos quanto de transitórios lentos, na ordem de dezenas de milissegundos ou até segundos.

Considera-se uma linha de 100 km representada por 200 circuitos π , sem o filtro FIR integrado à modelagem (o modelo com filtro digital será analisado em detalhes no próximo capítulo). O passo de cálculo aplicado à solução pela regra trapezoidal é de $5 \mu\text{s}$ (usualmente entre $0,05$ a $0,1 \mu\text{s}$, como descrito na maioria das referências citadas) e $20 \mu\text{s}$ para solução analítica. As tensões transitórias são simuladas a partir do teste com terminal da linha em aberto, sendo um degrau unitário aplicado ao terminal emissor da fase 1, como descrito previamente no capítulo 3 (figura 3.2a).

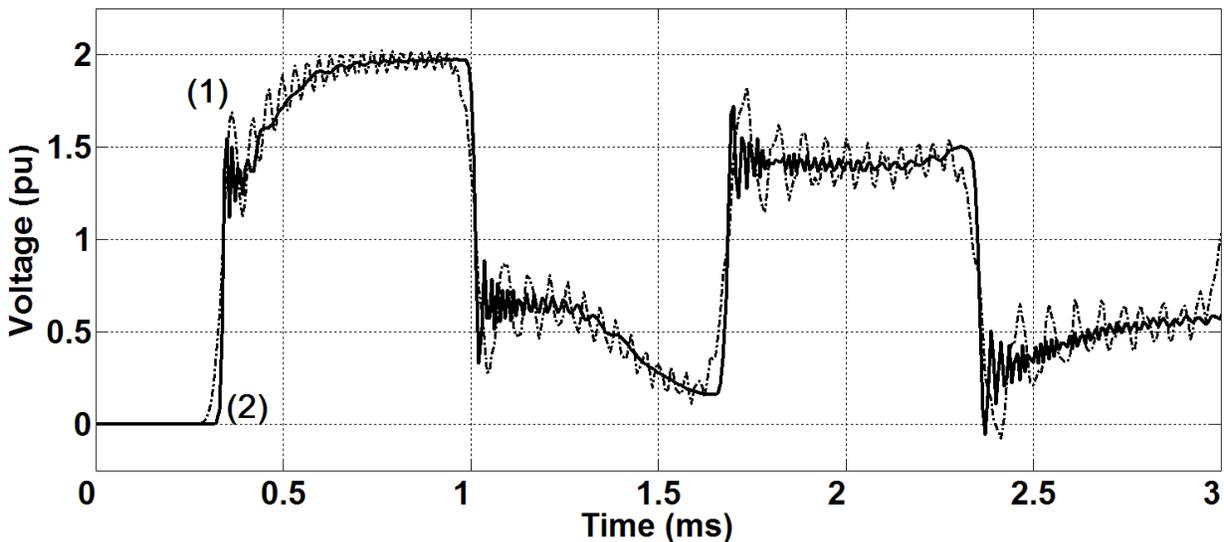


Figura 4.3. Tensão $v_I(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto, utilizando a regra trapezoidal com $\Delta t = 5 \mu\text{s}$ (1) e a solução analítica com $\Delta t = 20 \mu\text{s}$ (2).

Na figura 4.3, a curva tracejada (curva 1), descreve a tensão transitória $v_I(t)$ simulada com base na regra trapezoidal, utilizando um passo de cálculo ao menos cinquenta vezes maior que o convencionalmente utilizado na literatura técnica [1, 18-22]. A curva sólida (curva 2) representa o transiente de tensão sobre o terminal receptor da fase 1 obtido por meio da solução analítica para um passo de cálculo ainda maior.

A tensão induzida na fase 3, representada por $v_3(t)$, calculada a partir da regra trapezoidal (curva 1) e solução analítica (curva 2), é apresentada na figura abaixo:

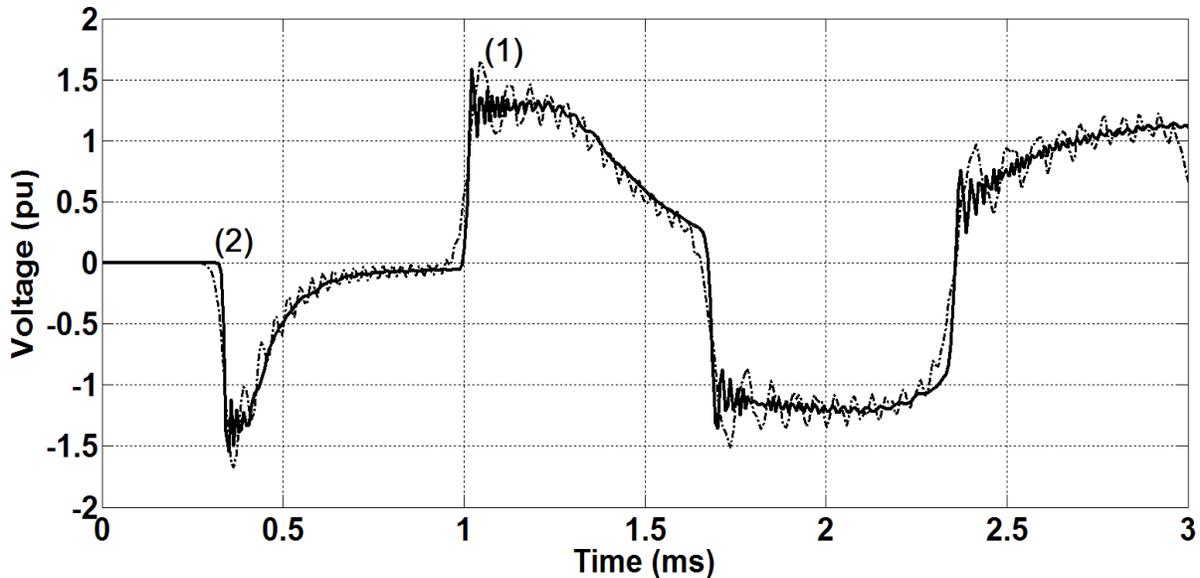


Figura 4.4. Tensão $v_3(t)$ simulada a partir do teste com terminal receptor em aberto, utilizando a regra trapezoidal com $\Delta t = 5 \mu s$ (1) e a solução analítica com $\Delta t = 20 \mu s$ (2).

Com base nas figuras 4.3 e 4.4, verifica-se que o método analítico de solução mostra-se robusto em função da variação do passo de cálculo. A mesma assertiva não é válida para a regra trapezoidal de integração, que mesmo com um passo de integração quatro vezes menor que o valor considerado na solução analítica, apresenta maiores oscilações [36]. Por outro lado, a solução analítica apresenta resultados muito similares aqueles observados por meio de um passo de cálculo pequeno ($\Delta t = 5 \mu s$), tal como apresentado ao longo do capítulo 3 e no início deste capítulo.

Com base nos resultados apresentados no início deste capítulo, duas conclusões importantes podem ser apresentadas. A primeira diz respeito à validação do método analítico, mostrando que o mesmo está de acordo com o método numérico, amplamente utilizado na maioria das referências citadas nesta tese, e também de acordo com o modelo de linha equivalente disponível em um *software* comercial amplamente utilizado para fins de pesquisa e ensino. A segunda observação diz respeito ao desempenho da solução proposta em função de um

passo de cálculo grande. A solução analítica mostra-se robusta em função da variação de Δt , fato que viabiliza a proposta do modelo de linhas e metodologia para simulação de transitórios eletromagnéticos rápidos e lentos. Destacando que todas essas aplicações são possíveis levando em conta um passo de cálculo constante e suficientemente grande, de modo a não prejudicar o desempenho computacional e precisão dos resultados.

4.4 Simulação de Transitórios incluindo Elementos Não Lineares

Nesta seção, toma-se, como exemplo, um sistema de transmissão de 440 kV (figura 2.5) conectado a uma carga resistiva genérica $3Z_R$ e a um banco de capacitores, sendo cada capacitor do banco conectado ao terminal receptor das fases 1, 2 e 3, como descrito no esquema abaixo [36]:

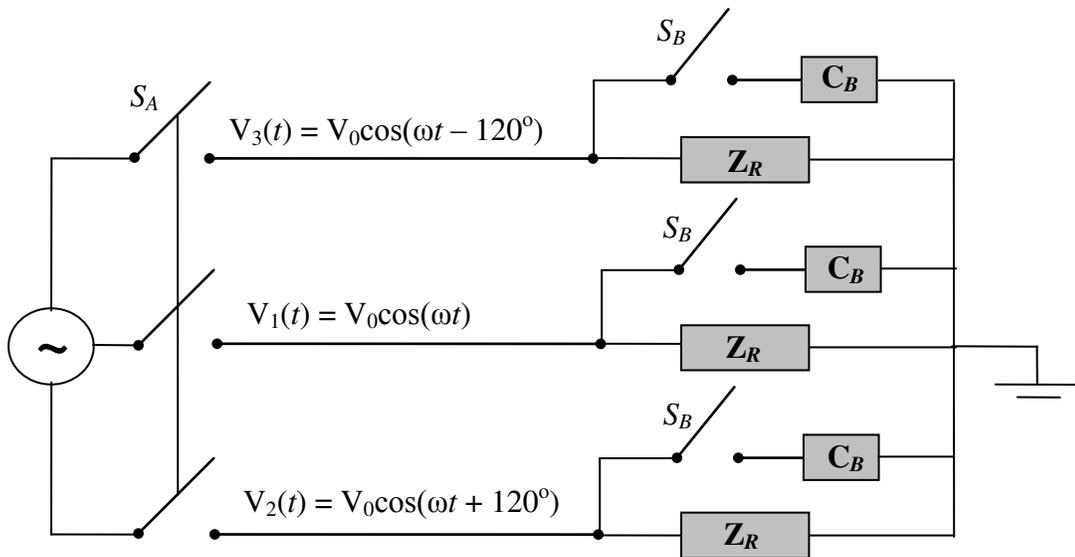


Figura 4.5. Sistema de transmissão conectado à carga e banco de capacitores.

Nas equações das tensões instantâneas de fase, $V_0 = 1$ p.u. A configuração das componentes Z_R descreve uma carga trifásica ligada em estrela, sendo $Z_R = 2000 \Omega$. As impedâncias Z_R e os capacitores C_B estão conectados em paralelo. No instante $t = 0$, a chave trifásica S_A é fechada simultaneamente no terminal emissor da linha, conectando a uma fonte de tensão CA modelada nesse mesmo terminal, como descrito na figura 4.5. Esse procedimento não

é comum nos sistemas de energia atuais, uma vez que os relés e chaves utilizados nos dias atuais são ativados em sincronia com o mínimo de tensão instantânea em cada fase, com o objetivo de minimizar sobretensões transitórias no sistema. No entanto, um chaveamento síncrono entre as três fases, ou seja, ao mesmo tempo, é simulado com base no esquema da figura 4.5. O objetivo desse procedimento é descrever um caso mais enfático das possíveis sobretensões transitórias sobre o sistema, de modo a focar a avaliação do modelo e metodologia propostos até então.

A frequência fundamental do sinal de tensão nas fases é 60 Hz e o trecho de linha considerado é de 100 km, porém, representado por 100 circuitos equivalentes π . Ao final do primeiro ciclo, em $t \approx 16,7$ ms, o banco de capacitores é conectado ao terminal receptor da linha por meio da chave S_B , gerando transitórios de tensão sustentados ao longo de vários ciclos em frequência industrial. Ressaltando que analogamente à operação da chave S_A entre o gerador e o terminal emissor da linha, os capacitores são conectados ao sistema todos ao mesmo tempo [36].

Com base na sequência de operações descritas nos parágrafos anteriores, os transitórios de tensão no terminal receptor do sistema são esboçados na figura 4.5:

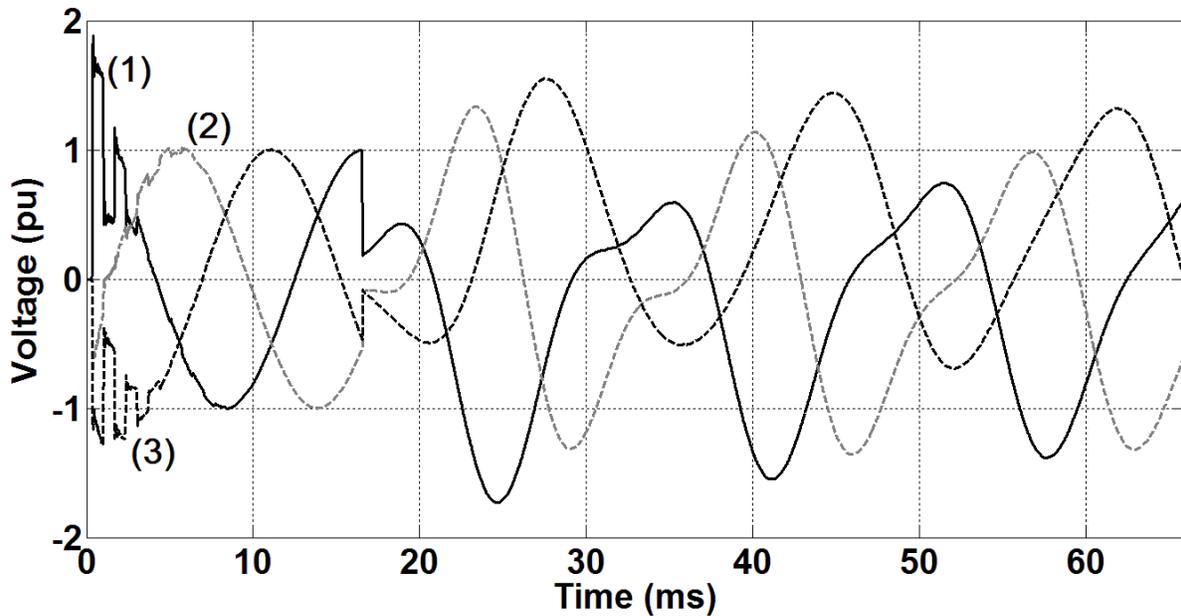


Figura 4.6. Chaveamento da linha seguido pela inserção do banco de capacitores no terminal conectado à carga. Tensões transitórias nas fases 1, 2 e 3.

Na figura abaixo, a janela entre 0 e 30 ms é descrita em maiores detalhes, destacando o momento em que o banco de capacitores é inserido ao terminal receptor da linha, conectado à carga modelada por Z_R .

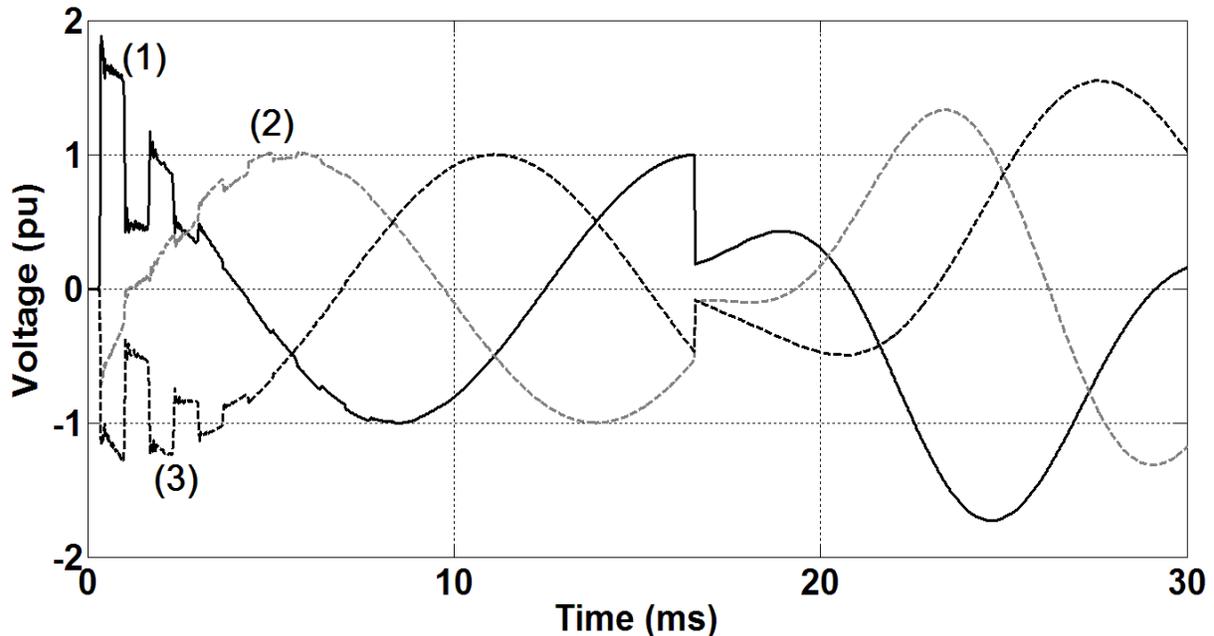


Figura 4.7. Detalhes do chaveamento da linha e inserção do banco de capacitores no terminal conectado à carga. Tensões transitórias nas fases 1, 2 e 3.

As simulações descritas nas figuras 4.6 e 4.7, com base no sistema da figura 4.5, apresentam um exemplo do desempenho e precisão da modelagem e metodologia propostas até então. Verifica-se nos resultados a presença de transitórios com frente de onda íngreme, como o transiente de tensão resultante do chaveamento da linha na chave S, e o exato momento da inserção do banco de capacitores, seguido por um transiente lento e oscilatório, sustentado durante vários milissegundos sobre o sinal fundamental do sistema em 60 Hz.

4.5 Conclusões

O propósito deste capítulo foi validar o método de solução analítico proposto com base em outros modelos já conceituados e avaliar seu desempenho em função do passo de integração.

Primeiramente, com base no Microtran-EMTP, verificou-se que tanto a solução convencional, por meio da regra trapezoidal, quanto a solução proposta nesta tese, apresentam resultados similares. Dessa forma, o método de solução analítico foi validado.

Em seguida, os métodos de solução trapezoidal e analítico são avaliados em função do passo de cálculo. Verificou-se que com um Δt , no mínimo cinquenta vezes acima do convencionalmente indicado na literatura de referência, a solução por meio da regra trapezoidal mostrou-se instável, com oscilações que descaracterizavam o comportamento do transitório estudado. Por outro lado, o método analítico mostrou-se robusto, mesmo com um passo de integração no mínimo duzentas vezes maior que o usualmente considerado na regra trapezoidal.

Tais características, inerentes apenas à solução analítica, possibilitam o desenvolvimento de um algoritmo capaz de simular longos intervalos de tempo, envolvendo vários ciclos em frequência industrial, mas também, simular com precisão transitórios na escala de alguns microsegundos. Todas essas possibilidades são em função de um passo de cálculo constante e amplo o suficiente para não tornar o algoritmo impraticável em termos computacionais.

O desempenho da metodologia em questão foi comprovado primeiramente por meio da simulação dos transitórios eletromagnéticos em um sistema de transmissão ligado a uma carga resistiva conectada ao terminal receptor da linha e a um banco de capacitores. A partir desse exemplo, foi possível avaliar a metodologia proposta na simulação tanto de regime transitório quanto em regime permanente. Ademais, dois elementos foram acoplados a modelagem da linha: a carga resistiva e o banco de capacitores. O primeiro representa um elemento linear em função do tempo, no entanto, o banco de capacitores é conectado a linha logo após a energização da mesma, representando uma operação não linear em função do tempo. Dessa forma, prova-se a capacidade da metodologia proposta na modelagem/simulação de elementos lineares e não lineares acoplados à linha.

No próximo capítulo, a metodologia completa, incluindo o filtro digital FIR integrado à modelagem da linha, será abordada por meio de outros exemplos práticos, avaliando e comprovando o desempenho do algoritmo proposto nesta tese.

Capítulo 5 Análise da Metodologia de Modelagem e Simulação utilizando Filtro Digital

5.1 Introdução

Nos capítulos anteriores, diversos métodos foram propostos para o aprimoramento na modelagem e simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de transmissão. As técnicas propostas vão desde o desacoplamento das fases nos modos de propagação, passando pelo desenvolvimento de um modelo de linhas no domínio do tempo por elementos discretos e, por fim, o desenvolvimento de um método de correção das oscilações espúrias, resultantes da discretização dos parâmetros da linha, por meio da utilização de um filtro digital FIR sobre o vetor de saída $[X]$, associado às tensões e correntes da linha na equação de estado (3.6). A filtragem digital, aplicada à correção das oscilações nos sinais transitórios de tensão e corrente, foi validada no capítulo terceiro por meio da comparação com resultados obtidos pelo ULM. O modelo por equações de estado foi avaliado com base em testes padrões para validação de novos modelos de linhas de transmissão, i.e., teste com terminal receptor em aberto e em curto-circuito. No entanto, esses testes não revelam completamente o desempenho do modelo em situações práticas, ou seja, operações baseadas em casos reais em sistemas de energia elétrica. Portanto, com o objetivo de avaliar o modelo e técnicas propostos, dois casos são estudados ao longo deste capítulo com base em situações aproximadas à real operação em sistemas de transmissão.

No primeiro dos casos, as tensões e correntes de uma linha trifásica de 230 kV são simuladas levando em conta uma carga variável em função do tempo, conectada ao terminal receptor da linha. Em seguida, no segundo caso, considera-se o mesmo sistema de 230 kV submetido a uma operação de manobra no terminal emissor (chaveamento), seguido de um surto de tensão transitória, resultando na abertura das chaves comutadoras nos terminais emissor (fonte de tensão CA) e receptor (carga).

As simulações são realizadas por meio da metodologia de modelagem com e sem a inserção do filtro digital FIR. O procedimento de correção no desacoplamento dos parâmetros das fases, descrito no capítulo 2, é considerado para os dois modelos. O método de integração

analítico é utilizado no modelo por equações de estado, com e sem o filtro, levando em conta um passo de integração de 20 μ s.

5.2 Primeiro Exemplo

Neste primeiro exemplo, considera-se um sistema de 230 kV com base nas descrições da linha de transmissão dada na figura 2.5. O terminal emissor da linha é alimentado por uma fonte de tensão CA de 230 kV, inicialmente desconectada da linha pela chave S_A ($t = 0$). O terminal receptor da linha está conectado a uma carga trifásica resistiva variável com o tempo, modelada por meio de três impedâncias variáveis ligadas em estrela, o que representa um elemento não linear na simulação. O sistema a ser simulado neste exemplo é descrito na figura 5.1:

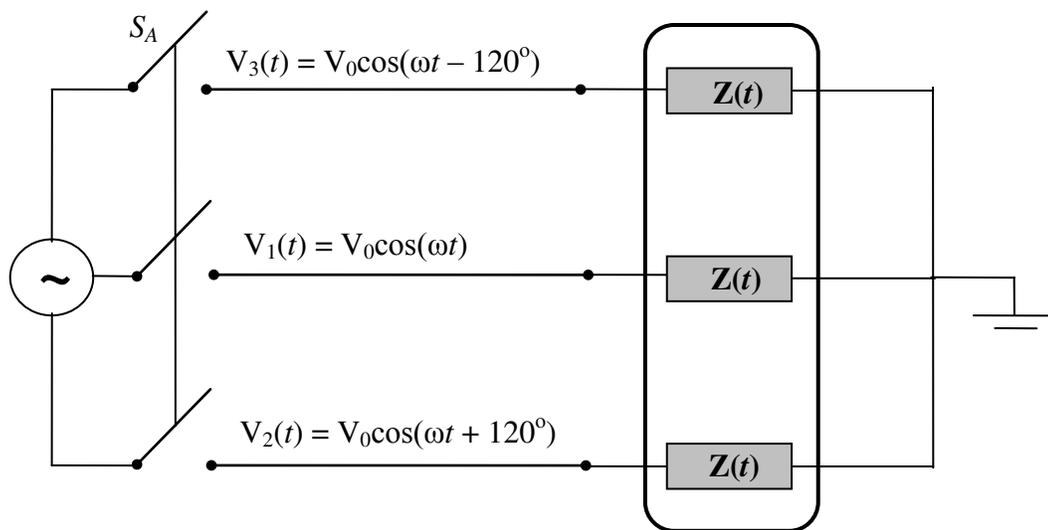


Figura 5.1. Sistema de transmissão conectado a uma carga variável com o tempo.

No instante inicial, a chave S_A encontra-se aberta e para $t > 0$ a chave comutadora é fechada, energizando a linha de transmissão conectada à carga trifásica $3Z(t)$. Após aproximadamente 16 ms de simulação, as características da carga conectada ao terminal receptor é alterada, resultando em outro transitório eletromagnético no sistemas. Esse segundo procedimento representa um elemento não linear na simulação.

As tensões transitórias decorrentes da simulação proposta, com base na figura 5.1, são descritas abaixo:

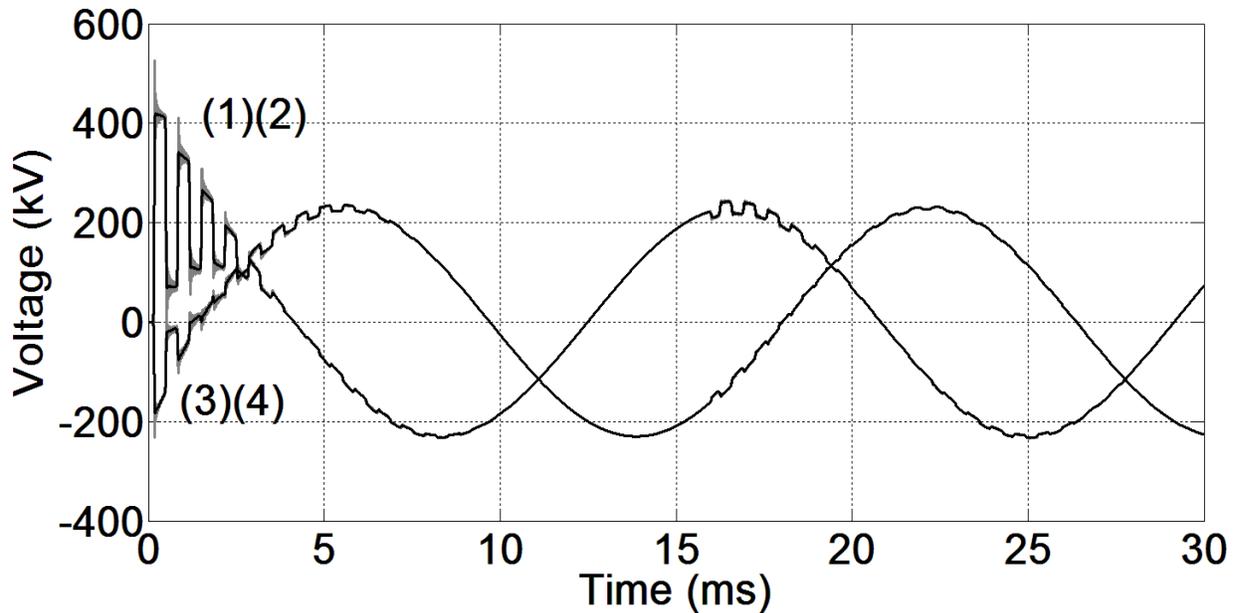


Figura 5.2. Transitórios de tensão resultantes do chaveamento e variação da carga.

Curvas 1 e 2 representam as tensões no terminal receptor da fase 1, obtidas por meio da modelagem por equações de estado com e sem filtragem digital, respectivamente. O perfil de tensão transitório da fase 3 é descrito pelas curvas 3 e 4, por meio da modelagem com e sem filtragem digital, respectivamente. As curvas em tons de cinza claro são relativas à modelagem sem a aplicação do filtro digital e as curvas em preto são obtidas por meio do modelo com filtro digital FIR. A numeração das curvas e descrições acima são adotadas para todas as simulações neste capítulo.

Na figura 5.3, as tensões transitórias resultantes do chaveamento da chave S_A são ressaltadas, mostrando em detalhes as correções resultantes da utilização do filtro digital no tratamento dos sinais de saída.

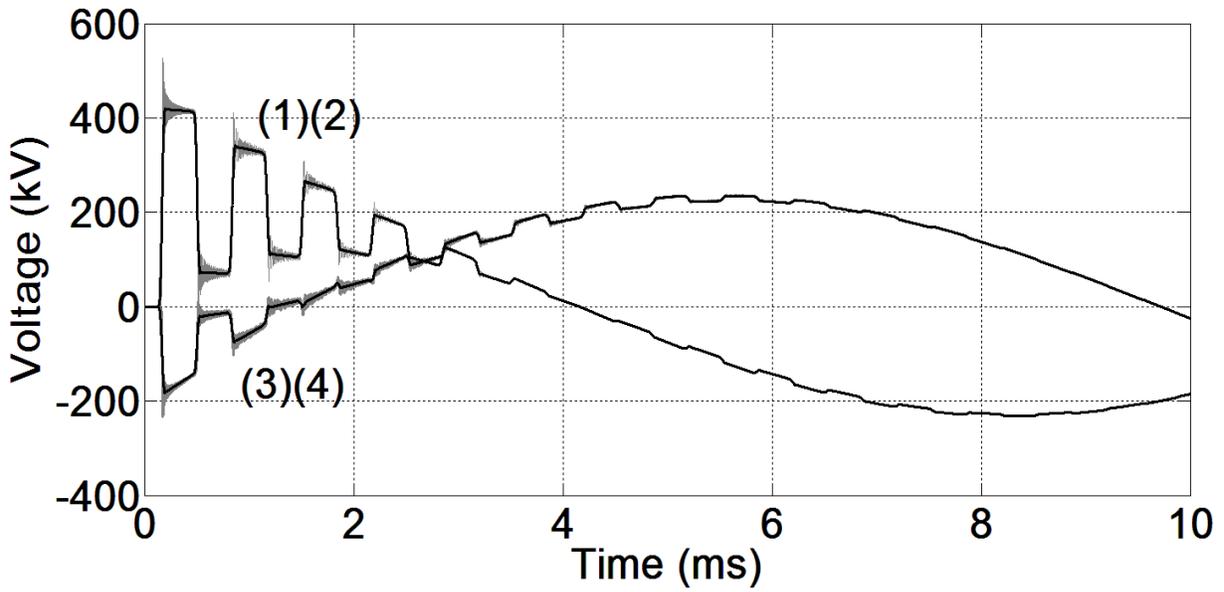


Figura 5.3. Transitórios de tensão resultantes do chaveamento da linha.

Do mesmo modo como na figura 5.3, os transitórios de tensão decorrentes da variação da carga são apresentados com maiores detalhes na figura abaixo:

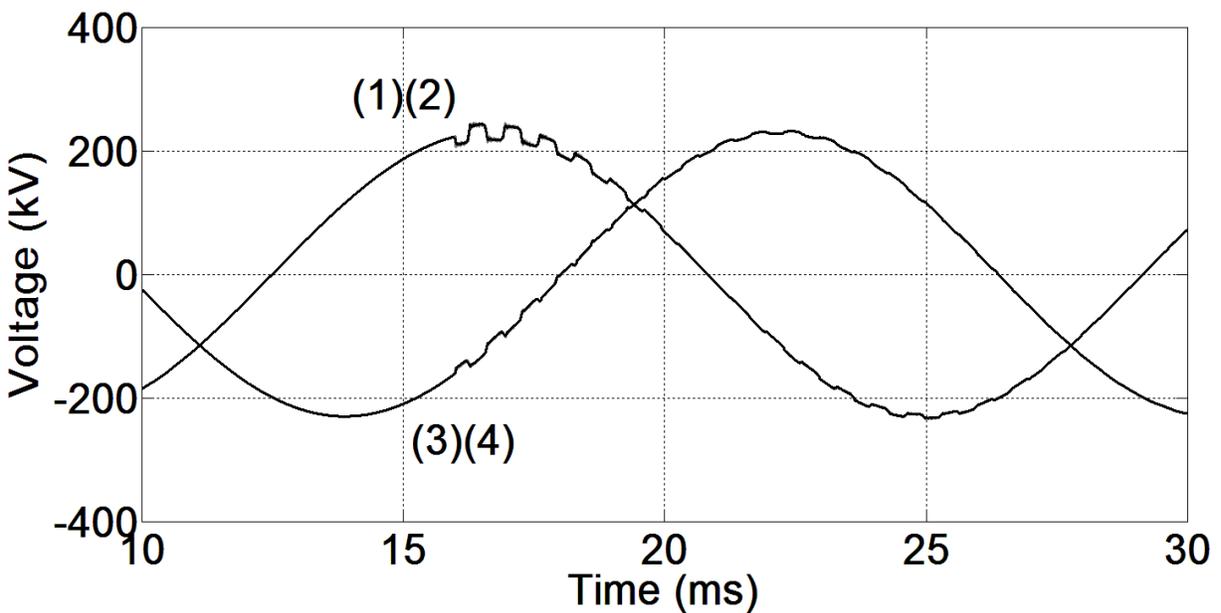


Figura 5.4. Transitórios de tensão resultantes da variação da carga trifásica conectada ao terminal receptor da linha.

Na figura 5.5, o perfil de corrente do sistema em análise é descrito:

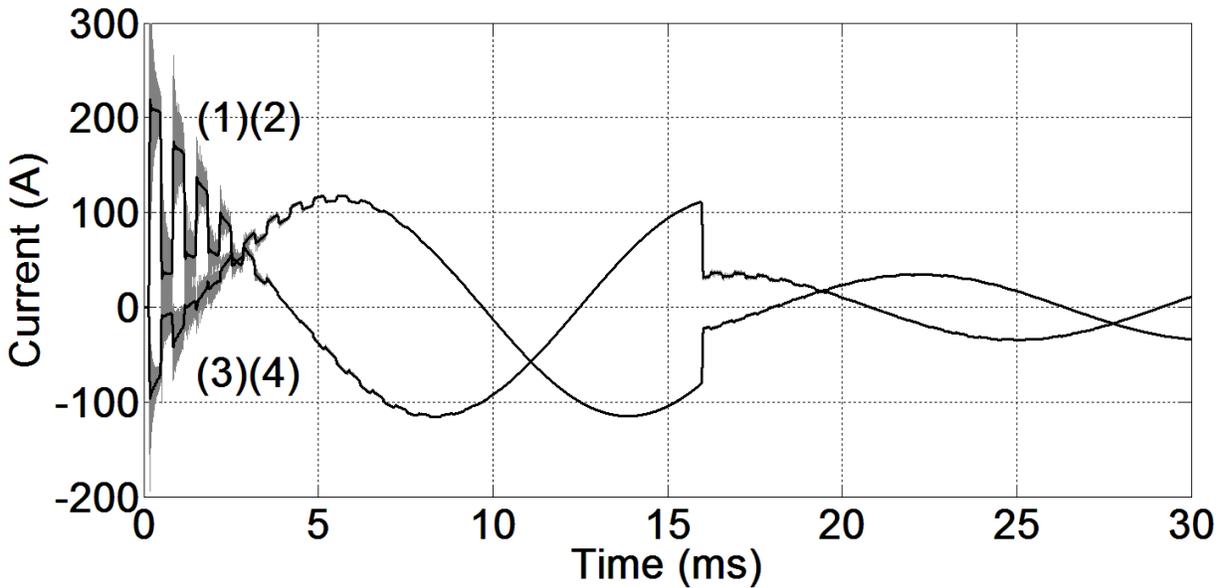


Figura 5.5. Transitórios de corrente resultantes do chaveamento e variação da carga.

Observa-se na figura acima os transitórios de corrente resultantes dos primeiros instantes após o chaveamento da chave S_A e os transitórios devido ao aumento da impedância da carga modelada no terminal receptor da linha. Com a variação de $Z(t)$, próximo de 16 ms após a energização da linha, menores oscilações na tensão são observadas, tal como na figura 5.4. No entanto, a corrente através da carga é reduzida substancialmente, como mostra a figura 5.5.

Uma conclusão importante, que comprova explicitamente o desempenho do modelo com filtro digital integrado, é a ausência de oscilações nos resultados simulados por meio do modelo com filtro. Comparando os resultados apresentados anteriormente aos resultados simulados por meio da modelagem por parâmetros discretos e equações de estado sem a utilização do filtro FIR, pode-se concluir que as oscilações foram praticamente eliminadas. A figura 5.6, em seguida, mostra em detalhes os transitórios de corrente resultantes da energização da linha nas fases 1 e 3. Relembrando as denominações anteriores, as curvas 1 e 3 (em preto) representam os transitórios nas fases 1 e 3 a partir do modelo com filtro digital FIR, respectivamente, enquanto que as curvas 2 e 4 (em escala de cinza) são os transitórios nas fases 1 e 3, respectivamente, a partir do mesmo modelo sem o tratamento digital do sinal de saída utilizando o filtro FIR.

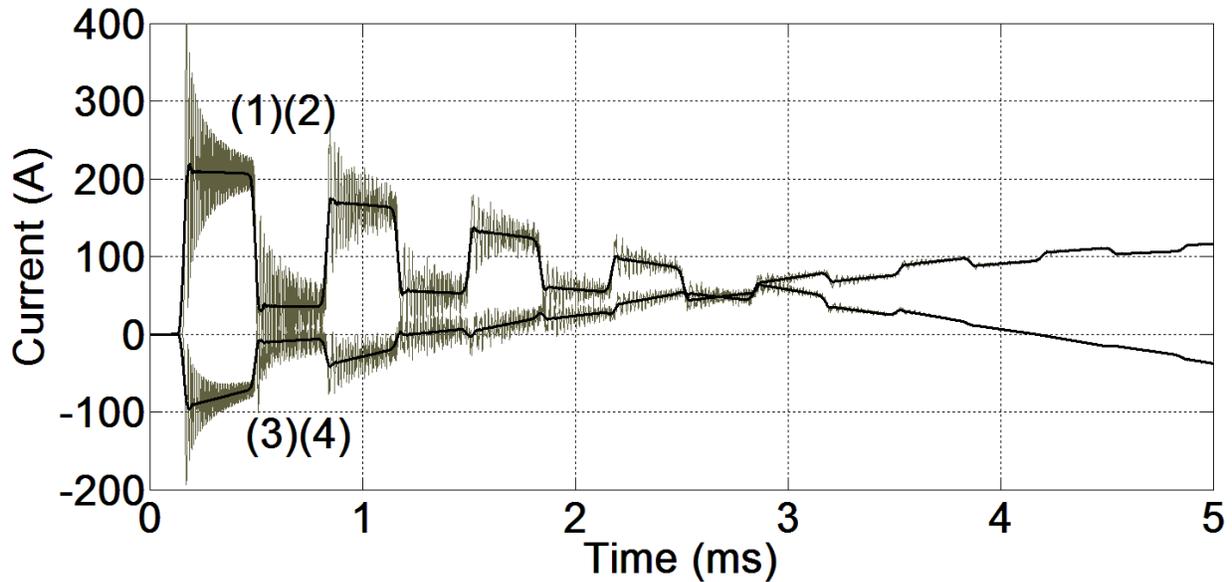


Figura 5.6. Transitórios de corrente resultantes do chaveamento da linha.

Nos resultados mostrados na figura acima, verifica-se que no modelo sem a utilização do filtro FIR, o pico de corrente máximo registrado chega a aproximadamente 50% acima do valor registrado por meio do mesmo modelo com filtro digital integrado à modelagem (como observado na primeira reflexão de onda de corrente na fase 1, descrita pela curva 2, em escala de cinza). Ressaltando que os valores obtidos por meio do modelo por equações de estado com filtro digital integrado representam a referência exata para o comportamento do transitório em questão, uma vez que os mesmos foram previamente validados com base nos resultados simulados fazendo uso do ULM, como estudado no capítulo 3.

5.3 Segundo Exemplo

No exemplo seguinte, considera-se a mesma linha de transmissão anterior, com base no sistema na estrutura de 440 kV dada na figura 2.5. No entanto, as simulações são realizadas levando em conta uma fonte CA de 230 kV nominal desconectada do terminal emissor da linha pela chave S_A no instante $t = 0$. As tensões instantâneas de fase relativas à fonte CA são denominadas por $V_1(t)$, $V_2(t)$ e $V_3(t)$, tal como descrito no esquema da figura abaixo:

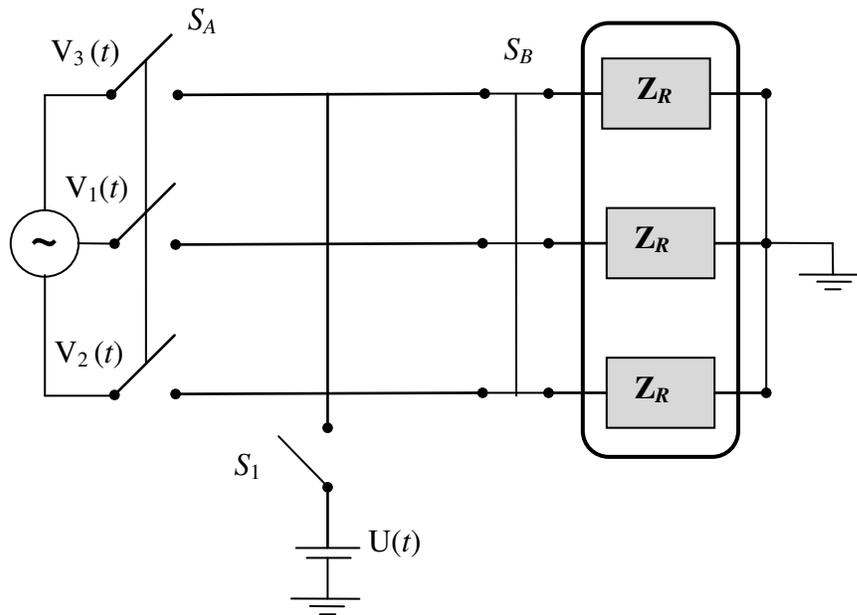


Figura 5.7. Sistema de transmissão conectado a uma carga resistiva sujeito a um transitório de tensão impulsivo no meio da linha.

A partir do esquema na figura 5.7, um chaveamento é simulado no terminal emissor da linha decorrente do fechamento da chave comutadora S_A . Em sequência, após aproximadamente um ciclo em frequência industrial, aplica-se um surto de tensão impulsivo exatamente no meio da linha, sendo o mesmo modelado por meio da fonte de tensão $U(t)$ e a chave S_1 . Em aproximadamente 1 ms após o surto de tensão, o sistema de proteção da linha atua, abrindo o terminal receptor conectado à carga resistiva trifásica $3Z_R$, ligada ao sistema por meio da chave S_B .

Em sequência, as tensões no terminal receptor das fases 1 e 3, simuladas a partir do modelo sem utilizar o filtro FIR, são apresentadas com base no sistema e operações descritas na figura 5.7:

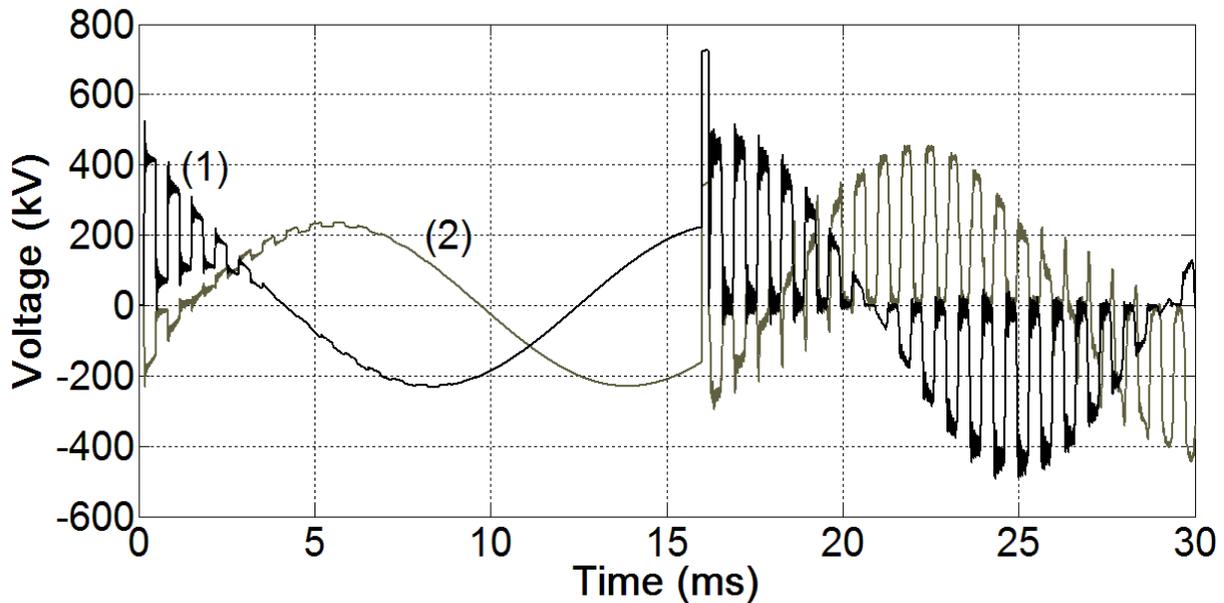


Figura 5.8. Transitórios de tensão resultantes do chaveamento e posterior abertura do terminal receptor da linha: fases 1 (curva 1) e 3 (curva 2), sem a inclusão do filtro FIR na modelagem.

Assim como no primeiro exemplo, o transitório observado entre 0 e 10 ms é resultante do chaveamento da linha no terminal emissor, conectado a fonte de tensão CA. Em aproximadamente 16 ms, um impulso de tensão é aplicado a um ponto qualquer situado no meio da linha, resultando em uma sobretensão no terminal receptor conectado a carga trifásica, modelada pelas impedâncias representadas pelo termo Z_R . Logo após a incidência do impulso de tensão, o terminal receptor da linha é aberto por meio da chave S_B , resultando em um transitório de tensão sustentado ao longo de muitos ciclos em frequência fundamental. Esse comportamento é natural, uma vez que os coeficientes de reflexão de onda de tensão no terminal conectado a fonte CA e no terminal receptor da linha (após a abertura da chave S_B) é unitário. As sucessivas reflexões de ondas após a abertura da linha são sustentadas durante vários segundos devido à pequena atenuação característica do meio de propagação, ou seja, ao longo do conjunto de condutores que compõe o sistema. Vale destacar ainda que a não modelagem das torres favorece uma menor atenuação das ondas viajantes ao longo da linha [4].

A mesma simulação realizada com base no sistema da figura 5.7, por meio da modelagem sem o filtro digital integrado, cujos resultados foram descritos na figura anterior, é em sequência

realizada por meio da mesma modelagem levando em conta o processamento dos sinais de saída utilizando o filtro FIR. Os transitórios de tensão são apresentados na figura abaixo:

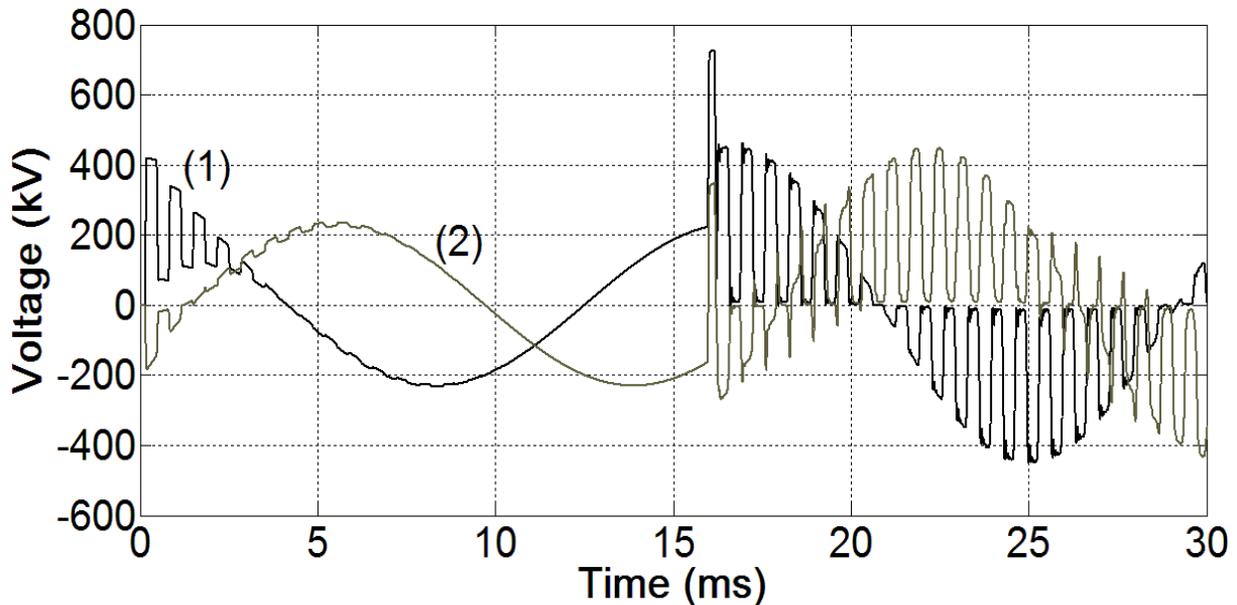


Figura 5.9. Transitórios de tensão resultantes do chaveamento e posterior abertura do terminal receptor da linha: fases 1 (curva 1) e 3 (curva 2), com a inclusão do filtro FIR na modelagem.

Observa-se, comparando os resultados nas figuras 5.8 e 5.9, que o modelo no espaço de estados fazendo uso do filtro digital elimina as oscilações espúrias intrínsecas ao tipo de modelagem abordado. Em detalhes, observa-se nos três transientes ao longo da simulação (chaveamento, impulso de tensão e sucessivas reflexões resultantes da abertura do terminal receptor da linha) que as oscilações são minimizadas significativamente com a utilização da filtragem digital no processamento dos sinais de saída, i.e., nos transientes simulados no terminal receptor da linha.

A corrente no terminal receptor da fase 1 é simulada por meio do modelo por equações de estado com e sem o filtro digital, os resultados são comparados na figura 5.10:

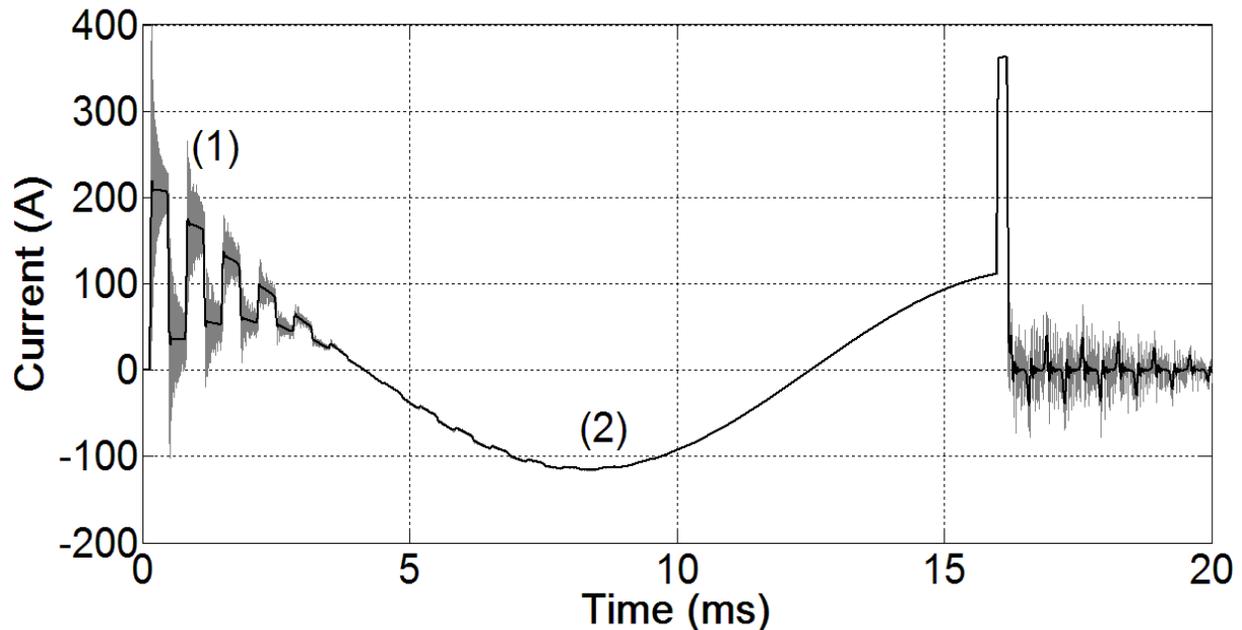


Figura 5.10. Transitórios de corrente resultantes do chaveamento e posterior abertura do terminal receptor da linha: modelo sem filtro FIR (curva 1) e com filtro FIR (curva 2).

Com base nos resultados apresentados na figura acima, é possível verificar novamente o desempenho do modelo utilizando o filtro FIR. Observa-se que as oscilações relativas ao modelo sem filtragem digital são praticamente eliminadas no modelo com filtro FIR.

5.4 Conclusões

O modelo proposto foi testado com e sem a inserção do filtro digital FIR, levando em conta elementos não lineares nas simulações. Os resultados obtidos por meio do modelo por equações de estado, com filtro digital integrado, representam o resultado final do conjunto de técnicas desenvolvidas nos capítulos anteriores.

Com base nos resultados analisados a partir dos dois exemplos apresentados neste capítulo, verificou-se que o filtro digital aplicado ao vetor de estado $[X]$, na equação (3.6), mostra-se robusto e eficiente na eliminação das oscilações espúrias intrínsecas aos modelos por parâmetros discretos (cascata de circuitos π), mesmo com a presença de elementos lineares e não lineares acoplados à linha de transmissão.

O filtro FIR integrado à modelagem por equações de estado trata-se de um procedimento pós-processado, i.e., é aplicado na correção das tensões e correntes após a simulação. Dessa forma, não resulta em um custo computacional significativamente maior se comparado ao modelo sem a utilização do filtro. Tal procedimento é amplamente utilizado e conhecido na teoria aplicada a processamento digital de sinais, no entanto, representa uma contribuição original tratando-se da modelagem de sistemas de potência.

As equações de estado referentes aos modelos com e sem o filtro FIR são solucionadas a partir do método analítico de integração, como descrito no capítulo 4, levando em conta um passo de cálculo de 20 μ s. Esse mesmo tempo de simulação torna-se impraticável por meio da regra trapezoidal, usualmente aplicada com um passo de cálculo de 0,1 μ s, como considerado na grande maioria das referências citadas.

De forma geral, conclui-se que o modelo e conjunto de técnicas, para minimizar os erros característicos dos vários estágios da modelagem, mostram-se precisos, robustos e eficientes do ponto de vista computacional, levando em conta que o modelo utiliza um passo de cálculo grande, reduzindo consideravelmente o volume de iteração na integração das equações de estado.

Capítulo 6 Conclusão

Uma modelagem de linhas de transmissão e um conjunto de métodos aprimorados para mitigar os erros resultantes do modelo em questão foram apresentados nesta tese. Tanto o modelo de linha quanto o conjunto de técnicas aplicadas para o aprimoramento do algoritmo de modelagem e simulação são resultantes de uma série de artigos técnicos publicados recentemente pelo autor e por outras contribuições dadas por outros autores, adequadamente citadas nas referências bibliográficas.

O algoritmo de modelagem e simulação foi fragmentado em diversos estágios e com base no estudo isolado de cada estágio, um conjunto de técnicas foi proposto, eliminando os erros resultantes da modelagem por equações de estado e fazendo uso de técnicas de desacoplamento modal das fases. Outra técnica utilizada na melhoria do algoritmo em questão, aplica-se à mitigação das oscilações de Gibbs, intrínsecas à modelagem por parâmetros e funções discretizadas [2, 14]. Por meio de um filtro digital do tipo FIR, aplicado ao vetor de saída composto pelas tensões e correntes ao longo da linha, foi possível eliminar quase que totalmente as oscilações espúrias características do modelo de linha no espaço de estados [37].

Em princípio, vale destacar que o "algoritmo de modelagem e simulação", citado diversas vezes ao longo da tese, é composto pelas seguintes etapas: desacoplamento dos parâmetros elétricos das fases nos modos de propagação, modelagem dos modos de propagação por meio de elementos discretos e equações de estados e, por fim, simulação dos transitórios eletromagnéticos no domínio dos modos e subsequente conversão dos resultados para o domínio das fases.

O primeiro método de correção, logo no início do algoritmo, aplica-se à decomposição modal das fases. Por meio de uma análise com base na referência bibliográfica sobre o assunto, foi possível constatar que o uso da matriz de Clarke na decomposição modal da linha é responsável pelos erros observados nas simulações. Ao contrário do senso comum, como descrito em todas as referências previamente estudadas, o erro resultante do uso de uma matriz de transformação modal aproximada não é produto do acúmulo dos erros ao longo das diversas transformações modais no algoritmo, mas sim, um erro pontual no início do algoritmo e propagado através do mesmo ao longo das sucessivas transformações modais. A forma mais

simples de lidar com essa imprecisão é corrigi-la também de forma pontual. Propõe-se a utilização da matriz exata apenas no desacoplamento dos parâmetros da linha nos modos de propagação exatos, que por sua vez são modelados diretamente no domínio do tempo por *vector fitting*. Em sequência, as sucessivas transformações modais aplicadas aos valores de tensão e corrente de entrada e saída do sistema são realizadas por meio da matriz de Clarke, pois os erros foram previamente eliminados logo no início do algoritmo, no processo de desacoplamento modal da linha [29, 30].

Por meio de simulações no domínio do tempo, no capítulo 2, foi possível provar a eficácia do método de correção modal proposto, ao contrário de outros métodos de correção previamente propostos, avaliados de forma inconclusiva no domínio da frequência em função dos autovalores e autovetores da matriz de transformação exata [31, 32].

O modelo por equações de estado desenvolvido no capítulo 3, aliado ao método de integração analítico (capítulo 4), resulta em uma modelagem híbrida capaz de simular transitórios rápidos/impulsivos e transitórios lentos/oscilatórios sustentados ao longo de vários ciclos na frequência fundamental do sistema. O efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais é levado em conta e a modelagem de dispositivos de potência e fenômenos eletromagnéticos não lineares, junto à representação por cascata de circuitos π , são facilmente desenvolvidas e inseridas nas matrizes de estado, com base em elementos R, L e C constantes ou variáveis em função do tempo. Como discutido nos três primeiros capítulos, praticamente todos os dispositivos aplicados a sistemas de energia elétrica (e.g. transformadores, relés, capacitores, motores, para-raios, entre muitos outros) e fenômenos eletromagnéticos os quais esses sistemas estão sujeitos (e.g. corona, descarga disruptiva na cadeia de isoladores, descargas atmosféricas, tensões induzidas, entre outros) são bem conhecidos e de fácil modelagem em termos de elementos R, L e C no domínio do tempo. Por outro lado, essa mesma assertiva não é válida no domínio da frequência, o que torna a modelagem de sistemas e linhas de transmissão muitas vezes inviável em termos teóricos e práticos.

Quanto às conclusões sobre o modelo proposto por equações de estado, o mesmo mostrou-se robusto nos testes com terminal receptor da linha em aberto e em curto-circuito. Nas simulações envolvendo a modelagem e inserção de diversos elementos não lineares ao longo da

linha, a modelagem por equações de estado mostrou-se versátil e com resultados coerentes aos esperados.

Como etapa complementar, um método de correção das oscilações espúrias, intrínsecas aos modelos por elementos discretos, foi proposto fazendo uso da teoria aplicada ao processamento de sinais por meio de filtros digitais. O processo de mitigação das oscilações de alta frequência no sinal de saída do algoritmo de simulação foi realizado por meio do pós-processamento dos elementos do vetor de estado $[X]$, utilizando um filtro digital do tipo FIR. Com base nos resultados mostrados no capítulo quinto, observou-se um ótimo desempenho do método de correção com base na comparação da modelagem por equações de estado proposta com e sem a aplicação do filtro FIR. O método utilizando o filtro elimina praticamente todas as oscilações nas tensões e correntes contidas no vetor $[X]$, sem aumento significativo do custo computacional do algoritmo de modelagem e simulação.

De forma geral, esta tese tratou de diversos tópicos ligados à modelagem de linhas de transmissão, propondo em cada um deles técnicas que podem melhorar a precisão dos resultados finais, ou seja, das simulações. Embora a abordagem seja ampla, é necessário um conhecimento aprofundado sobre cada um desses tópicos para proposta de novas técnicas ou melhorias, que resultam em um melhor desempenho e precisão no algoritmo como um todo.

Referências Bibliográficas

- [1] Dommel H. W. "Digital computer solution of electromagnetic transients in single- and multiphase networks", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, n. 4, pp. 388-399, 1969.
- [2] Budner A. "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, 1970.
- [3] Carson J. R. "Wave propagation in overhead wires with ground return". *Bell Sys. Tech. Journal*, vol. 5, pp. 539-554, 1926.
- [4] Fuchs R. D. "Transmissão de energia elétrica: linhas aéreas; teoria das linhas em regime permanente", 2. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1979.
- [5] Snelson J. K. "Propagation of travelling waves on transmission lines: frequency dependent parameters", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-91, pp. 85-91, 1972.
- [6] Neyer W. S., Dommel H. W. "Numerical modeling of frequency-dependent transmission-line parameters in an electromagnetic transients program", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, n. 5, pp. 1401-1409, 1974.
- [7] Semlyen A., Dabuleanu A. "Fast and accurate switching transient calculations on transmission lines with ground return using recursive convolutions", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-94, pp. 561-571, 1975.
- [8] Semlyen S. "Contributions to the Theory of Calculation of Electromagnetic Transients on Transmission Lines with Frequency Dependent Parameters", *IEEE PES Summer Meeting*, 1979.

- [9] Martí J. R. "Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations ", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, n. 1, pp. 147-155, 1982.
- [10] Martí L. "Simulation of transients in underground cables with frequency-dependent modal transformation matrices", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 3, n. 3, pp. 1099-1110, 1988.
- [11] Gustavsen B., Semlyen A. "A combined phase and modal domain calculation of transmission line transients based on vector fitting", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 3, n. 2, pp. 596-604, 1998.
- [12] Gustavsen B., Semlyen A. "A rational approximation of frequency domain responses by vector fitting", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 4, n. 3, pp. 1052-1061, 1999.
- [13] Morched A., Gustavsen B., Tartibi M. "A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 14, n. 3, pp. 1032-1038, 1999.
- [14] Gómez P., Uribe F. A. "The numerical Laplace transform: an accurate technique for analysing of electromagnetic transients on power system devices". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 31, n. 2-3, pp. 116-123, 2008.
- [15] Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J., Bovolato L. F. "Parâmetros discretos e distribuídos para o estudo de transitórios eletromagnéticos". XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA, Bonito, MS, 2010.
- [16] Day S. J., Mullineux N., Reed J. R. "Developments in obtaining transient response using Fourier transforms. Part I: gibbs phenomena and Fourier integrals". *International Journal of Electrical Engineering Education*, vol. 3, pp. 501-506, 1965.

- [17] Wedepohl L. M. "Power system transients: errors incurred in the numerical inversion of the Laplace transform. Proceeding of the 26th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Puebla, Mexico, 1983.
- [18] Mamis M. S., Nacaroglu A. "Transient voltage and current distributions on transmission lines". *IEE Proc. General Transmission and Distribution*, vol. 149, n. 6, pp. 705-712, 2003.
- [19] Mamis M. S. "Computation of electromagnetic transients on transmission lines with nonlinear components". *IEE Proc. General Transmission and Distribution*, vol. 150, n. 2, pp. 200-203, 2003.
- [20] Mácias J. A. R., Expósito A. G., Soler A. B. "A Comparison of techniques for state-space transient analysis of transmission lines". *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 20, n. 2, pp. 894-903, 2005.
- [21] Kurokawa S., Yamanaka F. N. R., Prado A. J., Bovolato L. F., Pissolato J. "Representação de linhas de transmissão por meio de variáveis de estado levando em consideração o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais". *Revista Controle & Automação*, vol. 18, pp. 337-346, 2007.
- [22] Kurokawa S., Yamanaka F. N. R., Prado A. J., Pissolato J. "Inclusion of the frequency effect in the lumped parameters transmission line model: state space formulation". *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 1155-1163, 2009.
- [23] Tavares M. C., Pissolato J., Portela C. M. "Quasi-modes multiphase transmission line model". *Electric Power Systems Research*, vol. 49, n. 3, pp. 159-167, 1999.
- [24] Ramírez A., Naredo J. L., Moreno P., Guardado L. "Electromagnetic transients in overhead lines considering frequency dependence and corona effect via the method of characteristics". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 23, n. 3, pp. 179-188, 2001.

- [25] Gutiérrez J. A., Moreno P., Naredo J. L., Gutiérrez J. C. "Fast transients analysis of nonuniform transmission lines through the method of characteristics". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 24, n. 9, pp. 781-788, 2002.
- [26] Moreno P., Gómez P., Naredo J. L., Guardado J. L. "Frequency domain transient analysis of electrical networks including non-linear conditions". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 27, n. 2, pp. 139-146, 2005.
- [27] Dávila M., Naredo J. L., Moreno P., Gutiérrez J. A. "The effects of non-uniformities and frequency dependence of line parameters on electromagnetic surge propagation". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 28, n. 3, pp. 151-157, 2006.
- [28] Dommel H. W. *Electromagnetic transients program reference manual* (EMTP theory book). Vancouver, BC, Canadá, 1989.
- [29] Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Proposal of a simplified process to correct the phase decoupling using modal analysis". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.
- [30] Costa E. C. M., Kurokawa S., Pinto A. J. G., Pissolato J. "Rotina simplificada para correção dos erros decorrentes do desacoplamento modal na modelagem de sistemas elétricos trifásicos". IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, Goiânia, GO, 2012.
- [31] Prado A. J., Kurokawa S., Pissolato J., Bovolato L. F. "Step by step analyses of Clarke's matrix correction procedure for untransposed three-phase transmission line cases". IEEE/PES General Meeting, Minneapolis, Minnesota, EUA, 2010.
- [32] Prado A. J., Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J., Bovolato L. F. "Time domain analyses for three-phase lines with corrected modal transformation matrices". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.

- [33] Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J., Prado A. J., Bovolato L. F. "Proposal of a transmission line model based on lumped elements: an analytic solution". *Electric Power Components & Systems*, vol. 38, pp. 1577-1594, 2010.
- [34] Costa E. C. M., Kurokawa S., Prado A. J., Pissolato J. "Proposal of an alternative transmission line model for symmetrical and asymmetrical configurations". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 33, pp. 1375-1383, 2011.
- [35] Kurokawa S., Costa E. C. M., Brandt I. S., Pissolato J. "New approach to four-phase transmission systems: analysis of the transient response and the possible voltage surges". *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 6, pp. 387-394, 2012.
- [36] Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J., Prado A. J. "Efficient procedure to evaluate electromagnetic transients on three-phase transmission lines". *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 4, pp. 1069-1081, 2010.
- [37] Costa E. C. M., Kurokawa S., Shinoda A. A., Pissolato J. "Digital filtering of oscillations intrinsic to transmission line modeling based on lumped parameters". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, pp. 908-915, 2013.
- [38] Silva R. C., Costa E. C. M., Kurokawa S., Pissolato J. "Mutual coupling modeling in transmission lines directly in the phase domain". IEEE Electrical Power and Energy Conference - EPEC, Winnipeg, Manitoba, Canadá, 2011.
- [39] Silva R. C., Kurokawa S., Costa E. C. M., Pissolato J. "Development of a simplified transmission line model directly in the phase domain". IEEE/PES General Meeting, San Diego, California, EUA, 2012.
- [40] Wedephol L. M., Nguyen H. V., Irwin G. D. "Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method". *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 11, n. 3, pp. 1538-1546, 1996.

- [41] Tavares M. C., Pissolato J., Portela C. M. "Mode domain multiphase transmission line model-use in transient studies". *IEEE Trans. Power Delivery*, vol.14, pp.1533-1544. 1999.
- [42] Oppenheim A. V., Schafer R. W. "Discrete-time signal processing", 2. ed. New Jersey: Prentice Hall-Englewood Cliff, 2009.
- [43] Arian P., Saramaki T., Fam T. "An alternative approach for generating linear-phase FIR filters from IIR-like blocks in cascade". The 3rd International IEEE-NEWCAS Conf., Quebec City, Canadá, 2005.
- [43] Djedid A. K., Lawson S. S. "Design of doubly complementary filters with approximate linear phase". *IEE Proc. Vision, Image and Signal*, vol. 147, n. 2, pp.103-108, 2000.
- [44] Diniz P. S. R., Silva E. A. B., Netto S. L. "Digital signal processing", 2. ed. Cambridge University Press, 2010.