

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Inclusão do Efeito Corona em Modelos de Linhas de
Transmissão Bifásica Utilizando a Técnica de
Variáveis de Estado”**

GERMANO FERREIRA WEDY

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Kurokawa

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia - UNESP – Campus de Ilha
Solteira, para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP
Julho/2009

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação/Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP-Ilha Solteira

W392i	<p data-bbox="352 1341 608 1366">Wedy, Germano Ferreira.</p> <p data-bbox="352 1375 1214 1462">Inclusão do efeito corona em modelos de linhas de transmissão bifásica utilizando a técnica de variáveis de estado / Germano Ferreira Wedy. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2009 116 f. : il., color.</p> <p data-bbox="352 1496 1283 1556">Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2009</p> <p data-bbox="389 1594 683 1619">Orientador: Sérgio Kurokawa</p> <p data-bbox="389 1628 632 1653">Bibliografia: p. 113-116</p> <p data-bbox="352 1693 1343 1783">1. Energia elétrica – Transmissão. 2. Corona (Eletricidade). 3. Linhas de transmissão – Modelos. 4. Análise de transitórios eletromagnéticos. 5. Parâmetros dependentes da frequência. 6. Efeito corona. 7. Energia elétrica – Distribuição – Alta tensão.</p>
-------	--

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Inclusão do Efeito Corona em Modelos de Linhas de Transmissão Bifásica Utilizando a Técnica de Variáveis de Estado

AUTOR: GERMANO FERREIRA WEDY
ORIENTADOR: Prof. Dr. SERGIO KUROKAWA

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. SERGIO KUROKAWA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. LUIZ FERNANDO BOVOLATO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. LOURENÇO MATIAS
Escola de Engenharia Elétrica e de Computação / Universidade Federal de Goiás

Data da realização: 27 de julho de 2009.

*Dedico aos meus pais, Adair
e Maria Elúzia, e as minhas
irmãs, Gláucia e Naiara.*

Agradecimentos

A Deus primeiramente, pois sem Ele nada disso teria se concretizado, pois foi Ele que estava presente nos momentos mais difíceis.

Aos meus pais, Adair Soares Wedy e Maria Elúzia Ferreira Wedy, por serem meu porto seguro e por terem me dado todo o afeto amoroso e apoio estrutural que precisei em minha formação acadêmica e de vida, por terem sempre acreditado em mim.

As minhas irmãs Gláucia Ferreira Wedy e Naiara Ferreira Wedy por minhas grandes amigas em todos os momentos em que precisei.

Aos meus familiares Vanderlei, Vânia, Thays, Tatiana e Douglas por serem minha família nos momentos que em a minha estava longe.

Ao Prof. Dr. Sérgio Kurokawa, por esses quatro anos de convivência e trabalho, dois anos na graduação onde aprendi o que é pesquisar com qualidade, e dois anos na pós-graduação, onde a paciência dele foi um grande fator para a conclusão dessa dissertação.

Aos meus amigos de república, Gabriel (Buneko), Luis Fernando (Calango), Junior, Anderson (Cido), Caio (Capeta), Luiz e Augusto pela grande amizade e alegria que me proporcionaram.

Aos grandes amigos de faculdade e pós, Fábio Norio, Renan, João Roberto (Deroco), Marco Aurélio (Nagai), pois foram grandes companheiros nos momentos de estudo e descontração.

Ao grande amigo Eduardo Costa, pela ajuda em algumas correções em artigos e na dissertação.

Aos Prof. Dr. José Paulo Fernandes Garcia e Prof. Dr. Afonso J. Prado pela participação na banca e pelas sugestões e questionamentos para melhoria deste trabalho.

E a Fundação de Amparo à Pesquisa pela bolsa de Mestrado durante o desenvolvimento do trabalho.

“O coração do homem pode fazer planos,
mas a resposta certa vem do Senhor”

(Provérbios 16:1)

RESUMO

O objetivo deste projeto é o desenvolvimento de um modelo de linha de transmissão bifásica diretamente no domínio do tempo, que leve em consideração o efeito corona e o efeito da frequência sobre seus parâmetros longitudinais, utilizando os conceitos de variáveis de estado. Os parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão dependentes da frequência serão sintetizados por meio de funções racionais pelo método do Vector Fitting. Em seguida, as funções racionais que descrevem o comportamento dos parâmetros longitudinais serão associadas com um circuito elétrico equivalente, que será inserido em cada um dos circuitos π . Para a validação do modelo desenvolvido levando em consideração o efeito da frequência o mesmo foi comparado com o programa de estudo de transitórios eletromagnético Micotran do tipo EMTP. Utilizando o modelo matemático desenvolvido foi possível inserir através das equações de *Gary* e de *Skilling-Umoto*, o efeito corona nas simulações de transitórios eletromagnético. Ao término do projeto, apresenta-se um modelo matemático de uma linha de transmissão que leva em conta o efeito da frequência e o efeito corona. Tal modelo não necessita dos programas do tipo EMTP para simulação de transitórios em linhas de transmissão.

Palavra-Chave: Transitórios eletromagnéticos, efeito corona, parâmetros dependentes da frequência, domínio do tempo, linha de transmissão, parâmetros da linha de transmissão, variáveis de estado.

ABSTRACT

The objective of this work is to implement a computational model of two-phase transmission line directly in the time domain, which takes into account the corona effect and the effect of frequency on its longitudinal parameters, using the concepts of state variables. The longitudinal parameters of a frequency dependent transmission line are synthesized by rational functions using the Vector Fitting method. Then, the rational functions that describe the behavior of the longitudinal parameters will be associated with an equivalent electrical circuit, which is inserted in every circuit π . Validating the model developed taking into account the effect of frequency, this model was compared to the Micotran program, a EMTP (Electromagnetic Transient Program) type program that is used for transient analyses in electrical networks. Through the developed mathematical model, it enters, through the equations of Gary and Skilling-Umoto, the corona effect in simulations of electromagnetic transients. At the end of the project, it is obtained a mathematical model of a transmission line that takes into account the effect of frequency and the corona effect. This model does not need the EMTP type programs for transient simulations in transmission lines.

Keywords: Electromagnetic transients, Corona effect, frequency dependent parameters, time domain, transmission lines, transmission line parameters, state-space methods.

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Efeito corona em linhas aéreas de transmissão de energia elétrica

1.1 – Considerações gerais a respeito do efeito corona	11
1.2 – Efeito corona em linhas de transmissão de energia elétrica	11
1.3 – Conclusão	14

Capítulo 2 – Modelagem de linhas aéreas de transmissão de energia elétrica

2.1 – Introdução	15
2.2 – Representação da linha de transmissão considerando os parâmetros discretos	15
2.2.1 – Representação através de cascata de circuitos π considerando os parâmetros da linha constantes	16
2.2.2 – Inserção do efeito da frequência na cascata de circuitos π	18
2.3 – Representação por equações de estado levando em consideração o efeito da frequência.	20
2.3.1 – Linha representada por um circuito π	20
2.3.2 – Linha representada por uma cascata com n circuitos π	22
2.4 – Conclusão	24

Capítulo 3 – Aproximação dos parâmetros da linha de transmissão por meio de funções racionais

3.1 – Introdução	26
3.2 – Conceitos básicos	26
3.3 – Vector Fitting	27
3.3.1 – Cálculo dos resíduos e do termo d	28
3.3.2 – Cálculo dos pólos de $f(s)$	31
3.4 – Ajuste das impedâncias longitudinais	32
3.5 – Aplicação do modelo	34
3.6 – Conclusão	39

Capítulo 4 – Inclusão do efeito corona em modelos de linhas com parâmetros dependentes da frequência utilizados para estudos de sobretensões

4.1 – Introdução	41
4.2 – Representação do efeito corona	42
4.3 – Modelos de Gary e de Skilling-Umoto para o efeito corona	43
4.4 – Descrição do experimento desenvolvido por Wagner (WAGNER et al., 1954)	46
4.5 – Inclusão do efeito corona em uma linha monofásica: Efeitos durante as simulações da energização da mesma por uma fonte de tensão exponencial	48
4.5.1 – Tensões a 685 metros do terminal de energização	51
4.5.2 – Tensões a 1295 metros do terminal de energização	51
4.5.3 – Tensões a 2200 metros do terminal de energização	52
4.6 – Influência do efeito corona nas sobretensões de linhas monofásicas durante a energização das mesmas	54
4.7 – Conclusão	56

Capítulo 5 – Representação de Linhas de Transmissão no Domínio Modal

5.1 – Introdução	58
5.2 – Decomposição Modal de Linhas de Transmissão	58
5.2.1 – Matrizes de impedâncias e de admitâncias modais exatas	62
5.2.2 – Relação entre as matrizes $[T_v]$ e $[T_I]$	63
5.2.3 – Relação entre as matrizes $[\lambda_m]$, $[Z_m]$ e $[Y_m]$	65
5.3 – Obtenção da Matriz de Transformação Modal Utilizando o Método de Newton-Raphson	67
5.4 – Representação de uma Linha Bifásica no Domínio Modal	70
5.5 – Conclusão	77

Capítulo 6 – Representação de linhas bifásicas por meio de variáveis de estado considerando o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais

6.1 – Introdução	78
6.2 – Diagrama de Blocos do Programa	78
6.3 – Cálculo dos Parâmetros da Linha de Transmissão Bifásica	80

6.4 – Representação da linha no Domínio Modal	84
6.5 – Sínteses dos Parâmetros modais	87
6.6 – Testes do modelo desenvolvido	90
6.6.1 – Energização da linha em aberto	90
6.6.2 – Energização da linha em curto	95
6.7 – Conclusão	98

Capítulo 7 – Inclusão do Efeito da Frequência e do Efeito Corona em uma Linha Bifásica

7.1 – Introdução	99
7.2 – Resultados Obtidos para uma linha Bifásica	99
7.2.1 – Energização de uma fase	100
7.2.2 – Energização das duas fases	105
7.3 – Conclusão	108

Capítulo 8 – Conclusões

Referências	113
--------------------	-----

1

Efeito corona em linhas aéreas de transmissão de energia elétrica

1.1 – Considerações gerais a respeito do efeito corona (LOPES, 2008)

O Efeito Corona é um mecanismo de descarga eletrostática que acontece devido a ionização em um material isolante, geralmente um gás, sujeito a um campo elétrico de intensidade acima de um nível crítico.

Descargas elétricas em gases são geralmente iniciadas por um campo elétrico que acelera elétrons livres aí existentes. Quando esses elétrons adquirem energia suficiente do campo elétrico, os mesmos podem produzir novos elétrons a partir do choque com outros átomos. É o processo de ionização por impacto. Durante a sua aceleração no campo elétrico, cada elétron livre colide com átomos de oxigênio, nitrogênio e outros gases presentes, perdendo, nessa colisão, parte de sua energia cinética. Ocasionalmente, um elétron pode atingir um átomo com força suficiente, de forma a excitá-lo. Nessas condições, o átomo atingido passa a um estado de energia mais elevado. O estado orbital de um ou mais elétrons muda e o elétron que colidiu com o átomo perde parte de sua energia, para criar esse estado. Posteriormente, o átomo atingido pode reverter ao seu estado inicial, liberando o excesso de energia em forma de calor, luz, energia acústica e radiações eletromagnéticas. Um elétron pode igualmente colidir com um íon positivo, convertendo-o em átomo neutro. Esse processo, denominado recombinação, também libera o excesso de energia.

1.2 – Efeito corona em linhas de transmissão de energia elétrica (SANTOS, 2008)

A representação do efeito corona em linhas de transmissão de energia aumenta consideravelmente a complexidade das equações de ondas. Em linhas de transmissão de

energia elétrica podem ocorrer descargas elétricas, devido ao efeito corona, entre o condutor fase e solo. Essas descargas ocorrem quando a diferença de potencial entre uma fase da linha e o solo excede o valor do gradiente crítico disruptivo do ar (GLÁSSIO et al., 1994).

O valor da tensão disruptiva é função de uma série de fatores tais como a pressão do ar, a quantidade de vapor d'água presente no ar, o tipo de tensão aplicada e também o divergente do campo elétrico. Esse último fator faz com que a presença de qualquer partícula contaminadora, como poeira, por exemplo, transforme-se em fonte pontual de descargas.

Considerando que a energia liberada ou irradiada pelas descargas deve provir do campo elétrico da linha, as mesmas representam perdas para as concessionárias de energia elétrica. Essas perdas e suas conseqüências econômicas têm sido objeto de pesquisas e estudos há mais de meio século. Não obstante, só recentemente se alcançaram meios que permitem determinar, com razoável segurança, qual o desempenho que se poderá esperar para as diversas soluções possíveis para uma linha de transmissão, no que diz respeito a essas perdas.

De um modo geral, as perdas que ocorrem nas linhas estão relacionadas com a geometria dos condutores, tensões de operação, gradientes de potencial nas superfícies dos condutores e, principalmente, com as condições meteorológicas locais. Constatou-se, por exemplo, que as perdas por corona em linhas em tensões extra-elevadas podem variar de alguns quilowatts por quilômetro até algumas centenas de quilowatts por quilômetro, sob condições adversas de chuva ou garoa. As perdas médias, como se verificou, podem constituir apenas pequenas partes das perdas por efeito joule, porém as perdas máximas podem ter influência significativa nas demandas dos sistemas, pois a capacidade geradora para atender a essa demanda adicional deverá ser prevista.

Tanto as perdas com tempo bom como aquelas sob chuva dependem dos gradientes de potencial na superfície dos condutores. As perdas sob chuva dependem não só do índice de precipitações, como também do número de gotículas d'água que conseguem aderir à superfície dos condutores. Esse número é maior nos condutores novos do que nos usados, pois nos condutores novos as gotas d'água aderem mais facilmente à geratriz inferior dos condutores.

O advento da transmissão de energia elétrica em tensões extra-elevadas e as perspectivas de transmissão em tensões ultra-elevadas enfatizaram dois outros tipos de conseqüências provocadas pelo efeito corona que são a radiointerferência (RI) e o ruído acústico (RA).

Descargas individuais de corona provocam pulsos de tensão e corrente de curta duração que se propagam ao longo das linhas, resultando em campos eletromagnéticos em suas imediações. Essas descargas ocorrem durante ambos os semiciclos da tensão aplicada, porém aquelas que ocorrem durante os semiciclos positivos é que irradiam ruídos capazes de interferir na radiorecepção nas faixas de frequência das transmissões em amplitude modulada (AM), em particular nas faixas das ondas médias. Eflúvios de corona também ocorrem em outros componentes das linhas, tais como ferragens e isoladores. Porém a intensidade dos ruídos gerados é bastante inferior à dos gerados pelos condutores. Ferragens defeituosas, pinos e contra pinos mal-ajustados ou soltos podem igualmente gerar pulsos eletromagnéticos. Esses, no entanto, ocorrem nas faixas das frequências de frequência modulada (FM), provocando interferência ou ruídos nas recepções das ondas de FM.

A geração desses ruídos interfere com os direitos individuais dos moradores das vizinhanças das linhas de transmissão, uma vez que os ruídos podem se propagar além das faixas de servidão das linhas. Ainda não é possível projetar-se economicamente uma linha de transmissão aérea em tensões acima de 100 kV e que não produza radiointerferência. Não obstante, critérios corretos e atenção aos aspectos relevantes do projeto podem produzir um sistema que resulte pelo menos em níveis aceitáveis de perturbação. O estudo do comportamento das linhas no que se refere à RI é bastante complicado em virtude dos inúmeros fatores que afetam seu comportamento, muitos dos quais ainda são indefinidos e nem mesmo completamente entendidos, de forma que os efeitos cumulativos são considerados em bases estatísticas.

Nos projetos de pesquisa sobre corona em tensões extra e ultra-elevadas, verificou-se, outrossim, que uma outra manifestação sua não mais poderia ser descurada nas linhas de 500 kV ou tensões mais elevadas, dado o caráter de poluição ambiental que apresenta. É a poluição acústica causada pelo ruído característico provocado pelos eflúvios do corona. Esse aspecto também vem merecendo crescente atenção no dimensionamento das linhas, a fim de que o grau de perturbação seja mantido em níveis aceitáveis. Tais estudos mostraram que o ruído auditivo é função dos máximos gradientes de potencial na superfície dos condutores.

Alternativamente, vêm sendo pesquisados outros métodos para a redução da radiointerferência e ruídos audíveis, como o seu envolvimento em capas de neoprene. A disposição dos subcondutores em forma de polígono irregular também vem sendo investigada como meio de reduzir os gradientes de potencial, e parece ser a forma mais promissora: é possível encontrar uma posição para cada subcondutor na periferia de um círculo, de forma que o gradiente em todos os subcondutores seja mínimo. O emprego dos condutores múltiplos

assimétricos tem apresentado problemas de estabilidade mecânica sob ação do vento, e a melhor solução sob esse aspecto poderá conflitar com o aspecto de distribuição de gradientes de potencial.

O efeito corona também pode estar presente durante os surtos de sobretensões, presentes em linhas de transmissão durante a ocorrência de descargas atmosféricas ou operações de manobras e chaveamentos. Caso a sobretensão possua amplitude suficiente para desencadear o efeito corona, a magnitude da mesma será atenuada enquanto que sua forma de onda sofrerá distorções. Uma vez que a atuação dos elementos de proteção da linha dependem do valor de pico e também da forma de onda da sobretensão que se propaga ao longo da mesma, conclui-se que é extremamente importante levar em consideração o efeito corona durante o estudo das sobretensões que podem ocorrer em uma linha de transmissão de energia elétrica. Para que isso seja possível é necessário que o efeito corona seja incluído nos modelos utilizados para representar as linhas de transmissão nas simulações de transitórios eletromagnéticos.

1.3 – Conclusão

Neste capítulo, foram descritas as características gerais do efeito corona, como ele pode se manifestar na natureza. Foi possível entender o comportamento do efeito corona.

Em linhas de transmissão de energia elétrica, o efeito corona pode manifestar-se entre os condutores fase e o solo e resulta em perdas de energia na linha, interferência ou ruídos nas recepções de FM e distorções nas formas de ondas das sobretensões transitórias que ocorrem na linha. Apesar das dificuldades em sua modelagem, o efeito corona é muito importante no cálculo de transitórios eletromagnéticos, causando atenuação e distorção nas sobretensões ao longo da linha.

Para as linhas de transmissão em tensões extra e ultra-elevadas, o dimensionamento econômico das linhas está diretamente relacionado com a escolha do gradiente de potencial máximo admissível na superfície dos condutores das linhas de transmissão. Gradientes para uma mesma classe de tensão somente são reduzidos mediante o emprego dos condutores de diâmetros maiores, ou maior espaçamento entre fases, ou pelo emprego de condutores múltiplos, com número crescente de subcondutores, ou pela forma com que são distribuídos sobre o círculo cujo centro é o eixo do feixe.

2

Modelagem de linhas aéreas de transmissão de energia elétrica

2.1 – Introdução

A distribuição das correntes, diferenças de potencial e a transferência de energia ao longo de uma linha de transmissão podem ser analisadas por diversos processos. Em problemas de Engenharia, não é suficiente procurar uma fórmula que possa ser aplicada indiscriminadamente na solução de um único problema, sem o conhecimento completo das limitações e simplificações admitidas em sua derivação. Tal circunstância poderia levar ao uso indevido dessa formulação. As chamadas soluções matemáticas dos fenômenos físicos exigem, normalmente, simplificações e idealizações (FUCHS et al., 1979).

Neste capítulo, será mostrado um modelo matemático para representar uma linha de transmissão por meio de um circuito elétrico. Com esse modelo, será possível fazer um estudo do comportamento de uma linha de transmissão durante manobras de energização da mesma.

2.2 – Representação da linha de transmissão considerando os parâmetros discretos

Os modelos de linhas de transmissão de energia elétrica podem ser desenvolvidos no domínio do tempo ou no domínio da frequência, sendo que tais linhas são mais facilmente representadas no domínio da frequência, por serem formadas por elementos cujas características dependem da frequência.

No entanto, o sistema elétrico, no qual as linhas de transmissão estão inseridas, possui diversos elementos não lineares que são de difícil representação no domínio da frequência. Desse modo, dá-se preferência por modelos de linha que são desenvolvidos diretamente no domínio do tempo, segundo (MARTI et al., 1988).

Outro fato que faz com que os modelos de linhas desenvolvidos diretamente no domínio do tempo sejam mais utilizados, é que a maioria dos programas para simulações de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos utilizam os componentes do sistema representados no domínio do tempo.

Um dos primeiros modelos a representar a linha de transmissão diretamente no domínio do tempo foi desenvolvido por H. W. Dommel. Baseou-se no método das características ou método de Bergeron e consiste em combinar o método das características com o método numérico de integração trapezoidal. Resultou em um algoritmo capaz de simular transitórios eletromagnéticos em redes cujos parâmetros são discretos ou distribuídos (DOMMEL *et al.*, 1969). Esse algoritmo sofreu sucessivas evoluções e atualmente é conhecido como *Eletromagnetic Transients Program*, ou simplesmente EMTP (DOMMEL *et al.*, 1986).

Os modelos de linhas de transmissão também podem ser classificados quanto à natureza de seus parâmetros em modelos a parâmetros constantes e modelos a parâmetros variáveis em relação à frequência. Os modelos a parâmetros constantes são de fácil utilização, mas não podem representar adequadamente a linha em toda a faixa de frequências nas quais estão presentes os fenômenos de natureza transitória. Na maior parte dos casos esses modelos aumentam a amplitude das harmônicas de ordem elevada, distorcendo as formas de onda e produzindo picos exagerados (FARIA *et al.*, 2002).

Os modelos com parâmetros variáveis em relação à frequência são considerados mais precisos quando comparados aos modelos que consideram os parâmetros constantes. A dependência da frequência pode ser representada por meio da associação série e paralela de elementos R e L (TAVARES *et al.*, 1999).

2.2.1 – Representação através de cascata de circuitos π considerando os parâmetros da linha constantes

Uma linha de transmissão, cujos parâmetros possam ser considerados independentes da frequência, pode ser representada de maneira aproximada e obedecendo a uma série de restrições como sendo uma cascata de circuitos π (NELMS *et al.*, 1989; MÁCIAS *et al.*, 2005).

Cada segmento de circuito π consiste em uma resistência e uma indutância em série e um desvio de condutância e capacitância em paralelo, como mostra a figura 2.1.

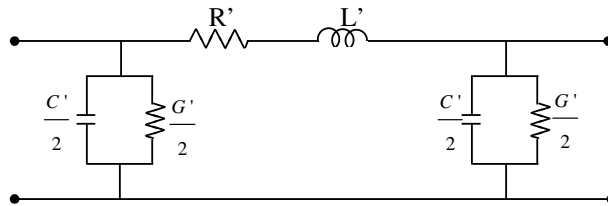


Figura 2.1 – Segmento de circuito π .

Para representar uma linha de transmissão por meio desse modelo, conecta-se n circuitos π em série. Assim a figura 2.2 mostra um modelo de linha de transmissão monofásica de comprimento d representada por meio de n circuitos π conectados em cascata.

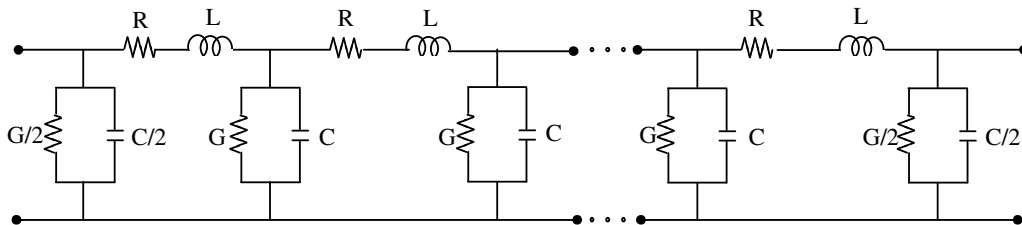


Figura 2.2 – Linha representada por meio de uma cascata de circuitos π .

Na figura 2.2, os parâmetros R e L são, respectivamente, a resistência e a indutância longitudinais da linha e os parâmetros G e C são, respectivamente, a condutância e a capacitância transversais. Esses parâmetros são escritos como sendo:

$$R = R' \frac{d}{n} \tag{2.1}$$

$$L = L' \frac{d}{n} \tag{2.2}$$

$$G = G' \frac{d}{n} \tag{2.3}$$

$$C = C' \frac{d}{n} \tag{2.4}$$

Nas equações (2.1) a (2.4), R' e L' são, respectivamente, a resistência e a indutância longitudinal da linha por unidade de comprimento enquanto que os termos G' e C' são a condutância e a capacitância transversal da linha por unidade de comprimento.

Usando essa representação de linha, um modelo de estado é formulado para o sistema de energia que usa as tensões no capacitor e correntes no indutor como as variáveis de estado. O sistema que descreve as equações de estado é transformado em um conjunto de equações diferenciais lineares pelo uso de integração trapezoidal. As variáveis de estado são encontradas por meio da resolução do conjunto de equações.

Apesar da técnica de variáveis de estado ser bastante utilizada na representação de linhas de transmissão, é aplicada apenas em representações de linhas cujos parâmetros longitudinais possam ser considerados constantes e independentes da frequência.

No entanto, reconhece-se atualmente que a utilização de parâmetros constantes para representar a linha em toda a faixa de frequência, presente nos sinais durante a ocorrência de distúrbios na mesma, pode resultar em respostas em que as componentes harmônicas de alta frequência possuam amplitudes maiores do que são na realidade (MARTI et al., 1982).

2.2.2 – Inserção do efeito da frequência na cascata de circuitos π

A representação de linhas de transmissão por meio de cascatas de circuitos π , levando em consideração o efeito da frequência, geralmente é implementada em programas do tipo EMTP.

Um inconveniente dos programas do tipo EMTP é a limitação da quantidade de circuitos π possível de ser utilizados para representar a linha. Desse modo, dependendo do comprimento da linha a ser representada, a qualidade dos resultados obtidos a partir das simulações podem ficar comprometidos.

Os parâmetros longitudinais de linhas de transmissão com retorno através do solo são fortemente dependentes da frequência. A descrição do efeito solo foi desenvolvida por Carson e por Pollaczek (DOMMEL et al., 1986). Ambos os modelos apresentam resultados semelhantes quando aplicados em linhas aéreas. No entanto, em se tratando de cabos subterrâneos, as equações de Pollaczek apresentam melhores resultados (KUROKAWA et al., 2007).

A impedância interna ou impedância devido ao efeito skin (ou efeito pelicular) está presente sempre que um condutor é percorrido por uma corrente alternada. Quando percorrido

por corrente alternada, ocorre uma distribuição não uniforme de corrente elétrica na área da seção transversal do condutor que causa um aumento na resistência efetiva do condutor e diminuição na indutância interna à medida que a frequência aumenta (MARTI et al., 1983).

Considerando diferentes filamentos longitudinais normais à seção transversal do condutor, aqueles situados na superfície não são concatenados pelo fluxo interno. O fluxo concatenado com um filamento próximo à superfície será menor que o concatenado com um filamento mais interno. A não uniformidade do fluxo concatenado é a causa do efeito pelicular. Em altas frequências e para condutores de grande raio, o efeito pelicular altera completamente tanto a resistência como a reatância. Mesmo nas frequências usuais em sistemas de potência, esse efeito é bastante acentuado em condutores com maior seção (STEVENSON et al., 1978).

A impedância externa é devido ao campo magnético presente no ar, que envolve os condutores e em seu calculo considera-se o solo com condutividade infinita (FUCHS et al., 1979).

Quando se leva em conta o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais por unidade de comprimento, a impedância da linha de transmissão pode ser representada pelo circuito da figura 2.3 (KUROKAWA et al., 2007).

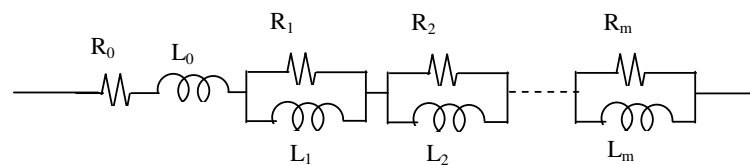


Figura 2.3 – Circuito relativo a função $F(\omega)$.

Considerando que os parâmetros de uma linha de transmissão podem ser sintetizados por meio de um circuito do tipo mostrado na figura 2.3, pode-se utilizar uma cascata de circuitos π para representar uma linha de transmissão levando em conta o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais da mesma. Nesse caso, cada um dos circuitos π terá o aspecto mostrado na figura 2.4:

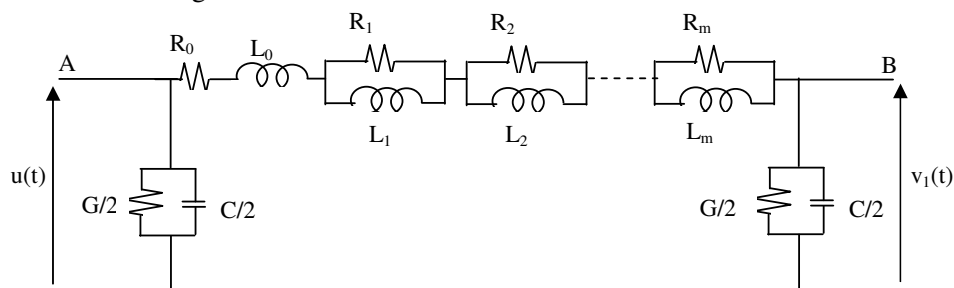


Figura 2.4 – Cascata de circuitos π considerando o efeito da frequência.

Na figura 2.4, as associações RL paralelas são tantas quantas forem necessárias para representar a variação dos parâmetros em cada década de frequência que será considerada.

Inicialmente, serão mostradas as matrizes de estado para uma linha representada por um único circuito π , considerando que o efeito da frequência é sintetizado por meio de n associações RL conforme mostrado na figura 2.3. Em seguida, os resultados serão estendidos para uma linha representada por meio de uma cascata de n circuitos π , considerando n associações RL para sintetizar o efeito da frequência.

2.3 – Representação por equações de estado levando em consideração o efeito da frequência.

Antes de serem determinadas as equações de estado para uma linha representada por uma cascata de n circuitos π considerando o efeito da frequência, será mostrado detalhadamente o desenvolvimento das equações de estado considerando somente um circuito π . Em seguida, o desenvolvimento feito para um único elemento π poderá ser estendido para uma cascata com uma quantidade genérica de circuitos π .

2.3.1 – Linha representada por um circuito π

A figura 2.4 mostra uma linha de transmissão representada por meio de um único circuito π , onde o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais é representado por meio de m associações RL.

No circuito da figura 2.4, as tensões nos terminais A e B são $u(t)$ e $v_1(t)$, respectivamente. Considere que nos indutores $L_0, L_1, L_2, \dots, L_m$ circulam as correntes $i_{10}(t), i_{11}(t), \dots, i_{1m}(t)$, respectivamente.

A partir das correntes e tensões existentes no circuito da figura 2.4 pode-se determinar:

$$\frac{di_{10}}{dt} = \frac{i_{10}}{L_0} \left(- \sum_{j=1}^m R_j \right) + \frac{1}{L_0} \left(\sum_{j=1}^m R_j i_{1j} \right) + \frac{1}{L_0} u(t) - \frac{1}{L_0} v_1(t) \quad (2.5)$$

$$\frac{di_{11}}{dt} = \frac{R_1}{L_1} i_{10} - \frac{R_1}{L_1} i_{11} \quad (2.6)$$

$$\frac{di_{12}}{dt} = \frac{R_2}{L_2} i_{10} - \frac{R_2}{L_2} i_{12} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{1m}}{dt} = \frac{R_m}{L_m} i_{10} - \frac{R_m}{L_m} i_{1m} \quad (2.8)$$

$$\frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{2}{C} i_{10} - \frac{G}{C} v_1(t) \quad (2.9)$$

Nas equações (2.5) a (2.9), os termos i_{10} , i_{11} , ..., i_{1m} são notações simplificadas para as correntes $i_{10}(t)$, $i_{11}(t)$, ..., $i_{1m}(t)$, respectivamente.

As equações (2.5) a (2.9), que descrevem o circuito mostrado na figura 2.4, podem ser escritas na forma:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B]u(t) \quad (2.10)$$

sendo,

$$[A] = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{j=m} R_j & & & & & \\ -\frac{L_0}{L_0} & \frac{R_1}{L_0} & \frac{R_2}{L_0} & \dots & \frac{R_m}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{R_1}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \frac{R_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ \frac{R_m}{L_m} & 0 & 0 & \dots & \frac{R_m}{L_m} & 0 \\ \frac{2}{C} & 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{G}{C} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[B]^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[X]^T = [i_{10} \quad i_{11} \quad i_{12} \quad \cdots \quad i_{1m} \quad v_1(t)] \quad (2.13)$$

$$[\dot{X}] = \frac{d[X]}{dt} = \left[\frac{di_{10}}{dt} \quad \frac{di_{11}}{dt} \quad \frac{di_{12}}{dt} \quad \cdots \quad \frac{di_{1m}}{dt} \quad \frac{dv_1(t)}{dt} \right] \quad (2.14)$$

Nas equações (2.12) e (2.13), $[B]^T$ e $[X]^T$ correspondem a $[B]$ e $[X]$ transpostos, respectivamente.

Os resultados obtidos mostram que o vetor $[X]$ possui $(m + 2)$ elementos e que a matriz $[A]$ é uma matriz quadrada de ordem $(m + 2)$.

2.3.2 – Linha representada por uma cascata com n circuitos π

Os resultados obtidos para a linha representada por um único circuito π podem ser estendidos para a linha representada por uma cascata de n circuitos π . Nesse caso, a matriz $[A]$ será uma matriz de ordem $n(m + 2)$ e o vetor $[X]$ terá dimensão $n(m + 2)$ e serão escritos na forma:

$$[A] = \begin{bmatrix} [E] & [H_1] & [H_2] & \cdots & [H_m] & [F] \\ [J_1] & -[J_1] & [Z] & \cdots & [Z] & [Z] \\ [J_2] & [Z] & -[J_2] & [Z] & \cdots & [Z] \\ \vdots & \vdots & [Z] & \ddots & [Z] & [Z] \\ [J_m] & \vdots & \vdots & \ddots & -[J_m] & [Z] \\ [P] & [Z] & [Z] & \cdots & [Z] & [Q] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[X]^T = [[X_1] \quad [X_2] \quad \cdots \quad [X_n]] \quad (2.16)$$

Na equação (2.15), $[A]$ é uma matriz tridiagonal e $[Z]$ é uma matriz nula. As matrizes $[E]$, $[F]$, $[P]$ e $[Q]$ são representadas como sendo:

$$[E] = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{j=0}^{j=m} R_j}{L_0} & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{\sum_{j=0}^{j=m} R_j}{L_0} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (2.17)$$

$$[F] = \begin{bmatrix} -1/L_0 & & & \\ 1/L_0 & \ddots & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & 1/L_0 & -1/L_0 \end{bmatrix}_{n \times (n-1)} \quad (2.18)$$

$$[P] = \begin{bmatrix} 1/C & -1/C & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & -1/C \\ & & & 1/C \end{bmatrix}_{(n-1) \times n} \quad (2.19)$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} -\frac{G}{C} & & \\ & \ddots & \\ & & -\frac{G}{C} \end{bmatrix}_{(n-1) \times (n-1)} \quad (2.20)$$

As matrizes $[H_m]$ e $[J_m]$ são matrizes diagonais e são dadas por:

$$[H_m] = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{L_0} & & \\ & \ddots & \\ & & \frac{R_m}{L_0} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (2.21)$$

$$[J_m] = \begin{bmatrix} \frac{R_m}{L_m} & & & \\ & \ddots & & \\ & & \frac{R_m}{L_m} & \\ & & & \frac{R_m}{L_m} \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (2.22)$$

Considerando que a linha é representada por uma cascata de n circuitos π , o vetor $[B]$ possui dimensão $n(m + 2)$. Para o caso de $u(t)$ ser uma fonte de tensão conectada no início da linha, $[B]$ possui um único elemento não nulo, sendo o primeiro elemento do vetor, e possuindo valor $(1/L_0)$.

Um vetor $[X_k]$ genérico, na equação (2.16), é escrito como sendo:

$$[X_k]^T = [i_{k0} \quad i_{k1} \quad i_{k2} \quad \cdots \quad i_{km} \quad v_{k1}] \quad (2.23)$$

Os elementos do vetor explícito em (2.23) são descritos como:

i_{k0} é a corrente no indutor L_0 , no k -ésimo circuito π ;

i_{k1} é a corrente no indutor L_1 , no k -ésimo circuito π ;

i_{k2} é a corrente em L_2 , no k -ésimo circuito π ;

i_{km} é a corrente em L_m , no k -ésimo circuito π ;

v_{k1} é a tensão no capacitor no lado direito do k -ésimo circuito π .

A equação de estado, que descreve uma linha representada por uma cascata de n circuitos π , pode então ser resolvida por meio de métodos numéricos (KUROKAWA et al., 2007). O presente trabalho utiliza o método da integração trapezoidal, conhecido como regra trapezoidal (RUGGIERO et al., 1998), para a solução numérica das equações de estado.

2.4 – Conclusão

Neste capítulo, foi descrita a representação de linhas de transmissão por meio de parâmetros discretos, cascata de circuitos π , e respectiva representação no espaço de estado.

Primeiramente, foi descrita a síntese de uma cascata de circuitos π com parâmetros fixos. Ou seja, sem considerar o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais da linha. Posteriormente, descreveu-se o procedimento utilizado (SARTO et al., 2001) para inserção da impedância longitudinal variável $Z(\omega)$ na cascata de circuitos π , a partir do circuito equivalente ilustrado pela figura 2.3. Logo então, as equações diferenciais que representam as correntes e tensões sobre toda a extensão da linha foram descritas como um sistema composto por $n(m+2)$ equações de estado.

Por sua vez, as equações de estado são solucionadas a partir do método numérico da regra trapezoidal, baseado na metodologia desenvolvida por Euler e Heun, facilmente encontrada na bibliografia básica relativa a cálculo numérico e cálculo integral e diferencial (RUGGIERO et al., 1998).

3

Aproximação dos parâmetros da linha de transmissão por meio de funções racionais

3.1 – Introdução

Os parâmetros longitudinais das linhas de transmissão são variáveis em relação à frequência, fazendo com que a impedância longitudinal da linha possa ser representada, de maneira aproximada, por meio de uma função racional.

Uma vez que os parâmetros longitudinais da linha sejam aproximados por funções racionais, os mesmos podem ser representados por meio de associações série e paralelo de elementos de circuitos elétricos, resistores e indutores variáveis em função da frequência, que representam o efeito solo e o efeito pelicular (TAVARES et al., 1999). Esse modelo, que é desenvolvido diretamente no domínio do tempo, é implementado em softwares do tipo EMTP.

Para validar o modelo de linha proposto, os resultados de simulações obtidos com o mesmo serão comparados com os resultados obtidos com o EMTP (Eletromagnetic Transients Program).

A linha de transmissão será representada por meio de uma cascata de circuitos Pis. Em seguida as correntes e tensões nesta cascata serão obtidas por meio das equações de estado desenvolvidas no capítulo 2. A cascata também será inserida no EMTP, que também irá calcular as correntes e tensões nos terminais da mesma.

3.2 – Conceitos básicos

Considere uma função $f(s)$, cujos valores são tabulados, que pode ser aproximada por uma função racional constituída de n pólos. Então, a função $f(s)$ pode ser escrita como sendo:

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d \quad (3.1)$$

Na equação (3.1), c_n e a_n são o n -ésimo resíduo e o n -ésimo pólo da função $f(s)$, respectivamente. O termo independente d é um número real positivo enquanto que os pólos são números reais negativos. A equação (3.1) também pode ser escrita como sendo:

$$f(s) \approx d \frac{\prod_{n=1}^N (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - a_n)} \quad (3.2)$$

Em (3.2), z_n é o n -ésimo zero de $f(s)$, portanto, para aproximar a função tabulada $f(s)$ por uma função racional deve-se, a partir de (3.1), determinar os elementos c_n , a_n e d ou, a partir de (3.2), determinar os elementos z_n , a_n e d .

A obtenção da função racional que descreve a função tabulada $f(s)$ será feita por meio do método de ajuste denominado *vector fitting*. Esse método de ajuste baseia-se no método dos mínimos quadrados.

3.3 – *Vector Fitting* (GUSTAVSEN et al., 1999)

O *vector fitting* necessita de uma estimativa inicial para os pólos de $f(s)$. Considere, então, que os elementos \bar{a}_1 , \bar{a}_2 , ..., \bar{a}_n são uma aproximação inicial para os pólos de $f(s)$. Define-se uma equação racional $\sigma(s)$ do tipo:

$$\sigma(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \quad (3.3)$$

Na equação (3.3), \tilde{c}_n é o n -ésimo resíduo de $\sigma(s)$, sendo que os pólos de $\sigma(s)$ são as estimativas iniciais para os pólos de $f(s)$.

A função $\sigma(s)$ também pode ser escrita como sendo:

$$\sigma(s) \approx d \frac{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (3.4)$$

Considere também que é válida a seguinte aproximação:

$$f(s) \cdot \sigma(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d \quad (3.5)$$

Escrevendo a equação (3.5) de outra forma, tem-se:

$$f(s) \cdot \sigma(s) \approx d \frac{\prod_{n=1}^N (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (3.6)$$

A partir de (3.4) e (3.6), tem-se:

$$f(s) \approx d \frac{\prod_{n=1}^N (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) mostra que os pólos da função $f(s)$ são os zeros da função $\sigma(s)$.

3.3.1 – Cálculo dos resíduos e do termo d

A partir de (3.3) e (3.5) é possível escrever:

$$\left(\sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d \quad (3.8)$$

Portanto, a partir de (3.8), tem-se:

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d - f(s) \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} \quad (3.9)$$

Os valores de $f(s)$ são conhecidos para diversos valores de (s) . Considerando que f_1, f_2, \dots, f_m são valores de $f(s)$ nas frequências s_1, s_2, \dots, s_m e aplicando os valores tabulados de $f(s)$ na equação (3.9), têm-se:

$$f_1 \approx \frac{c_1}{s_1 - \bar{a}_1} + \frac{c_2}{s_1 - \bar{a}_2} + \dots + \frac{c_n}{s_1 - \bar{a}_n} + d +$$

$$-f_1 \frac{\tilde{c}_1}{s_1 - \bar{a}_1} - f_1 \frac{\tilde{c}_2}{s_1 - \bar{a}_2} - \dots - f_1 \frac{\tilde{c}_n}{s_1 - \bar{a}_n} \quad (3.10)$$

$$f_2 \approx \frac{c_1}{s_2 - \bar{a}_1} + \frac{c_2}{s_2 - \bar{a}_2} + \dots + \frac{c_n}{s_2 - \bar{a}_n} + d +$$

$$-f_2 \frac{\tilde{c}_1}{s_2 - \bar{a}_1} - f_2 \frac{\tilde{c}_2}{s_2 - \bar{a}_2} - \dots - f_2 \frac{\tilde{c}_n}{s_2 - \bar{a}_n} \quad (3.11)$$

$$f_m \approx \frac{c_1}{s_m - \bar{a}_1} + \frac{c_2}{s_m - \bar{a}_2} + \dots + \frac{c_n}{s_m - \bar{a}_n} + d +$$

$$-f_m \frac{\tilde{c}_1}{s_m - \bar{a}_1} - f_m \frac{\tilde{c}_2}{s_m - \bar{a}_2} - \dots - f_m \frac{\tilde{c}_n}{s_m - \bar{a}_n} \quad (3.12)$$

O conjunto de equações mostradas anteriormente consiste em um sistema de m equações e z_n+1 incógnitas, onde as incógnitas são os resíduos de $f(s)(c_1, c_2, \dots, c_n)$ e o termo d é o resíduo de $\sigma(s)(\tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots, \tilde{c}_n)$.

Escrevendo na forma $[A][x] = [b]$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{s_1 - a_1} & \dots & \frac{1}{s_1 - a_n} & 1 & \frac{-f_1}{s_1 - a_1} & \dots & \frac{-f_1}{s_1 - a_n} \\ \frac{1}{s_2 - a_1} & \dots & \frac{1}{s_2 - a_n} & 1 & \frac{-f_2}{s_2 - a_1} & \dots & \frac{-f_2}{s_2 - a_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{s_m - a_1} & \dots & \frac{1}{s_m - a_n} & 1 & \frac{-f_m}{s_m - a_1} & \dots & \frac{-f_m}{s_m - a_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_n \\ d \\ \tilde{c}_1 \\ \vdots \\ \tilde{c}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Devido ao fato de $[A]$ possuir dimensão $m \times (2n+1)$ com $m > (2n+1)$, o sistema descrito em (3.13) não possui solução. No entanto, pode-se encontrar um vetor $[x]$, tal que:

$$[\varepsilon] = -[A][x] + [b] \quad (3.14)$$

O vetor $[\varepsilon]$ contém os erros associados ao sistema descrito em (3.14). Desenvolvendo tem-se:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1(2n+1)} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2(2n+1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m1} & A_{m2} & \dots & A_{m(2n+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n+1} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

A partir de (3.15) é possível obter:

$$\varepsilon_1 = b_1 - (A_{11}x_1 + A_{12}x_2 + \dots + A_{1(2n+1)}x_{2n+1}) \quad (3.16)$$

$$\varepsilon_2 = b_2 - (A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + \dots + A_{2(2n+1)}x_{2n+1}) \quad (3.17)$$

$$\varepsilon_m = b_m - (A_{m1}x_1 + A_{m2}x_2 + \dots + A_{m(2n+1)}x_{2n+1}) \quad (3.18)$$

Para minimizar o valor do erro $[\varepsilon]$ em (3.15), pode-se utilizar o método dos mínimos quadrados (RUGIERO et al., 1998). Definindo uma função $g(x_1, x_2, \dots, x_{2n+1})$ como sendo, tem-se:

$$g(x_1, x_2, \dots, x_{2n+1}) = g = \sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2 \quad (3.19)$$

Substituindo (3.16) a (3.18) em (3.19), tem-se:

$$g = [b_1 - (A_{11}x_1 + A_{12}x_2 + \dots + A_{1(2n+1)}x_{2n+1})]^2 + \\ + [b_2 - (A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + \dots + A_{2(2n+1)}x_{2n+1})]^2 + \\ + [b_m - (A_{m1}x_1 + A_{m2}x_2 + \dots + A_{m(2n+1)}x_{2n+1})]^2 \quad (3.20)$$

A função g é mínima quando seu gradiente é nulo, ou seja:

$$\nabla g = \frac{\partial g}{\partial x_1} + \frac{\partial g}{\partial x_2} + \dots + \frac{\partial g}{\partial x_{2n+1}} = 0 \quad (3.21)$$

A equação (3.21) pode-ser escrita na forma matricial como sendo:

$$[A]^T ([b] - [A][x]) = 0 \quad (3.22)$$

Fazendo alguns ajustes na equação (3.22), tem-se:

$$[x] = ([A]^T [A])^{-1} [A]^T [b] \quad (3.23)$$

A matriz $([A]^T [A])^{-1} [A]^T$ é denominada pseudo-inversa de $[A]$. O vetor $[x]$, encontrado em (3.23) contém $c_1, c_2, \dots, c_n, d, \tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots, \tilde{c}_n$.

3.3.2 – Cálculo dos pólos de $f(s)$

Os pólos de $f(s)$ são os zeros de $\sigma(s)$, sendo que os pólos de $f(s)$ são os valores da matriz $[H]$ definida por:

$$[H] = [A_1] - [b_1][\tilde{c}] \quad (3.24)$$

Em (3.24), $[A_1]$ é uma matriz diagonal cujos elementos são estimados a partir de valores iniciais para os pólos de $f(s)$, $[b_1]$ é um vetor coluna unitário e $[\tilde{c}]$ é um vetor linha

contendo os resíduos de $\sigma(s)$.

Para determinar a função racional que ajusta uma função tabulada $f(s)$, tem-se o seguinte processo iterativo:

- i) Escolher uma estimativa inicial para os pólos de $f(s)$;
- ii) Determinar os resíduos de $f(s)$, $\sigma(s)$ e o termo d por meio de (3.23);
- iii) Estruturar a matriz $[H]$ utilizando (3.24), sendo que os pólos de $f(s)$ são os autovalores de $[H]$;
- iv) Considerar os pólos obtidos em (iii) como sendo uma nova estimativa e voltar para (ii);

3.4 – Ajuste das impedâncias longitudinais

A impedância interna resulta do efeito do campo eletromagnético no interior do condutor. A impedância interna é constituída de uma resistência e de uma indutância cujos comportamentos em função da frequência podem ser calculados por meio de fórmulas derivadas das equações de Bessel. Devido ao efeito pelicular, o valor dessa resistência aumenta à medida que a frequência aumenta, enquanto que a indutância diminui com o aumento da frequência (MARTI et al., 1983).

Quando se leva em conta os efeitos solo e pelicular, os parâmetros longitudinais, por unidade de comprimento, de um segmento de uma linha de transmissão resultam em uma impedância $Z(\omega)$ escrita como sendo:

$$Z(\omega) = R(\omega) + j\omega L(\omega) \quad (3.25)$$

Na equação (3.25), $R(\omega)$ e $L(\omega)$ são, respectivamente, a resistência e a indutância longitudinal do segmento de linha.

Geralmente não existe uma função que descreva a impedância $Z(\omega)$ pois os parâmetros $R(\omega)$ e $L(\omega)$ são obtidos por meio de séries numéricas. No entanto, a impedância $Z(\omega)$ pode ser descrita, de maneira aproximada, por meio de uma função racional $F(\omega)$ cujos pólos são todos reais negativos e os resíduos são números reais positivos (KUROKAWA et al., 2007). Desse modo, a impedância $F(\omega)$ pode ser escrita como sendo (SARTO et al., 2001):

$$F(\omega) = \frac{Z(\omega) - R_{dc}}{j\omega} \quad (3.26)$$

Na equação (3.26), R_{dc} é o valor da resistência para $\omega=0$. A função $F(s)$, dada pela equação (3.26), pode ser ajustada por uma função racional dada por:

$$F(\omega)_{fit} \approx d + \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{j\omega - a_n} \quad (3.27)$$

Igualando a equação 3.26 com 3.27 tem-se:

$$Z(\omega) \approx F(\omega) \approx R_{dc} + j\omega d + \sum_{i=1}^m \frac{j\omega c_i}{j\omega - a_i} \quad (3.28)$$

Na equação (3.28), c_i e a_i são os pólos e os resíduos, respectivamente, da função racional $F(\omega)$ (KUROKAWA et al., 2007).

A impedância descrita na equação (3.28) é relativa ao circuito da Figura 3.1.

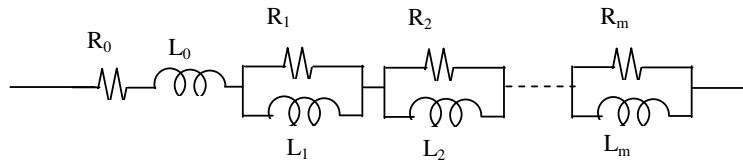


Figura 3.1 – Circuito relativo a função $F(\omega)$.

A impedância equivalente do circuito da Figura 3.1 é dada por (SARTO et al., 2001):

$$Z(\omega) = R_0 + j\omega L_0 + \sum_{i=1}^m \frac{j\omega R_i}{j\omega - \frac{R_i}{L_i}} \quad (3.29)$$

sendo:

$$R_0 = R_{dc} \quad (3.30)$$

$$L_0 = d \quad (3.31)$$

$$R_i = c_i \quad (3.32)$$

$$L_i = -\frac{c_i}{a_i} \quad (3.33)$$

Os resistores e indutores do circuito da Figura 3.1 representam os parâmetros longitudinais da linha, ou seja, a impedância longitudinal. Os valores dos resistores e indutores da Figura 3.1 podem ser obtidos a partir de diversos métodos descritos por Sarto et al. (2001) e Lima et al. (2005), citados por Kurokawa et al. (2007).

3.5 – Aplicação do modelo

Considerando um único condutor representando uma linha monofásica conforme a Figura 3.2, será usado o método para o cálculo de parâmetros (YAMANAKA et al., 2009) e depois, será usado o método do *vector fitting* estudado, neste capítulo, para sintetizar os parâmetros longitudinais dessa linha.

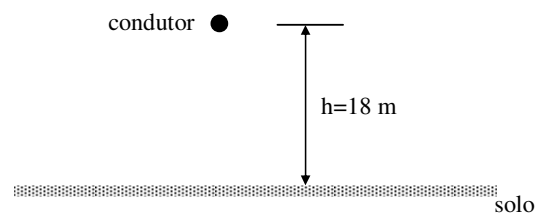


Figura 3.2 – Representação de uma linha monofásica.

A linha monofásica mostrada na Figura 3.2 possui um condutor com raio de 2,4 cm do tipo *grosbeak* (FUCHS et al., 1979).

A partir dos dados da linha da figura 3.2 é possível calcular os parâmetros longitudinais, resistência e indutância, levando em consideração o efeito da frequência sobre os mesmos, ou seja, considerando os efeitos pelicular e solo (YAMANAKA et al., 2009).

A Figura 3.3 mostra o comportamento da resistência longitudinal da linha mostrada na Figura 3.2.

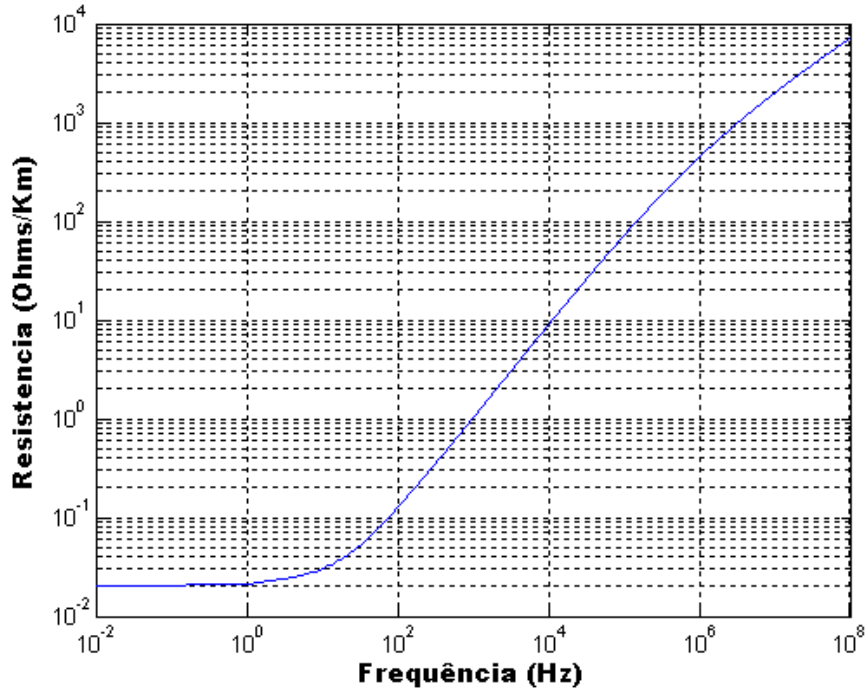


Figura 3.3 – Resistência própria.

A Figura 3.4 mostra a indutância longitudinal da linha mostrada na Figura 3.2.

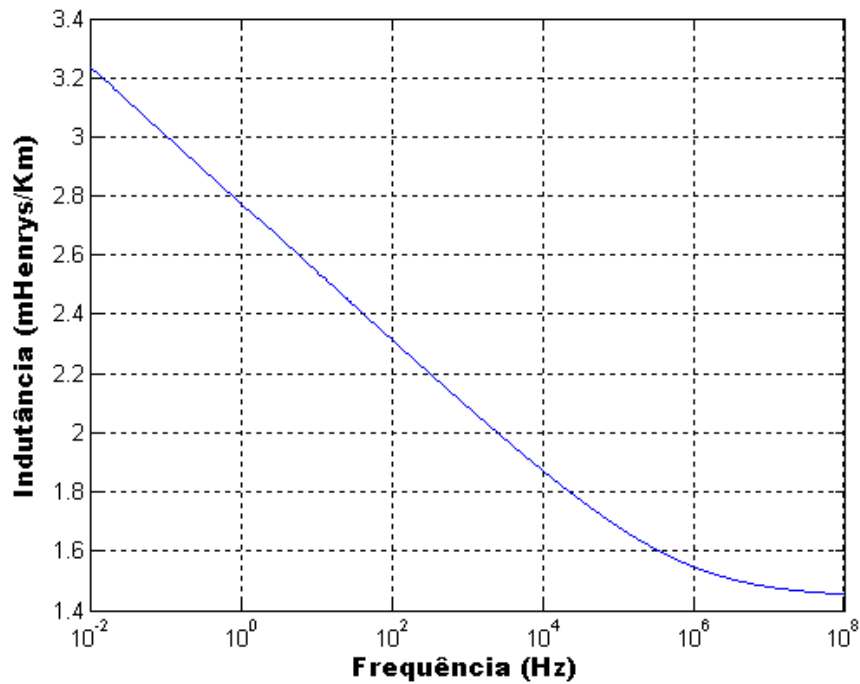


Figura 3.4 Indutância própria.

A partir dos valores tabulados da impedância longitudinal da linha, é possível aproximar os parâmetros longitudinais da linha monofásica por meio de funções racionais, utilizando o método de *vector fitting*, permitindo que o efeito da frequência seja inserido nos modelos de parâmetro discretos (cascata de circuitos π).

Utilizando o *software* MatLab, foi desenvolvida uma rotina que faz a síntese dos parâmetros longitudinais utilizando o *vector fitting*.

Inicialmente, considerou-se dez pólos iniciais, um pólo para cada década de frequência, distribuídos na faixa de frequências compreendidas entre 10^{-2} Hz e 10^8 Hz. Com o *vector fitting* foi possível calcular os novos pólos e zeros. Após o calculo foi necessário um ajuste manual desses pólos e zeros para que a função racional representasse melhor os parâmetros longitudinais da linha monofásica.

A tabela 3.1 mostra os valores de resistências e indutâncias obtidos a partir dos valores dos pólos e zeros obtidos pelo *vector fitting*.

Resistências (Ω/km)		Indutâncias (mH/km)	
R ₀	0,02055	L ₀	1,4
R ₁	3588,4	L ₁	0,0433
R ₂	614,3293	L ₂	0,11804
R ₃	100,6367	L ₃	0,15383
R ₄	13,2296	L ₄	0,20010
R ₅	1,4379	L ₅	0,23387
R ₆	0,1447	L ₆	0,21873
R ₇	0,0112	L ₇	0,47989
R ₈	$5,9231 \times 10^{-5}$	L ₈	0,25657
R ₉	$4,5882 \times 10^{-5}$	L ₉	0,76243

Tabela 3.1 – Valores dos elementos R e L utilizados na síntese dos parâmetros unitários da linha.

A partir das resistências e indutâncias mostradas na tabela 3.1, é possível sintetizar os parâmetros da linha por meio do circuito mostrado na Figura 3.5.

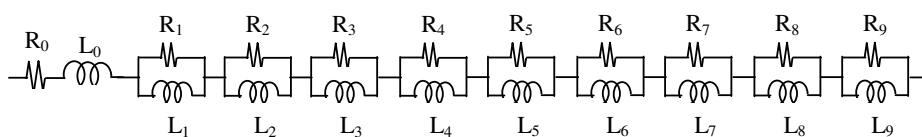


Figura 3.5 – Circuito utilizado na síntese dos parâmetros da linha

A Figura 3.6 mostra o comportamento da resistência da linha sintetizada por meio de funções racionais.

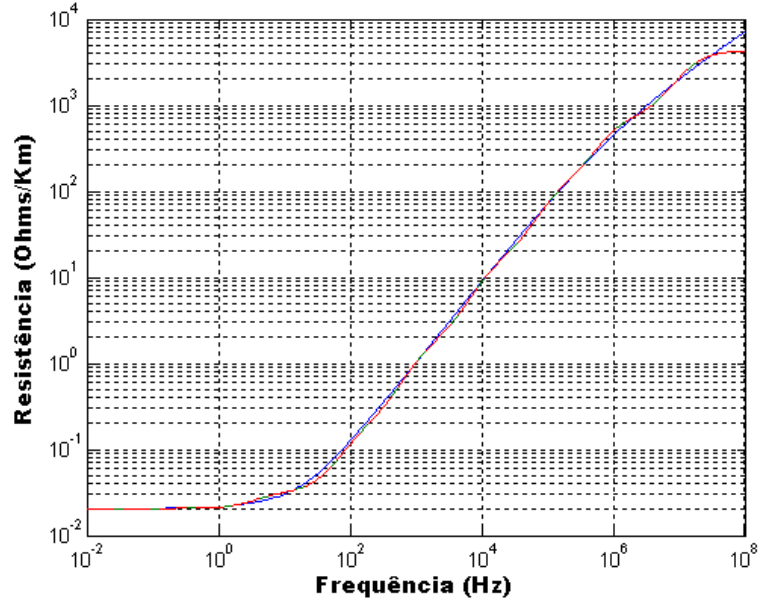


Figura 3.6 – Resistência sintetizada.

Na Figura 3.6 pode-se observar que os valores de resistência sintetizados representam bem a resistência longitudinal da linha.

A Figura 3.7 mostra a indutância própria da linha sintetizada por meio de funções racionais.

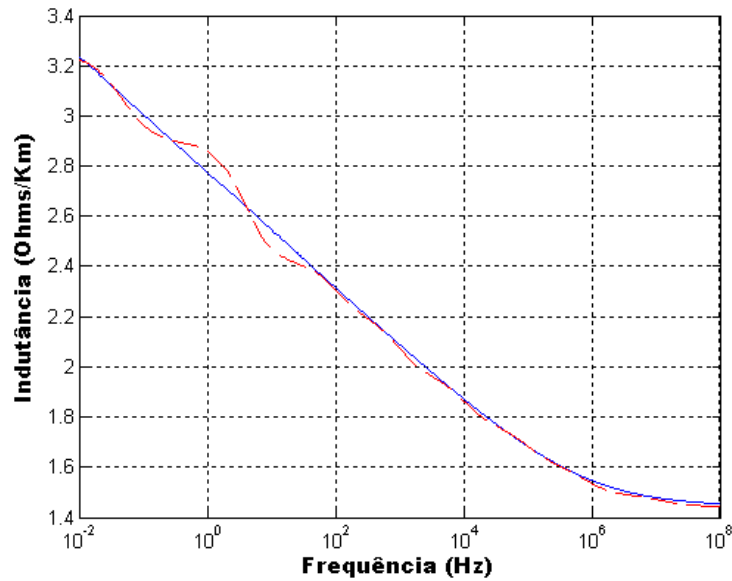


Figura 3.7 – Indutância sintetizada.

Nas Figuras 3.6 e 3.7, pode-se observar que o modelo desenvolvido neste capítulo representa bem a impedância longitudinal da linha de transmissão. Os valores de resistência e indutância da tabela 3.1 são sintetizados por meio do circuito da Figura 3.5 e pode ser inserido na cascata de circuitos π .

Considerando que a linha monofásica da figura 3.2 possui comprimento de 100 km e que será energizada por meio de uma fonte de tensão constante de 20 kV, conforme mostrado na figura 3.8.

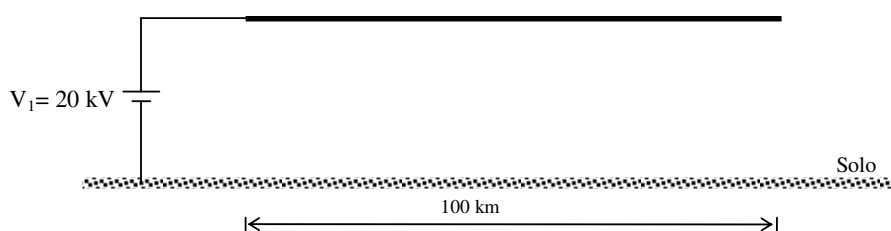


Figura 3.8 – Linha monofásica com o terminal em aberto

O valor de capacitância da linha de transmissão foi obtido por meio do cálculo de parâmetros (YAMANAKA et al., 2009) e obteve-se o valor de $C' = 11,11 \text{ nF/km}$.

Aplicando o método do *vector fitting* foi possível sintetizar os parâmetros longitudinais da linha em estudo e obter os valores de resistência e indutância sintetizados mostrados na tabela 3.1. Com os valores das resistências e indutâncias sintetizados, é possível obter a função racional que representa os parâmetros longitudinais da linha de transmissão e montar as equações de estado que descrevem o comportamento das correntes e tensões ao longo da mesma.

A mesma cascata de circuitos π foi também inserida no Microtran. Desse modo foi possível comparar os resultados obtidos do modelo proposto com os resultados obtidos a partir de um programa de referência que é o Microtran.

As simulações utilizando o modelo desenvolvido foram realizadas no ambiente Matlab, utilizando o método de integração trapezoidal (NELMS et al., 1989).

A Figura 3.9 mostra a tensão no terminal da linha aberta durante o processo de energização da mesma.

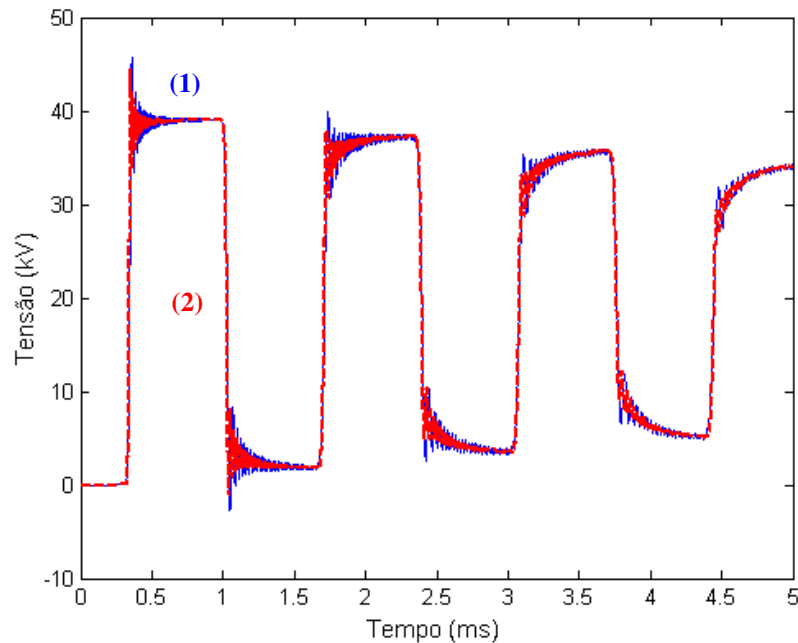


Figura 3.9 – Tensão do terminal da linha em aberta Modelo Proposto (1) e EMTP (2).

A curva 1 mostra os resultados obtidos com o modelo proposto e a curva 2, tracejada, mostra os resultados obtidos com o EMTP.

Observa-se que os resultados obtidos com o modelo proposto são praticamente coincidentes com o resultado obtidos com o EMTP. Deste modo pode-se concluir que o modelo proposto desenvolvido é preciso e eficiente, configurando como uma modelagem para inclusão de rotinas numéricas capazes de representar o efeito da frequência.

3.6 – Conclusão

Neste capítulo, mostrou-se a aproximação dos parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão por meio de funções racionais que permite considerar o efeito da frequência nos parâmetros longitudinais de uma cascata de circuitos π .

Assim, os modelos com parâmetros variáveis em relação à frequência são mais precisos quando comparados aos modelos que consideram os parâmetros constantes. A dependência da frequência pode ser representada por meio da associação série e paralela de elementos R e L (TAVARES et al., 1999).

O método estudado neste capítulo para sintetizar parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão teve um bom resultado. Isso pode ser notado nas Figuras 3.6 e 3.7, onde são mostradas as resistências e indutâncias longitudinais, respectivamente, calculadas a partir das equações estudada no capítulo 2 e os parâmetros sintetizados por m do método do *vector fitting*.

Neste capítulo foi validado o modelo desenvolvido comparando os resultados obtidos por meio da simulação do modelo desenvolvido com os resultados obtidos por meio do EMTP, verificou-se que o modelo teve um comportamento coerente.

4

Inclusão do efeito corona em modelos de linhas com parâmetros dependentes da frequência utilizados para estudos de sobretensões

4.1 – Introdução

Uma das áreas da Engenharia Elétrica que merece uma atenção especial com relação ao efeito corona é a área de proteção de sistemas de potência, pois as ondas de sobretensões, resultantes de descargas atmosféricas, que se propagam ao longo das linhas de transmissão de energia elétrica são significativamente afetadas pelo efeito corona. Portanto, é essencial que os estudos referentes à previsão dos transitórios eletromagnéticos que ocorram na linha levem em consideração a presença do efeito corona, pois desses estudos resultam os níveis de isolamento dos equipamentos conectados à linha e também o projeto dos pára-raios instalados nas mesmas (MAMIS et al., 2005).

Neste capítulo será mostrado como representar o efeito corona em um modelo matemático de linha de transmissão utilizado no estudo de transitórios eletromagnéticos.

A linha será representada por meio de uma cascata de circuitos π levando em consideração o efeito da frequência, como foi mostrado na figura 2.4 do capítulo 2 e as correntes e tensões ao longo da linha serão obtidas por meio do uso de técnicas de variáveis de estado (NELMS et al., 1989).

Quando o efeito corona ocorre em determinado ponto de uma linha de transmissão, uma onda ao viajar por essa linha sofre uma distorção e uma atenuação em sua forma. Isso é devido ao aumento da capacitância e a dissipação de energia da linha, em consequência da forte ionização gerada ao redor do condutor (GLÁSSIO et al., 1994).

4.2 – Representação do efeito corona

Após o trabalho pioneiro de Peek et al., (1915), foram feitas várias medições em linhas experimentais e em laboratórios para examinar a natureza do efeito corona e sua influência na propagação das ondas nas linhas de transmissão. Esses trabalhos foram de fundamental importância, pois contribuíram para o entendimento do mecanismo básico do efeito corona.

Em 1954, Wagner et al. (1954) e em 1955, Wagner e Lloyd et al. (1955) publicaram dois artigos que seriam referência para os futuros trabalhos em corona. Foram feitas medições de tensão de uma linha experimental, chamado projeto Tidd 500 kV e em laboratório de um condutor sob efeito corona.

Foram apresentados por Maruvada et al., (1988), os resultados das medições para tensões de 60 Hz e sobretensões temporárias (duração de 10 ciclos).

Os testes desenvolvidos por Gary et al., (1978), na *Electricité de France* (EDF), foram feitos em uma linha de transmissão de 220 kV. Nesse trabalho foi introduzido o conceito da capacitância dinâmica.

Por meio desses resultados experimentais foram desenvolvidas fórmulas e procedimentos empíricos para se considerar os efeitos de atenuação e distorção na propagação de surtos. Essas fórmulas e procedimentos são baseados no gradiente de tensão, nas curvas de tensão e atenuação obtidas de medições e na dissipação de energia devido ao efeito corona. A utilidade desses métodos é entretanto limitada, pois requer diversas aproximações e ábacos para sua utilização.

Os modelos de corona podem ser divididos em três classes: modelos analógicos, modelos matemáticos e modelos físicos.

Os modelos analógicos são circuitos elétricos projetados para reproduzir o aumento da capacitância geométrica do condutor ao atingir a tensão crítica de ionização.

Da mesma forma que nos modelos analógicos, os modelos matemáticos reproduzem de forma aproximada as características dos condutores sob efeito corona, porém por meio de equações matemáticas. Vários outros autores apresentam formulações empíricas para a variação da capacitância da linha baseadas em constantes e funções obtidas a partir de medições. A maioria dos modelos apresentam uma relação linear entre a capacitância dinâmica e a tensão.

Os modelos físicos têm como base a obtenção das equações diferenciais da linha, onde também é considerado o efeito corona. Um modelo de base física do efeito corona deve

conter um mínimo de coeficientes empíricos que sejam determináveis com alguma facilidade. Além disso, deve evitar o uso de aproximações que limitem a sua utilização em condições específicas de propagação.

Devido à complexidade em descrever matematicamente os fenômenos físicos envolvidos bem como à quantidade insuficiente de dados de propagação sob efeito corona, ainda não se dispõe de modelos genéricos dessa natureza.

Neste capítulo, serão estudados dois modelos matemáticos para o efeito corona que são o modelo de Gary e o modelo de Skilling-Umoto (MAMIS et al., 2003).

4.3 – Modelos de Gary e de Skilling-Umoto para o efeito corona

As equações que descrevem o efeito corona não são de fácil implementação nas equações diferenciais da linha de transmissão, de modo que se obtenha uma formulação de fácil solução. Desse modo, para se obter respostas diretamente no domínio do tempo, utilizam-se modelos numéricos tais como o método das diferenças finitas e o método das características. Essa última categoria de modelos são desenvolvidos para serem implementados em programas do tipo EMTP. Alguns desses modelos utilizam resistores e capacitores não lineares dependentes da tensão aplicada sobre os mesmos e outros modelos utilizam capacitores e resistores, de valores fixos, juntamente com diodos e fontes de tensão. Porém, a maioria dos modelos de corona existentes apresentam resultados satisfatórios somente para uma situação específica (MAMIS et al., 2003).

O mecanismo que representa o efeito corona também pode ser representado pelos modelos de Gary e de Skilling-Umoto, que utilizam uma capacitância e uma condutância não lineares para representar o acúmulo e as perdas de cargas na linha (MAMIS et al., 2003). A capacitância e a condutância mencionadas anteriormente são variáveis em relação a tensão aplicada sobre as mesmas e são denominadas capacitância corona (C_c) e condutância corona (G_c). Em Mamis et al., 2003, os elementos C_c e G_c são obtidos por meio de funções analíticas conhecidas e, portanto, essa representação para o efeito corona é denominada modelo analítico do efeito corona. Esse modelo para o efeito corona pode ser inserido em linhas representadas por uma cascata de circuitos π , onde as correntes e as tensões ao longo da linha são descritas por meio de variáveis de estado (MAMIS et al., 2003).

De acordo com (MAMIS et al., 2003), se o efeito corona estiver presente no elemento diferencial de linha mostrado na figura 2.4, o mesmo pode ser representado nesse

segmento, utilizando os modelos de Gary e de Skilling-Umoto.

Desse modo, considerando a presença do efeito corona e do efeito da frequência, um elemento diferencial de linha pode ser representado conforme mostra a figura 4.2.

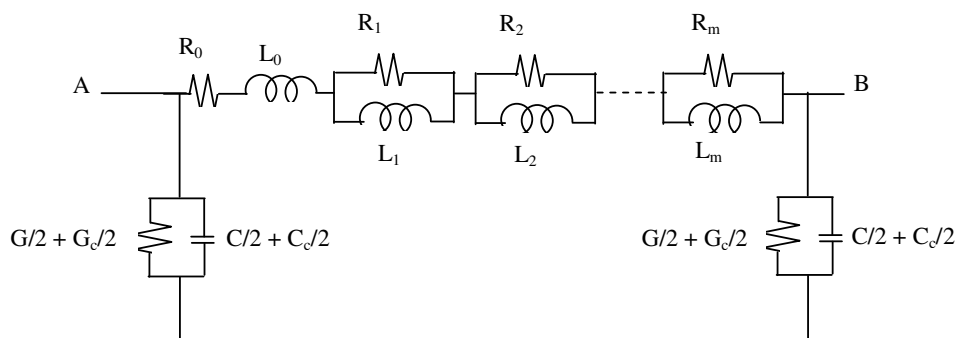


Figura 4.2 – Elemento diferencial de uma linha, considerando o efeito corona

Na figura 4.2, C_c e G_c são, respectivamente, a capacitância e a condutância que representam o efeito corona, R_0 e L_0 são os parâmetros longitudinais da linha, R_1, R_2, \dots, R_m são as resistências sintetizadas e L_1, L_2, \dots, L_m são as indutâncias sintetizadas, enquanto que G e C são os parâmetros transversais.

Portanto, pode-se representar uma linha de transmissão levando em conta a presença do efeito corona e do efeito da frequência por meio de uma cascata de circuitos π como mostrado na figura 4.2. Para que a cascata seja representada por meio de variáveis de estado, basta incluir os parâmetros C_c e G_c na posição da matriz $[A]$ referente ao elemento diferencial onde está ocorrendo o efeito corona.

A capacitância e condutância de corona são introduzidas no circuito diferencial da linha de transmissão quando o valor crítico de tensão de corona no ponto que sendo analisado é excedido. Assim, a capacitância e condutância de corona são somadas com a capacitância e condutância característica da linha respectivamente.

Conforme mostrado em (MAMIS et al., 2003), os valores de C_c e G_c são definidos em função do valor da tensão aplicada sobre esses elementos. Portanto, para cada instante de tempo, a capacitância C_c assumirá valores distintos em cada ponto da linha. O mesmo acontecerá com a condutância G_c .

Se a capacitância corona for representada pelo modelo de Gary, a mesma é definida como sendo (MAMIS et al., 2003):

$$C_C = \begin{cases} C \eta \left(\frac{v}{V_C} \right)^{\eta-1} & \text{se } v \geq V_C \\ 0 & \text{se } v < V_C \end{cases} \quad (4.1)$$

Na equação (4.1), C_C é a capacitância corona, C a capacitância geométrica do segmento de linha representado por um circuito π , v é a tensão que está sendo aplicada sobre a capacitância transversal da linha, V_C é o valor mínimo de tensão necessário para que o efeito corona se manifeste e η é um coeficiente definido como sendo:

$$\eta = 0,22r + 1,2 \quad (4.2)$$

sendo:

r – raio do condutor em centímetros.

Se for utilizado o modelo de Skilling-Umoto para representar a capacitância corona, obtêm-se (MAMIS et al., 2003):

$$C_C = \begin{cases} 2k_C \left(1 - \frac{V_C}{v} \right) & \text{se } V_C < v \\ 0 & \text{se } V_C > v \end{cases} \quad (4.3)$$

$$k_C = \sigma_C \cdot 10^{-11} \sqrt{\frac{r}{2h'}} \quad (4.4)$$

Em (4.4), σ_C é uma constante de perda por corona e h' a altura do condutor em relação ao solo e r o raio do condutor.

A condutância corona é única para os modelos de Gary e de Skilling-Umoto e é definida como sendo (MAMIS et al., 2003):

$$G_C = k_C \left(\frac{1 - V_C}{v} \right)^2 \quad (4.5)$$

Os modelos de Gary e de Skilling-Umoto consideram que o efeito corona somente se manifesta se a tensão v é maior que V_C e se a taxa de variação de v em relação ao tempo é positiva. Desse modo, para que o efeito corona se manifeste em um determinado ponto P da linha, a tensão V_p neste ponto deve obedecer as seguintes condições (MAMIS et al., 2003):

$$V_p > V_C \quad \text{e} \quad \frac{dV_p}{dt} > 0 \quad (4.6)$$

Desse modo, para que o efeito corona esteja presente em um ponto genérico da linha representada por meio de uma cascata de circuitos π , como mostrado na figura 4.2, é necessário que a tensão nesse ponto satisfaça as duas condições mostradas na equação (4.6). Caso uma das condições não seja atendida, esse ponto não terá acrescido a capacitância e a condutância que representam o efeito corona.

Portanto, a matriz [A] mostrada na equação (3.18) deverá ser alterada a cada iteração em função da tensão transversal da linha.

4.4 – Descrição do experimento desenvolvido por Wagner (WAGNER et al., 1954)

O experimento desenvolvido por Wagner et al., (1954), foi implementado em uma linha trifásica experimental de aproximadamente 2300 metros, situada em Brilliant, Ohio. Para que se obtivesse um circuito equivalente monofásico para utilizar nas simulações digitais, foi considerada somente a seqüência zero da linha experimental. Assim, com os parâmetros geométricos dessa linha experimental, foi possível obter os parâmetros longitudinais da linha sem levar em consideração o efeito da frequência.

A linha experimental foi energizada com uma fonte de tensão e as medições foram feitas a 628 metros, 1280 metros e a 2200 metros. Essas medições são mostradas na figura 4.3 (WAGNER et al., 1954).

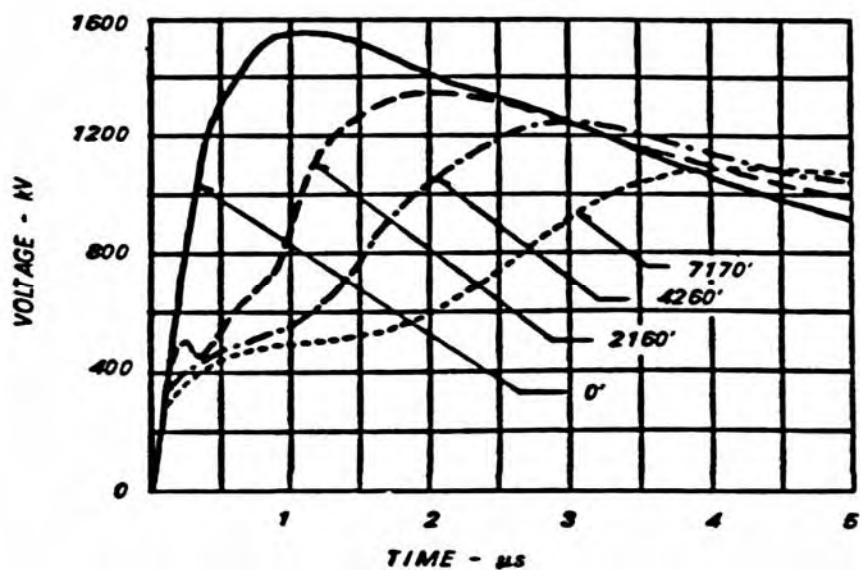


Figura 4.3 – Tensões do experimento com efeito corona.

Por meio da figura 4.3 foi possível levantar as formas de ondas das tensões levando em consideração o efeito corona, assim, é possível verificar se o modelo desenvolvido apresenta um bom comportamento.

As formas de onda da figura 4.4 foram obtidas por meio da figura 4.3, foram levantados ponto a ponto das formas de onda da figura 4.3.

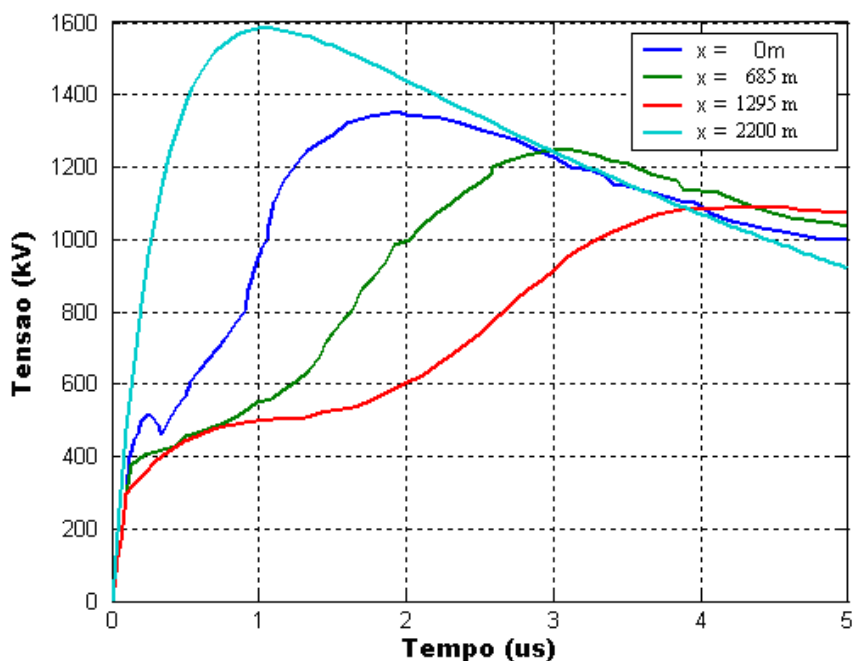


Figura 4.4 – Curvas levantadas ponto a ponto.

4.5 – Inclusão do efeito corona em uma linha monofásica: efeitos durante as simulações da energização da mesma por uma fonte de tensão exponencial

Nesta parte da simulação será utilizada a linha monofásica, descrita por Mamis et al., (2003), com parâmetros constantes e com parâmetros dependentes da frequência.

A linha de transmissão mostrada na figura 4.5 é um modelo de linha monofásica de 2,200 km de comprimento, que será representada por meio de uma cascata de 110 circuitos π .

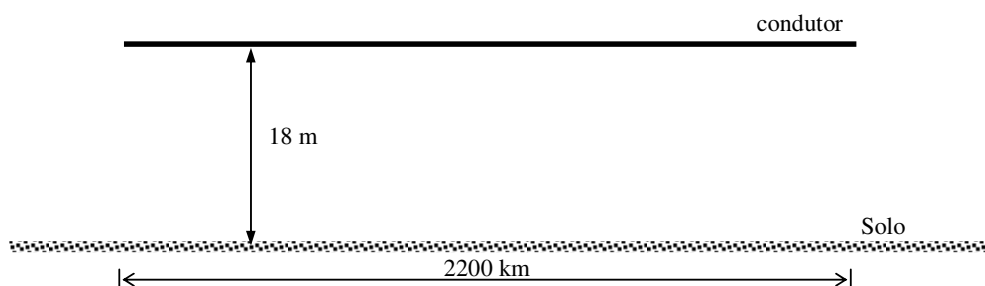


Figura 4.5 – Linha de transmissão a ser simulada

Os parâmetros unitários da linha monofásica sem levar em consideração o efeito da frequência são mostrados na tabela 4.1, esses valores foram calculados para uma frequência alta conforme (MAMIS et al., 2003).

Parâmetro	Valor
R	11,35 Ω /km
L	1,73 mH/km
G	0,556 μ S/km
C	7,8 nF/km

Tabela 4.1 – Parâmetros unitários da linha

Para a simulação da linha de transmissão monofásica, a mesma será energizada por uma fonte de tensão de dupla exponencial descrita pela equação (4.7) (MAMIS et al., 2003).

$$v(t) = 1950 \times 10^3 (e^{-0,3 \times 10^6 t} - e^{-0,15 \times 10^7 t}) \quad (4.7)$$

A figura 4.6 mostra a forma de onda de tensão da fonte exponencial descrita na equação (4.7), obtida por meio de uma rotina desenvolvida no MATLAB. Considerou-se que a linha foi energizada durante 5 μ s.

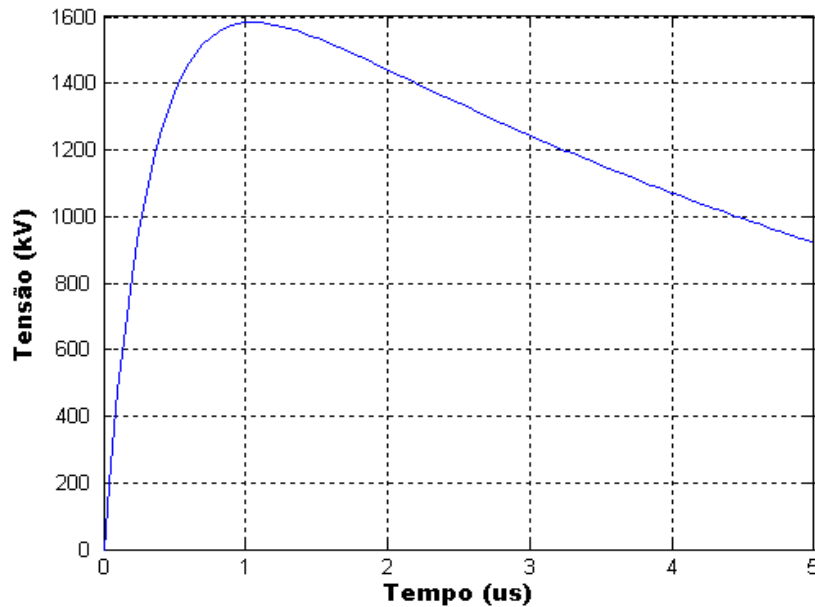


Figura 4.6 – Forma de onda da fonte de tensão

Para um melhor estudo das ondas viajantes de sobretensões, evitou-se as reflexões sucessivas das ondas de tensões e correntes na linha. Para isso foi conectada no terminal oposto ao da energização uma carga idêntica à impedância característica da linha. Dessa maneira, a linha passa a comportar-se como uma linha infinita e não apresenta reflexões de ondas em seus terminais (MINEGISHI et al., 1994, FUCHS et al., 1979).

A impedância característica da linha pode ser calculada como sendo (FUCHS et al., 1979, CHIPMAN et al., 1976):

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (4.8)$$

sendo:

$$\omega = 2\pi f \quad (4.9)$$

Na equação (4.8), Z_c é a impedância característica da linha, os elementos R e L são os parâmetros longitudinais, G e C os parâmetros transversais da linha e na equação (4.9), f é a frequência.

A impedância Z_c foi calculada para uma faixa de frequências compreendidas entre 10 Hz e 1 MHz. Devido aos parâmetros longitudinais serem calculados em altas frequências (MAMIS et al., 2003), verificou-se que a impedância Z_c se comporta como uma resistência para altas frequências, com um valor aproximado de 470 Ω .

A figura 4.7 mostra o circuito equivalente da linha monofásica mostrada na figura 4.5, com a fonte de tensão e a impedância característica.

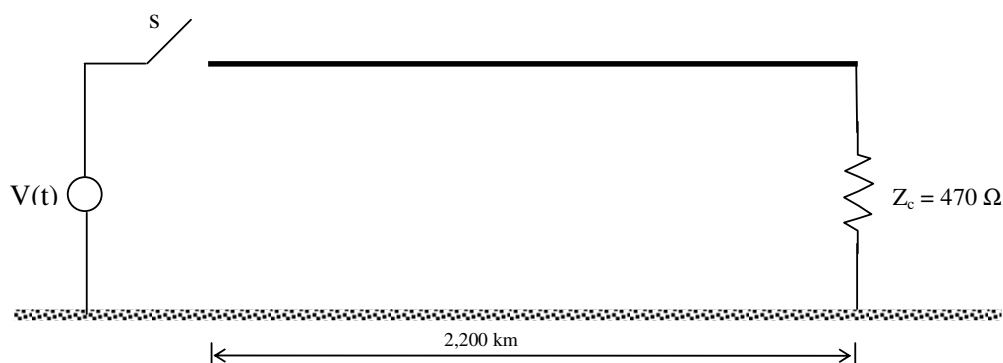


Figura 4.7 – Circuito que representa a linha submetida a uma descarga atmosférica

Conforme adotado em Mamis et al. (2003), utilizou-se os valores para as constantes σ_c e σ_G , de 30 e 10^7 , respectivamente. No modelo de Gary e Skilling-Umoto considerou-se que a tensão disruptiva do ar é $V_c = 550$ kV conforme adotado por Mamis et al., 2003.

A cascata de 110 circuitos π , utilizada para representar a linha, foi descrita por meio de equações de estado (MAMIS et al., 2003). A equação de estado foi solucionada numericamente utilizando o método de integração trapezoidal (RUGGIERO et al., 1998), sendo adotado um passo de cálculo de 0,05 μ s.

Devido as formas de onda da figura 4.3 terem sido mostradas em um tempo de 5 μ s, o instante em que as tensões obtidas pela simulação são nulas não foram levados em consideração na comparação com os resultados do experimento de Wagner et al., (1954).

Considerando que a linha monofásica mostrada na figura 4.7 possui as mesmas características geométricas da linha da figura 3.2 apresentada no capítulo 3 que já teve os parâmetros longitudinais em função da frequência sintetizados e apresentados na tabela 3.1, esse procedimento não será apresentado neste capítulo.

4.5.1 – Tensões a 685 metros do terminal de energização

A figura 4.8 mostra as tensões das simulações no ponto a 685 metros do terminal onde a linha foi energizada. Na figura 4.8 são mostradas as tensões com parâmetros constantes e com parâmetros dependentes da frequência do modelo de Gary e do modelo de Skilling-Umoto e a forma de onda da tensão do experimento do Wagner et al., (1954).

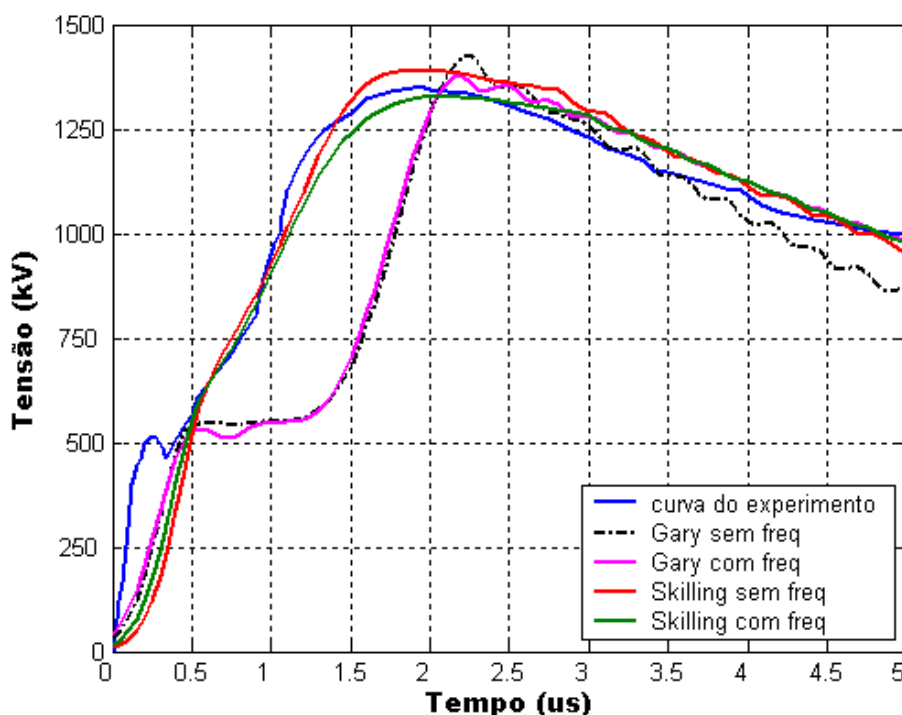


Figura 4.8 – Tensão a 685 metros do terminal de energização

Na figura 4.8 o modelo que teve um comportamento mais próximo da forma de onda da tensão do experimento do Wagner et al., (1954), foi o modelo de Skilling-Umoto levando em consideração o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais.

4.5.2 – Tensões a 1295 metros do terminal de energização

A figura 4.9 mostra as tensões das simulações no ponto a 1295 metros do terminal onde a linha foi energizada. Na figura 4.9 são mostradas as tensões com parâmetros constantes e com parâmetros dependentes da frequência do modelo de Gary e do modelo de Skilling-Umoto e a forma de onda da tensão do experimento do Wagner et al., (1954).

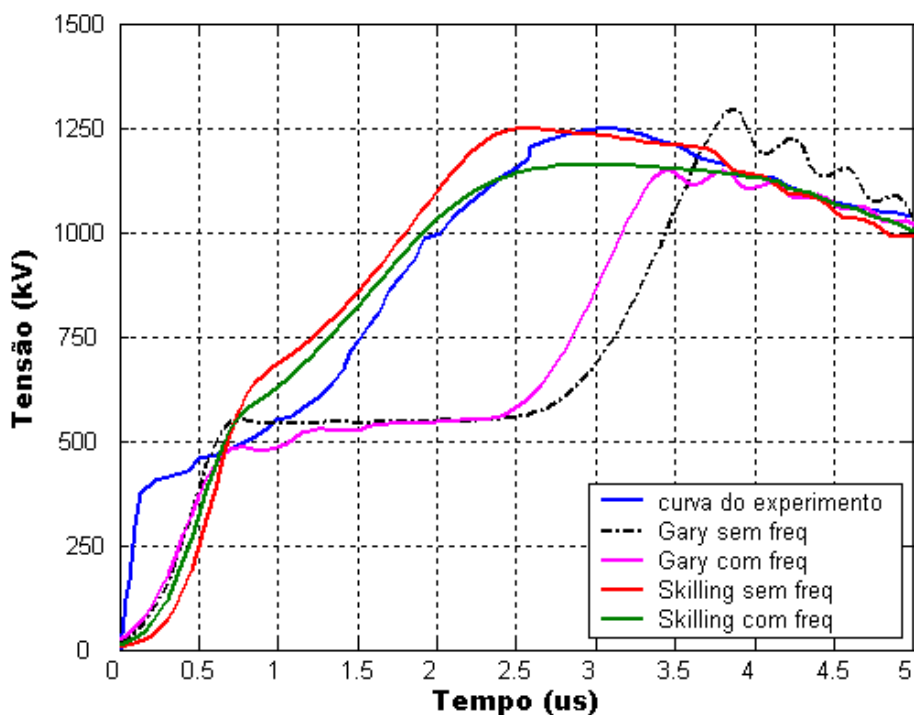


Figura 4.9 – Tensão a 1295 metros do terminal de energização

4.5.3 – Tensões a 2200 metros do terminal de energização

A figura 4.9 mostra as tensões das simulações no ponto a 1295 metros do terminal onde a linha foi energizada. Na figura 4.9 são mostradas as tensões com parâmetros constantes e com parâmetros dependentes da frequência do modelo de Gary e do modelo de Skilling-Umoto e a forma de onda da tensão do experimento do Wagner et al., (1954).

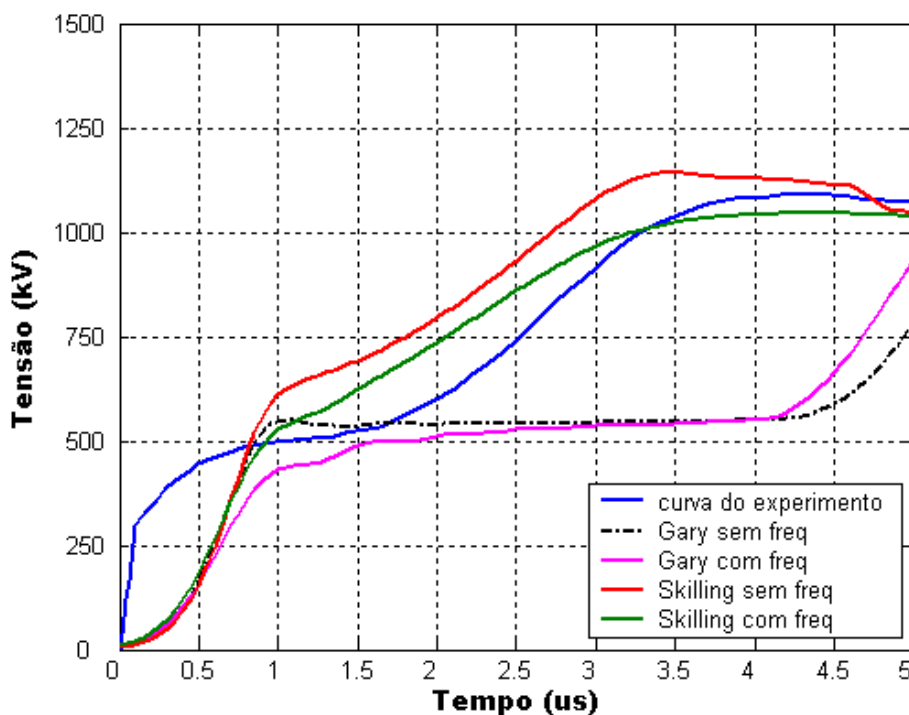


Figura 4.10 – Tensão a 2200 metros do terminal de energização

Nas simulações mostradas nas figuras 4.8 a 4.10, observou-se que o efeito da frequência causa pouca influência nas formas de ondas das tensões. Na posição a 685 metros de distância do terminal energizado o modelo desenvolvido que teve melhor resultado quando comparado com o resultado do experimento de Wagner et al., (1954), foi o modelo que utilizou-se as equações de Skilling-Umoto para representar o efeito corona. Nas posições a 1295 metros e 2200 metros de distância do terminal energizado a frequência causa uma influência na amplitude das tensões e o modelo utilizando as equações de Skilling-Umoto foi o que melhor se aproximou dos resultados do experimento de Wagner et al., (1954).

Conforme analisado por Mamis et al., (2003), o modelo que melhor se aproxima dos valores obtidos nas medições feitas por WAGNER et al., (1954), é o modelo que utiliza as equações de Skilling-Umoto para representar o efeito corona e nas simulações dos modelos desenvolvido nesse trabalho pode-se concluir o mesmo.

Nas próximas simulações deste trabalho será considerado somente o modelo desenvolvido para uma linha monofásica utilizando as equações de Skilling-Umoto, por

apresentar um melhor resultado quando comparado com os resultados do experimento de Wagner et al., (1954).

4.6 – Influência do efeito corona nas sobretensões de linhas monofásicas durante a energização das mesmas

Nesta parte da simulação, serão comparadas as tensões no terminal em aberto da linha com e sem a presença do efeito corona quando se leva em consideração os parâmetros dependentes da frequência.

A figura 4.11 representa um modelo de linha de transmissão monofásica a ser simulada.

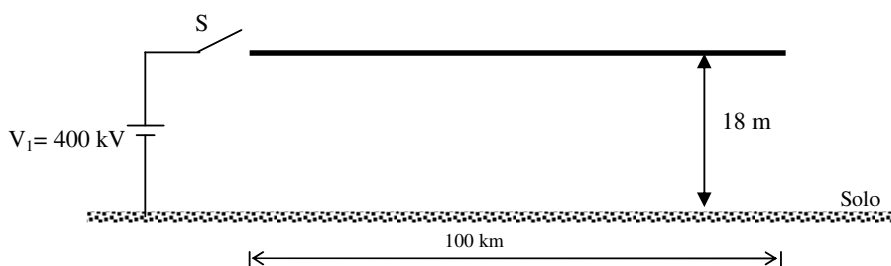


Figura 4.11 – Linha monofásica com o terminal em aberto

A linha de transmissão da figura 4.11 foi energizada com uma fonte de tensão de 400 kV, considerando que o terminal onde as tensões serão medidas está em aberto. O modelo utilizado para representar o efeito corona será o modelo de Skilling-Umoto por ter tido um melhor resultado nas simulações anteriores.

A figura 4.12 mostra a forma de onda viajante da tensão de energização no terminal final sem o efeito corona e considerando os parâmetros dependentes da frequência.

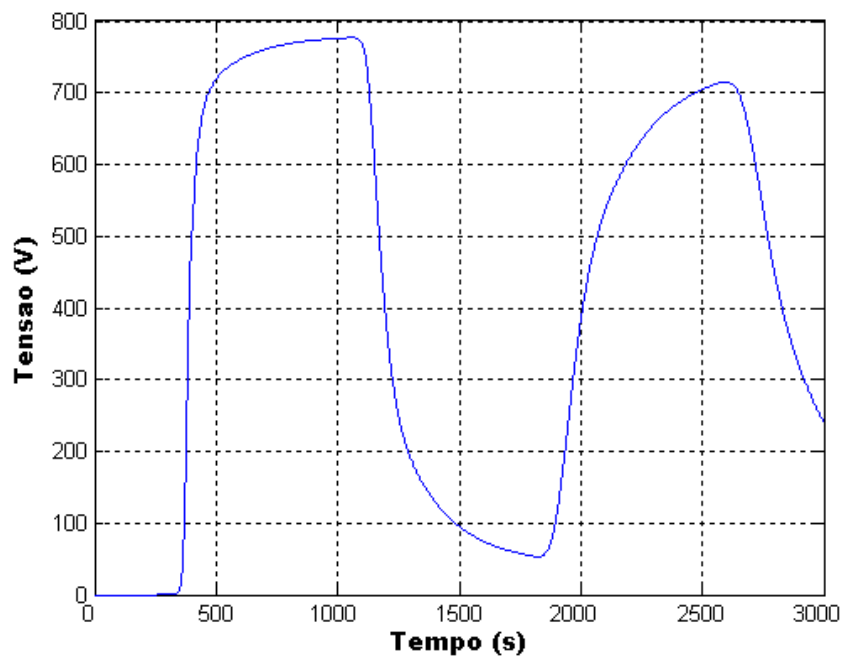


Figura 4.12 – Tensão no terminal da linha em aberto com parâmetros dependentes da frequência sem o efeito corona.

A figura 4.13 mostra a forma de onda de tensão no terminal em aberto com parâmetros longitudinais dependentes da frequência e com o efeito corona.

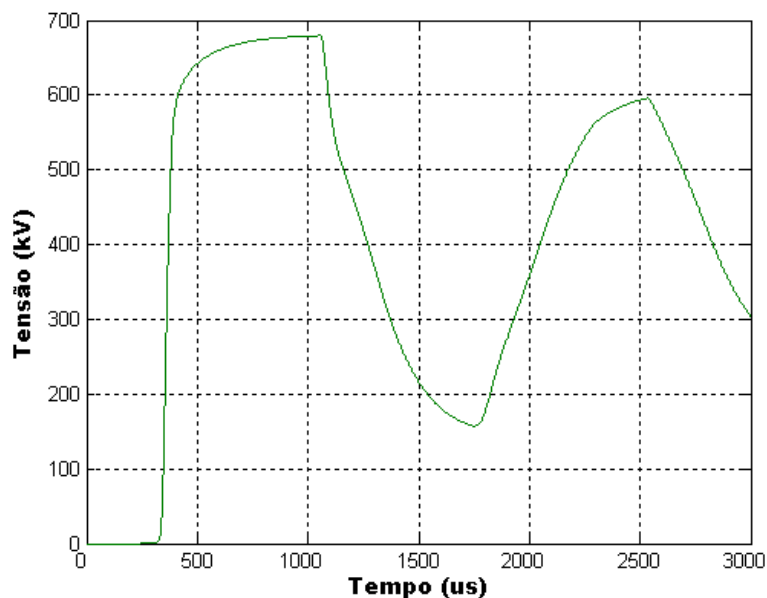


Figura 4.13 – Tensão no terminal da linha a parâmetros dependentes da frequência e efeito corona.

A figura 4.14 mostra a comparação das formas de onda das tensões no terminal em aberto sem efeito corona e com efeito corona considerando os parâmetros longitudinais dependentes da frequência.

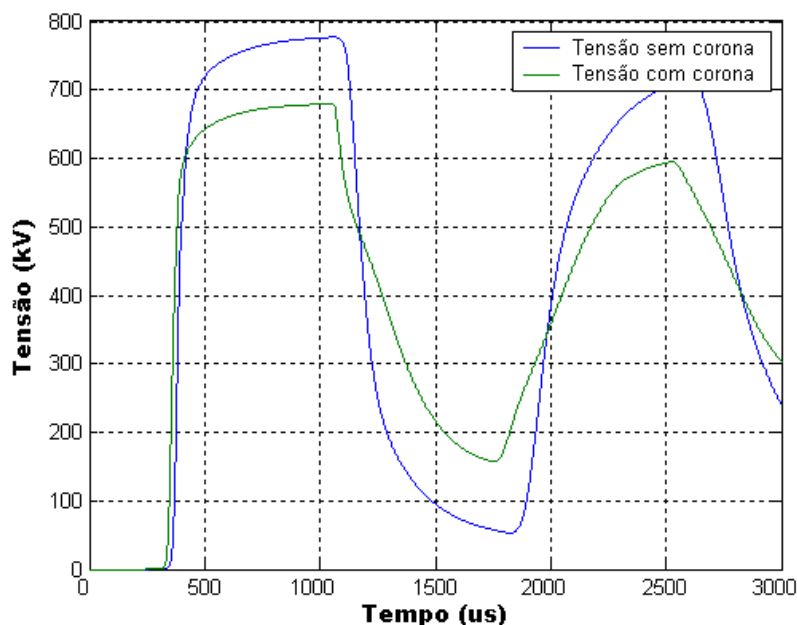


Figura 4.14 – Comparação da tensão sem efeito corona e com efeito corona.

Pode-se observar que considerando o efeito corona em linhas de transmissão, esse efeito causa influência na forma de onda da tensão resultante no terminal oposto ao da energização. O efeito corona diminui a amplitude da forma de onda da tensão.

4.7 – Conclusão

Neste capítulo, foi feita uma breve discussão referente às características dos procedimentos utilizados para inserir o efeito corona em modelos de linhas de transmissão.

Verificou-se que as equações que descrevem o efeito corona não são de fácil implementação nas equações diferenciais da linha de transmissão. Desse modo, para se obter respostas diretamente no domínio do tempo, utilizou-se modelos numéricos tais como o método das diferenças finitas e o método das características. A maioria dos modelos de corona existentes apresentam resultados satisfatórios somente para uma situação específica.

Foram estudados dois modelos para o efeito corona que são o modelo de Gary e o

modelo de Skilling-Umoto. Esses modelos utilizam uma capacitância e uma condutância não lineares para representar, o acúmulo e as perdas de cargas no modelo de linha monofásica, respectivamente, sendo que os valores da capacitância e a condutância são variáveis em relação a tensão aplicada. Esses modelos podem ser implementados em modelos de linhas que são representadas por meio de uma cascata de circuitos π e que as correntes e tensões ao longo da linha são descritas por meio de variáveis de estado.

Foi desenvolvido um modelo de linha monofásica que considera o efeito corona em linhas de transmissão. Isso foi possível usando as equações de Gary e de Skilling-Umoto que representam o efeito corona por de uma capacitância e condutância variável em função da tensão no ponto em que se está analisando.

Com o modelo desenvolvido neste capítulo e o modelo que considera o efeito da frequência estudado nos capítulos anteriores, foi possível obter um modelo de linha monofásica mais completo para análise de transitório durante uma energização.

Ao analisar a influência do efeito da frequência e do efeito corona em manobras de energização, verificou-se que devido ao efeito corona as tensões na linha, sofrem distorções e atenuações. Verificou-se que o efeito da frequência também influencia nas formas de ondas.

Observou-se que considerando o efeito da frequência nas simulações, o modelo que mais se aproxima dos valores do experimento desenvolvido por Wagner et al., (1954) é o modelo de Skilling-Umoto. Essas informações são importantes no momento em que se especifica o nível de isolamento dos equipamentos conectados na linha e também devem ser levadas em consideração no momento em que se dimensionam os pára-raios da linha de transmissão de energia elétrica.

5

Linhas de transmissão no domínio modal

5.1 – Introdução

As equações diferenciais de segunda ordem que descrevem uma linha de transmissão polifásica são de difícil solução devido ao acoplamento entre as fases. Uma importante ferramenta de análise de sistemas polifásicos é a técnica que desacopla as fases dos mesmos. Dessa maneira, um sistema que possui n fases acopladas pode ser representado por n sistemas monofásicos que são matematicamente idênticos ao sistema original.

Para um sistema polifásico genérico, a matriz com os autovetores do produto matricial $[Z][Y]$ desacopla as fases da linha. Existem, para um único produto $[Z][Y]$, diversos conjuntos de autovetores que desacoplam a linha. A definição de um conjunto específico de autovetores é feita por meio da imposição de uma restrição adicional, a de que cada um dos autovetores do conjunto possua módulo unitário.

Após ser mostrado neste capítulo que uma linha de n fases pode ser representada um modelo de n linhas monofásicas, será deduzida a matriz de transformação $[T_V]$ para representar uma linha bifásica em seus modos para a simulação dos transitórios eletromagnéticos.

5.2 – Decomposição Modal de Linhas de Transmissão

As equações diferenciais de primeira ordem para uma linha de transmissão com n fases são:

$$\frac{\partial[V(x, \omega)]}{\partial x} = -[Z(\omega)][I(x, \omega)] \quad (5.1)$$

$$\frac{\partial [I(x, \omega)]}{\partial x} = -[Y(\omega)][V(x, \omega)] \quad (5.2)$$

As equações diferenciais de segunda ordem para uma linha de transmissão com n fases, escritas no domínio da frequência são:

$$\frac{\partial^2 [V(x, \omega)]}{\partial x^2} = [Z(\omega)][Y(\omega)][V(x, \omega)] \quad (5.3)$$

$$\frac{\partial^2 [I(x, \omega)]}{\partial x^2} = [Y(\omega)][Z(\omega)][I(x, \omega)] \quad (5.4)$$

As matrizes $[Z(\omega)]$ e $[Y(\omega)]$ são, respectivamente, as matrizes de impedância longitudinal e de admitância transversal por unidade de comprimento da linha. Os vetores $[V(x, \omega)]$ e $[I(x, \omega)]$ são, respectivamente, os vetores com as tensões e correntes de fase.

Nas equações de (5.1) até (5.4), o termo ω corresponde à frequência angular. As matrizes de impedância longitudinal e de admitância transversal por unidade de comprimento da linha, assim como os vetores de corrente e tensão, são variáveis em relação à frequência. Por questões de simplificação, o termo ω será omitido dessas grandezas no restante deste capítulo.

A matriz $[Z]$ leva em consideração o efeito do solo e o efeito pelicular (DOMMEL et al., 1969; Marti et al., 1983). Os vetores $[V]$ e $[I]$ são os vetores de tensões e correntes de fase, respectivamente.

As equações de (5.1) a (5.4) estão no domínio das fases e são de difícil resolução, uma vez que os produtos matriciais $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$ são, de maneira genérica, distintos. As matrizes $[Z]$ e $[Y]$ não são matrizes diagonais.

Tais produtos podem ser transformados em matrizes diagonais a partir da utilização de uma transformação de similaridade. Nesse caso, os produtos matriciais $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$ resultarão em matrizes diagonais cujos elementos são os autovalores dos produtos matriciais.

A matriz $[\lambda_v]$, que é a matriz com os autovalores de $[Z][Y]$ é calculada por meio da seguinte relação:

$$[\lambda_v] = [T_v]^{-1} [Z][Y][T_v] \quad (5.5)$$

Os autovalores $[\lambda_I]$ do produto matricial $[Y][Z]$ são:

$$[\lambda_I] = [T_I]^{-1} [Y][Z][T_I] \quad (5.6)$$

Nas equações (5.5) e (5.6), as matrizes $[T_V]$ e $[T_I]$ são, respectivamente, as matrizes cujas colunas são os autovetores das matrizes $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$. As matrizes $[T_V]$, $[T_I]$, $[\lambda_I]$ e $[\lambda_V]$ são complexas e variáveis em relação à frequência.

Os produtos matriciais $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$, de maneira genérica, são distintos e portanto, as matrizes $[T_V]$ e $[T_I]$ são diferentes.

No entanto, mesmo sendo $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$ produtos matriciais distintos, seus determinantes e conseqüentemente seus autovalores $[\lambda_V]$ e $[\lambda_I]$ são iguais:

$$[\lambda_V] = [\lambda_I] \quad (5.7)$$

Denominando-se os autovalores dos produtos $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$ de $[\lambda_m]$, obtêm-se:

$$[\lambda_m] = [\lambda_V] \quad (5.8)$$

$$[\lambda_m] = [\lambda_I] \quad (5.9)$$

Substituindo-se as equações (5.8) e (5.9) nas equações (5.5) e (5.6), respectivamente, têm-se:

$$[\lambda_m] = [T_V]^{-1} [Z][Y][T_V] \quad (5.10)$$

$$[\lambda_m] = [T_I]^{-1} [Y][Z][T_I] \quad (5.11)$$

Fazendo a pré-multiplicação das equações (5.10) e (5.11) por $[T_V]$ e $[T_I]$, respectivamente, obtêm-se:

$$[T_V][\lambda_m] = [Z][Y][T_V] \quad (5.12)$$

$$[T_I][\lambda_m] = [Y][Z][T_I] \quad (5.13)$$

Fazendo-se a pós-multiplicação das equações (5.12) e (5.13) por $[T_V]^{-1}$ e $[T_I]^{-1}$, respectivamente, obtêm-se:

$$[Z][Y] = [T_V][\lambda_m][T_V]^{-1} \quad (5.14)$$

$$[Y][Z] = [T_I][\lambda_m][T_I]^{-1} \quad (5.15)$$

Substituindo as equações (5.14) e (5.15) nas equações (5.2) e (5.3), respectivamente, têm-se:

$$\frac{\partial^2 [V]}{\partial x^2} = [T_V][\lambda_m][T_V]^{-1} [V] \quad (5.16)$$

$$\frac{\partial^2 [I]}{\partial x^2} = [T_I][\lambda_m][T_I]^{-1} [I] \quad (5.17)$$

Pré-multiplicando as equações (5.16) e (5.17) por $[T_V]^{-1}$ e $[T_I]^{-1}$, respectivamente, obtêm-se:

$$\frac{\partial^2 [T_V]^{-1}[V]}{\partial x^2} = [\lambda_m][T_V]^{-1} [V] \quad (5.18)$$

$$\frac{\partial^2 [T_I]^{-1}[I]}{\partial x^2} = [\lambda_m][T_I]^{-1} [I] \quad (5.19)$$

Nas equações (5.18) e (5.19), pode-se definir as correntes e tensões modais como sendo:

$$[E_m] = [T_V]^{-1}[V] \quad (5.20)$$

$$[I_m] = [T_I]^{-1}[I] \quad (5.21)$$

Manipulando-se as equações (5.20) e (5.21), obtêm-se:

$$[V] = [T_V][E_m] \quad (5.22)$$

$$[I] = [T_I][I_m] \quad (5.23)$$

Nesse caso, $[E_m]$ e $[I_m]$ são os vetores com as tensões e as correntes modais da linha, respectivamente. Substituindo-se $[V]$ e $[I]$ das equações (5.22) e (5.23) nas equações (5.18) e (5.19), respectivamente, obtêm-se:

$$\frac{\partial^2 [E_m]}{\partial x^2} = [\lambda_m][E_m] \quad (5.24)$$

$$\frac{\partial^2 [I_m]}{\partial x^2} = [\lambda_m][I_m] \quad (5.25)$$

As expressões (5.24) e (5.25) são as equações diferenciais dos modos exatos da linha. Devido ao fato de $[\lambda_m]$ ser uma matriz diagonal, as mesmas são idênticas às equações diferenciais de n linhas monofásicas independentes cujas possíveis técnicas de resolução já foram mostradas em capítulos anteriores.

5.2.1 – Matrizes de impedâncias e de admitâncias modais exatas

Substituindo os vetores $[V]$ e $[I]$ das equações (5.22) e (5.23) nas equações (5.1) e (5.2), têm-se:

$$-\frac{\partial [T_V][E_m]}{\partial x} = [Z][T_I][I_m] \quad (5.26)$$

$$-\frac{\partial [T_I][I_m]}{\partial x} = [Y][T_V][E_m] \quad (5.27)$$

Pré-multiplicando as equações (5.26) e (5.27) por $[T_V]^{-1}$ e $[T_I]^{-1}$, respectivamente, obtêm-se:

$$\frac{\partial [E_m]}{\partial x} = -[T_V]^{-1} [Z] [T_I] [I_m] \quad (5.28)$$

$$\frac{\partial [I_m]}{\partial x} = -[T_I]^{-1} [Y] [T_V] [E_m] \quad (5.29)$$

As equações (5.28) e (5.29) podem ser escritas como sendo:

$$\frac{\partial [E_m]}{\partial x} = -[Z_m] [I_m] \quad (5.30)$$

$$\frac{\partial [I_m]}{\partial x} = -[Y_m] [V_m] \quad (5.31)$$

Nas equações (5.30) e (5.31), $[Z_m]$ e $[Y_m]$ são respectivamente, as matrizes de impedâncias longitudinais e de admitâncias transversais modais exatas da linha. Essas matrizes são escritas como sendo:

$$[Z_m] = [T_V]^{-1} [Z] [T_I] \quad (5.32)$$

$$[Y_m] = [T_I]^{-1} [Y] [T_V] \quad (5.33)$$

As matrizes $[Z_m]$ e $[Y_m]$ são matrizes diagonais, como mostrado nos próximos itens.

5.2.2 – Relação entre as matrizes $[T_V]$ e $[T_I]$

Considerando a impedância mútua entre as fases i e j idêntica à impedância mútua entre as fases j e i , pode-se afirmar que:

$$[Z] = [Z]^T \quad (5.34)$$

$$[Y] = [Y]^T \quad (5.35)$$

Nas equações (5.34) e (5.35), as matrizes $[Z]^T$ e $[Y]^T$ são as matrizes transpostas de $[Z]$ e $[Y]$, respectivamente. Substituindo as equações (5.34) e (5.35) na equação (5.10), obtém-se:

$$[\lambda_m] = [T_V]^{-1} [Z]^T [Y]^T [T_V] \quad (5.36)$$

Utilizando propriedades matriciais, pode-se escrever:

$$[Z]^T [Y]^T = ([Y][Z])^T \quad (5.37)$$

Substituindo a equação (5.37) na equação (5.36), fica:

$$[\lambda_m] = [T_V]^{-1} ([Y][Z])^T [T_V] \quad (5.38)$$

Transpondo os dois lados da equação (5.11), obtém-se:

$$[\lambda_m]^T = ([T_I]^{-1} [Y][Z][T_I])^T \quad (5.39)$$

Reagrupando o lado direito da equação (5.39):

$$[\lambda_m]^T = ([T_I]^{-1} [Y])^T ([Z][T_I])^T \quad (5.40)$$

A equação (5.40) pode ser reescrita como sendo:

$$[\lambda_m]^T = ([Z][T_I])^T ([T_I]^{-1} [Y])^T \quad (5.41)$$

Desenvolvendo o lado direito de (5.41) a partir do mesmo desenvolvimento feito na equação (5.40), obtém-se:

$$[\lambda_m]^T = \left([T_I]^T [Z]^T \right) [Y]^T [T_I]^{-1} \quad (5.42)$$

Considerando que $[\lambda_m]$ é uma matriz diagonal, pode-se afirmar que:

$$[\lambda_m] = [\lambda_m]^T \quad (5.43)$$

Com base na equação (5.43) pode-se afirmar que as equações (5.38) e (5.42) são idênticas. Portanto, tem-se:

$$[T_I]^{-1} ([Y][Z])^T [T_V] = [T_I]^T [Z]^T [Y]^T ([T_I]^{-1})^T \quad (5.44)$$

Desenvolvendo o termo $([Y][Z])^T$ no lado esquerdo da equação (5.44), tem-se:

$$[T_I]^{-1} [Y]^T [Z]^T [T_V] = [T_I]^T [Z]^T [Y]^T ([T_I]^{-1})^T \quad (5.45)$$

Da expressão (5.45), pode-se concluir que:

$$[T_V]^{-1} = [T_I]^T \quad (5.46)$$

A expressão (5.46) mostra que existe uma relação entre as matrizes $[T_V]$ e $[T_I]$. Portanto, basta calcular uma das matrizes e, a partir de (5.46), obter a outra matriz.

5.2.3 – Relação entre as matrizes $[\lambda_m]$, $[Z_m]$ e $[Y_m]$

Fazendo o produto das equações (5.32) e (5.33), tem-se:

$$[Z_m][Y_m] = [T_V]^{-1} [Z][T_I][T_I]^{-1} [Y][T_V] \quad (5.47)$$

Desenvolvendo a equação (5.47), fica:

$$[Z_m][Y_m] = [T_V]^{-1}[Z][Y][T_V] \quad (5.48)$$

Comparando as equações (5.10) e (5.48), pode-se afirmar que a matriz $[\lambda_m]$ pode ser escrita como sendo:

$$[\lambda_m] = [Z_m][Y_m] \quad (5.49)$$

Fazendo o produto das equações (5.33) e (5.32), obtém-se:

$$[Y_m][Z_m] = [T_I]^{-1}[Y][T_V][T_V]^{-1}[Z][T_I] \quad (5.50)$$

Desenvolvendo a equação (5.50), resulta em:

$$[Y_m][Z_m] = [T_I]^{-1}[Y][Z][T_I] \quad (5.51)$$

Comparando as equações (5.11) e (5.51), fica:

$$[\lambda_m] = [Y_m][Z_m] \quad (5.52)$$

As equações (5.49) e (5.52) mostram que os produtos $[Z_m][Y_m]$ e $[Y_m][Z_m]$ são idênticos. Portanto, as matrizes $[Z_m]$ e $[Y_m]$ são matrizes diagonais.

Substituindo as equações (5.49) e (5.52) nas equações (5.24) e (5.25), obtêm-se:

$$\frac{\partial^2 [E_m]}{\partial x^2} = [Z_m][Y_m][E_m] \quad (5.53)$$

$$\frac{\partial^2 [I_m]}{\partial x^2} = [Z_m][Y_m][I_m] \quad (5.54)$$

As equações (5.53) e (5.54) são as equações diferenciais modais da linha. Uma vez

que as matrizes $[Z_m]$ e $[Y_m]$ são diagonais, as equações (5.53) e (5.54) estão desacopladas e suas soluções são conhecidas (Budner et al., 1970).

5.3 – Obtenção da Matriz de Transformação Modal Utilizando o Método de Newton-Raphson

Uma maneira de se obter a matriz de transformação modal de uma linha de transmissão consiste em utilizar o método de Newton-Raphson que possibilita a obtenção de autovetores que não variam bruscamente em relação à frequência (Wedepohl et al., 1996):

Considerando uma linha polifásica de n fases. Para essa linha, pode-se escrever (Wedepohl et al., 1996):

$$[Z][Y][T_1] = [T_1][\lambda] \quad (5.55)$$

A equação (5.55) pode ser escrita como sendo:

$$([S] - \lambda_{kk}[I_d])[T_{kk}] = 0 \quad (5.56)$$

Na equação (5.56), a matriz $[S]$ corresponde ao produto matricial $[Y][Z]$, T_{kk} é a k -ésima coluna da matriz $[T_1]$, λ_{kk} é o autovalor associado ao autovetor T_{kk} e $[I_d]$ é a matriz identidade de ordem n . A equação (5.56) representa um sistema homogêneo com n equações e $(n+1)$ incógnitas. Para que o sistema possua uma única solução deve-se definir mais uma equação. Uma condição muito utilizada é a que define que o módulo de qualquer um dos autovetores associados a um autovalor específico é unitário (WEDEPHOL et al., 1963).

Assim quando uma linha de transmissão é modelada no domínio do tempo, existe a necessidade de que os autovalores sejam contínuos e não apresentem variações bruscas em relação a frequência. Essa necessidade vem do fato de que no domínio do tempo os autovetores são aproximados por funções racionais ou por matrizes constantes.

Se os autovetores são calculados por meio de algumas rotinas prontas do MATLAB os mesmos podem apresentar variações bruscas, sendo necessária a utilização de rotinas auxiliares para transformar os autovetores em funções contínuas.

Uma maneira de evitar as variações bruscas dos autovetores consiste em resolver a

equação (5.56) empregando do método de Newton-Raphson.

Para o caso específico de uma linha de n fases, as matrizes [S], [T_I] e [λ] são:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad (5.57)$$

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_{22} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \lambda_{nn} \end{bmatrix} \quad (5.58)$$

$$[T_I] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & \cdots & T_{1n} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & \cdots & T_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{n1} & T_{n2} & T_{n3} & \cdots & T_{nn} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

A matriz mostrada na equação (5.57) é conhecida, enquanto que as matrizes mostradas nas equações (5.58) e (5.59) devem ser determinadas para cada valor de frequência.

Para se obter o primeiro autovalor, e um correspondente conjunto de autovetores, a equação (5.56) torna-se:

$$([S] - \lambda_{11} [I_d]) T_{11} = 0 \quad (5.60)$$

Na equação (5.60), λ₁₁ é o primeiro autovalor enquanto que T₁₁ é a primeira coluna da matriz [T_I] que corresponde ao autovetor de λ₁₁. Portanto, da equação (5.60), obtém-se:

$$\left(\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \lambda_{11} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{21} \\ \vdots \\ T_{n1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

Desenvolvendo a equação (5.61), obtém-se:

$$(S_{11} - \lambda_{11})T_{11} + S_{12} T_{21} + \cdots + S_{1n} T_{3n} = 0 \quad (5.62a)$$

$$S_{21} T_{11} + (S_{22} - \lambda_{11})T_{21} + \cdots + S_{2n} T_{3n} = 0 \quad (5.62b)$$

$$\vdots$$

$$S_{n1} T_{11} + S_{n2} T_{21} + \cdots + (S_{nn} - \lambda_{11})T_{n1} = 0 \quad (5.62c)$$

Utilizando a hipótese de que o módulo do autovetor deve ser unitário, tem-se:

$$T_{11}^2 + T_{21}^2 + \cdots + T_{n1}^2 - 1 = 0 \quad (5.63)$$

O jacobiano das equações (5.62) e (5.63) é escrito como sendo (SWOKOWSKI et al., 1995):

$$[J] = \begin{bmatrix} (S_{11} - \lambda_{11}) & S_{12} & \cdots & S_{1n} & -T_{11} \\ S_{21} & (S_{22} - \lambda_{11}) & \cdots & S_{2n} & -T_{21} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & (S_{nn} - \lambda_{11}) & -T_{n1} \\ 2T_{11} & 2T_{21} & \cdots & 2T_{n1} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

Pode-se ainda escrever as equações de (5.62a) até (5.62c) e (5.63) como sendo um sistema cujo número de equações é igual ao número de incógnitas. Agrupando-as novamente, obtêm-se:

$$F_1 = (S_{11} - \lambda_{11})T_{11} + S_{12} T_{21} + \cdots + S_{1n} T_{n1} \quad (5.65a)$$

$$F_2 = S_{21} T_{11} + (S_{22} - \lambda_{11})T_{21} + \cdots + S_{2n} T_{n1} \quad (5.65b)$$

$$\vdots$$

$$F_n = S_{n1} T_{11} + S_{n2} T_{21} + \cdots + (S_{nn} - \lambda_{11})T_{n1} \quad (5.65c)$$

$$F_{n+1} = T_{11}^2 + T_{21}^2 + \cdots + T_{n1}^2 - 1 \quad (5.65d)$$

sendo:

$$[F]^T = [F_1 \ F_2 \ \dots \ F_n \ F_{n+1}] \quad (5.66)$$

Define-se o vetor $[x]$ como sendo:

$$[x] = \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{21} \\ T_{31} \\ \lambda_{11} \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

A solução para o vetor $[x]$, do sistema de equações definido por meio das equações (5.65a) até (5.65d), é obtido por meio do método de Newton-Raphson. Desse modo, a i -ésima iteração do método de Newton-Raphson é escrita sob a forma (WEDEPOHL et al., 1996):

$$[x]^i = [x]^{i-1} - J([x]^{i-1})^{-1} F([x]^{i-1}) \quad (5.68)$$

Na equação (5.68), $[x]^i$ é o vetor $[x]$ na i -ésima iteração. Os termos $J([x]^{i-1})$ e $F([x]^{i-1})$ são, respectivamente, o jacobiano de $J[x]$ e $F[x]$ calculados na iteração anterior. O método de Newton-Raphson geralmente converge rapidamente desde que os valores de x e $J(x)^{-1}$ sejam conhecidos.

Admitindo um erro, o algoritmo de Newton-Raphson se repetirá até a convergência e o processo será encerrado quando o erro for menor do que o admitido, obtendo dessa forma, o primeiro autovetor λ_{11} e a primeira coluna da matriz $[T_I]$. Isto é: $T_{11}, T_{21} \dots T_{n1}$. O procedimento mostrado deve ser repetido para determinar-se λ_{22} e a segunda coluna da matriz $[T_I]$ e assim por diante.

Uma vez que os autovetores são obtidos, é possível determinar as matrizes de impedâncias e de admitâncias modais da linha a partir das equações (5.32), (5.33) e (5.46).

5.4 – Representação de uma Linha Bifásica no Domínio Modal

Seja a figura 5.1 a representação de uma linha bifásica com uma certa altura h e com uma distancia d entre as fases.

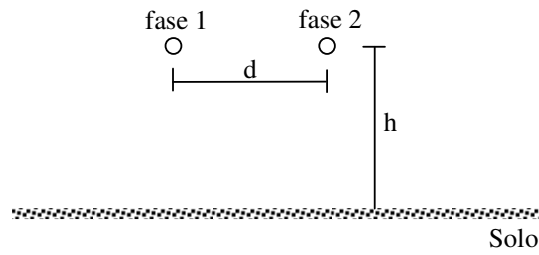


Figura 5.1 – Representação de uma linha bifásica.

A linha mostrada na figura 5.1 está representada no domínio das fases.

Devido ao acoplamento existente entre as fases da linha, o acoplamento é representado pelos termos mútuos das matrizes $[Z]$ e $[Y]$, a representação da linha bifásica por meio de uma cascata de circuitos π é muito difícil.

A linha bifásica mostrada na figura 5.1 possui um plano de simetria vertical.

Nas equações (5.69) e (5.70), têm-se as matrizes de impedância e admitância da linha bifásica.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

sendo:

Z_{11} e Z_{22} - impedância própria dos cabos 1 e 2, respectivamente;

Z_{12} - impedância mútua entre os cabos 1 e 2;

Z_{21} - impedância mútua entre os cabos 2 e 1;

Y_{11} e Y_{22} - admitância dos cabos 1 e 2 respectivamente ;

Y_{12} - admitância entre os cabos 1 e 2;

Y_{21} - admitância entre os cabos 2 e 1.

Para a linha bifásica da figura 5.1, tem-se que a impedância Z_{11} é igual a impedância Z_{22} e a impedância Z_{12} é igual a impedância Z_{21} . Para a admitância, tem-se também que a

admitância Y_{11} é igual a Y_{22} e a admitância Y_{12} é igual a Y_{21} .

Simplificando, tem-se:

$$Z_{11} = Z_{22} = A \quad (5.71)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = B \quad (5.72)$$

$$Y_{11} = Y_{22} = C \quad (5.73)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = D \quad (5.74)$$

Substituindo as equações (5.71) e (5.72) na equação (5.69) e as equações (5.73) e (5.74) na equação (5.70), obtêm-se:

$$[Z] = \begin{bmatrix} A & B \\ B & A \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} C & D \\ D & C \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

Para uma linha bifásica, tem-se que as equações diferenciais da linha no domínio das fases são dadas por (FUCHS et al., 1979):

$$\frac{\partial^2 [V]}{\partial x^2} = [Z][Y][V] \quad (5.77)$$

$$\frac{\partial^2 [I]}{\partial x^2} = [Y][Z][I] \quad (5.78)$$

Fazendo o produto $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$, tem-se que:

$$[Z][Y] = \begin{bmatrix} AC+BD & AD+BC \\ AD+BC & AC+BD \end{bmatrix} \quad (5.79)$$

$$[Y][Z] = \begin{bmatrix} AC+BD & AD+BC \\ AD+BC & AC+BD \end{bmatrix} \quad (5.80)$$

Assim, verifica-se que o produto $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$ são iguais para uma linha bifásica com plano de simetria vertical.

O produto $[Z][Y]$ e $[Y][Z]$ será representado por:

$$[Z][Y] = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \\ K_2 & K_1 \end{bmatrix} \quad (5.81)$$

onde,

$$K_1 = AC + BD \quad (5.82)$$

$$K_2 = AD + BC \quad (5.83)$$

Os vetores de tensão e de corrente são iguais a:

$$[V]^T = [V_1 \ V_2] \quad (5.84)$$

$$[I]^T = [I_1 \ I_2] \quad (5.85)$$

Assim, as equações diferenciais de tensão e corrente do condutor 1 ficam:

$$\frac{\partial^2 V_1}{\partial x^2} = K_1 V_1 + K_2 V_2 \quad (5.86)$$

$$\frac{\partial^2 I_1}{\partial x^2} = K_1 I_1 + K_2 I_2 \quad (5.87)$$

As equações diferenciais para o condutor 2 ficam:

$$\frac{\partial^2 V_2}{\partial x^2} = K_2 V_1 + K_1 V_2 \quad (5.88)$$

$$\frac{\partial^2 I_2}{\partial x^2} = K_2 I_1 + K_1 I_2 \quad (5.89)$$

Conforme descrito anteriormente neste capítulo, a matriz $[T_V]$ diagonaliza o produto $[Z][Y]$.

Para determinar os autovalores do produto $[Z][Y]$ a seguinte equação (SWOKOWSKI et al., 1994) é utilizada:

$$\det([Z][Y] - \lambda [I_d]) = 0 \quad (5.90)$$

Na equação (5.90), λ é o autovalor do produto $[Z][Y]$ e $[I_d]$ é a matriz identidade. Fazendo o desenvolvimento da equação (5.90), obtêm-se:

$$\lambda_1 = x + y \quad (5.91)$$

$$\lambda_2 = x - y \quad (5.92)$$

Os valores de x e y são:

$$x = AC + BD \quad (5.93)$$

$$y = AD + BC \quad (5.94)$$

A matriz $[T_V]$ igual a:

$$[T_V] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad (5.95)$$

Para determinar os valores de λ_{11} , T_{11} e T_{21} , faz-se o seguinte desenvolvimento. Fazendo o produto $[Z][Y]$ igual a γ para simplificar os cálculos, obtêm-se:

$$\gamma T_1 = \lambda_1 T_1 \quad (5.96)$$

Substituindo os valores de γ , λ_1 e T_1 na equação (5.96), têm-se:

$$\begin{bmatrix} x & y \\ y & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{21} \end{bmatrix} = (x + y) \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{21} \end{bmatrix} \quad (5.97)$$

Desenvolvendo a equação (5.97), obtêm-se:

$$x T_{11} + y T_{21} = x T_{11} + y T_{11} \quad (5.98)$$

$$T_{11} = T_{21} \quad (5.99)$$

$$y T_{11} + x T_{21} = x T_{21} + y T_{21} \quad (5.100)$$

$$T_{11} = T_{21} \quad (5.101)$$

De forma análoga para λ_2 , obtêm-se:

$$T_{12} = -T_{22} \quad (5.102)$$

Fazendo T_{11} e T_{12} iguais a 1, a matriz $[T_V]$ assume o seguinte valor (WEDEPOHL et al., 1996):

$$[T_V] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.103)$$

Da equação (5.46), obtêm-se:

$$[T_I] = [T_V]^{-T} \quad (5.104)$$

Na equação (5.104) $[T_V]^{-T}$ corresponde à matriz $[T_V]^{-1}$ transposta. Desse modo, conclui-se que a matriz $[T_I]$ será escrita como sendo:

$$[T_I] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.105)$$

Para determinar as matrizes de impedância e admitância modais, aplicam-se as equações (5.32) e (5.33), respectivamente, e obtêm-se:

$$[Z_m] = \begin{bmatrix} \frac{A+B}{2} & 0 \\ 0 & \frac{A-B}{2} \end{bmatrix} \quad (5.106)$$

$$[Y_m] = \begin{bmatrix} 2(C+D) & 0 \\ 0 & 2(C-D) \end{bmatrix} \quad (5.107)$$

A tensão modal da linha bifásica é determinada a partir da equação (5.20). Assim, tem-se:

$$[E_m] = \begin{bmatrix} \frac{V_1 + V_2}{2} \\ \frac{V_1 - V_2}{2} \end{bmatrix} \quad (5.109)$$

onde V_1 e V_2 são as tensões de fase da fase 1 e da fase 2, respectivamente.

A relação entre as correntes modais e as correntes de fase é dada pela equação (5.21), e assim obtém-se:

$$[I_m] = \begin{bmatrix} I_{m1} \\ I_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 + I_2 \\ I_1 - I_2 \end{bmatrix} \quad (5.110)$$

onde I_1 e I_2 são as correntes de fase da fase 1 e da fase 2, respectivamente.

A figura 5.2 mostra a linha bifásica da figura 5.1 representada no domínio dos modos a partir da matriz de transformação $[T_V]$.

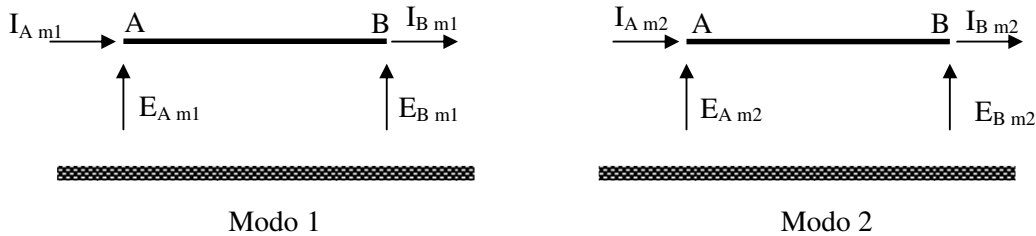


Figura 5.2 – Linha bifásica e sua representação no domínio dos modos.

Uma vez, encontradas as correntes e tensões de cada modo, pode-se encontrar as correntes e tensões de fase por meio das equações (5.22) e (5.23), respectivamente.

5.5 – Conclusão

Neste capítulo, mostrou-se o processo de decomposição modal de linhas de transmissão. A representação modal de linhas permite que uma linha de transmissão de n fases seja decomposta em seus n modos de propagação.

A vantagem de se representar a linha por meio de seus modos de propagação está no fato de que cada um dos modos comporta-se como uma linha monofásica. Desse modo, uma linha polifásica de n fases pode ser representada como sendo n modelos de linhas monofásicas independentes, cujas equações de correntes e tensões são conhecidas e cujas soluções foram mostradas em capítulos anteriores.

A decomposição da linha em seus modos de propagação é feita por meio de uma transformação de similaridade, sendo a matriz de transformação uma matriz cujas colunas correspondem a um conjunto de autovetores do produto matricial $[Z][Y]$.

Conforme descrito neste capítulo, é possível representar uma linha de transmissão bifásica em seus modos por meio das matrizes de transformação. Devido a configuração da matriz $[T_V]$ da linha bifásica, não é necessário a utilização do método de Newton-Raphson para diagonalizar a matriz $[T_V]$.

A linha bifásica representada nos modos se comporta como duas linhas monofásicas, é possível assim representá-las usando de duas cascatas de circuitos π independentes.

6

Representação de linhas bifásicas por meio de variáveis de estado considerando o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais

6.1 – Introdução

Neste capítulo será mostrada a implementação de um modelo que representa uma linha de transmissão bifásica, com plano de simetria vertical, por meio de uma cascata de circuitos π , considerando o efeito da frequência nos seus parâmetros longitudinais e utilizando o conceito de variáveis de estado.

6.2 – Diagrama de Blocos do Programa

O modelo que representa a linha bifásica foi implementado em um microcomputador, utilizando o software MATLAB. Foi escolhido o MATLAB devido à grande facilidade do mesmo em realizar operações matemáticas envolvendo matrizes.

Na primeira etapa do programa, são lidos os dados da linha de transmissão bifásica a ser simulada, tais como: a altura e o raio do condutor das fases 1 e 2. Em seguida, são calculados os parâmetros da linha de transmissão, considerando o efeito da frequência, devido aos efeitos solo e pelicular.

Em uma segunda etapa, realiza-se a transformação modal dos parâmetros da linha bifásica. Ou seja, a linha bifásica é representada no domínio modal por duas linhas monofásicas, conforme foi mostrado no capítulo anterior. A partir disso, os parâmetros longitudinais da linha no domínio modal são representados por meio de funções racionais, onde os pólos e resíduos dessa função racional serão determinados com o auxílio do método *vector fitting*.

Com os parâmetros sintetizados e inseridos na cascata de circuitos π é possível calcular as tensões e correntes no terminal das duas linhas monofásicas no domínio modal, utilizando a representação da mesma por meio de variáveis de estado.

Os parâmetros de cada um dos circuitos π são calculados com base nos parâmetros longitudinais e transversais da linha e no comprimento da linha. A implementação do método de integração trapezoidal soluciona um sistema $\dot{x} = [A].x + [B].u$. O método de integração trapezoidal é bastante utilizado em simulações de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência (EDWARDS et al., 1995; DOMMEL et al., 1996; NELMS et al., 1989).

Após a propagação das ondas de tensão e corrente, aplica-se a transformação modal inversa. Com isso, têm-se os valores de tensão e de corrente no final da linha bifásica.

Na figura 6.1 é mostrado um diagrama de blocos do algoritmo do programa desenvolvido.

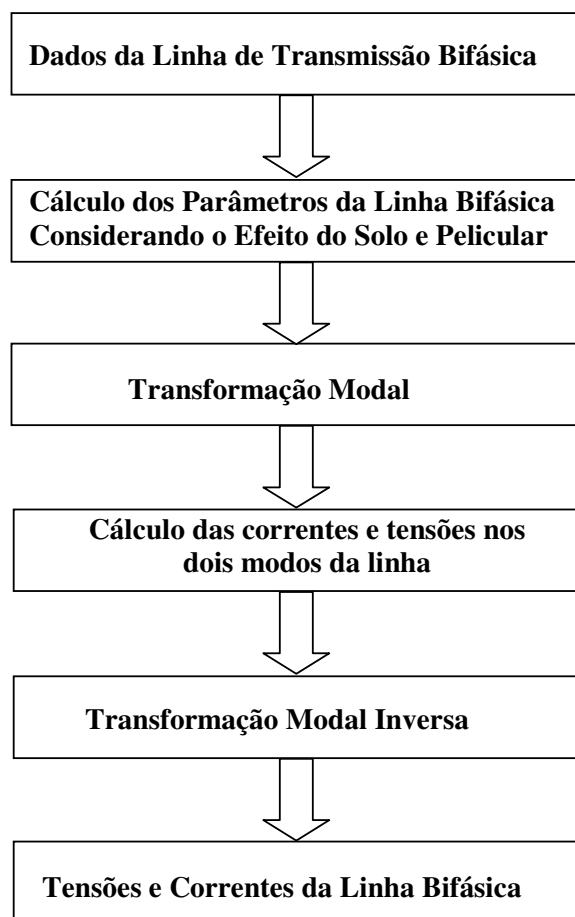


Figura 6.1 – Diagrama de blocos do programa desenvolvido

O modelo desenvolvido será utilizado para simular transitórios em uma linha de transmissão bifásica com um plano de simetria vertical. Serão analisados transitórios resultantes das operações de manobras e chaveamentos que ocorrem na linha.

6.3 – Cálculo dos Parâmetros da Linha de Transmissão Bifásica

Os resultados obtidos foram baseados em um vetor de frequência que compreende valores entre 0,01 Hz e 100 MHz. Para a simulação, foi adotado um condutor com raio de 1,021 [cm] e resistência do solo de 1000 Ω .m (KUROKAWA et al., 2003).

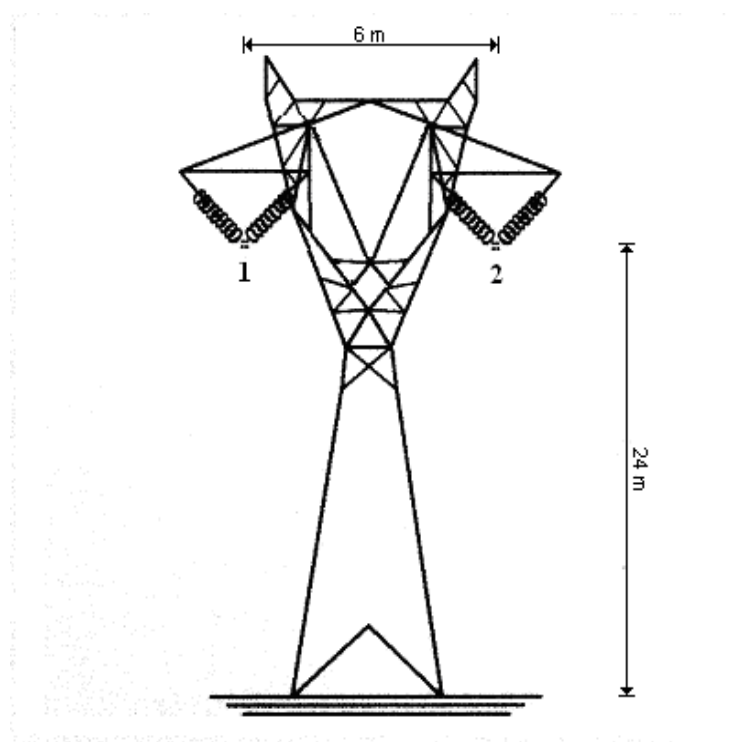


Figura 6.2 – Linha de transmissão hipotética.

A partir dos dados da linha bifásica representada na figura 6.2, foi possível calcular os parâmetros longitudinais, resistência e indutância, levando em consideração o efeito da frequência sobre os mesmos. Ou seja, considerando o efeito pelicular e o efeito solo como foi estudado no capítulo 2.

O efeito pelicular e o efeito solo são dependentes da frequência do sinal aplicado nos condutores, das características físicas dos condutores e dos dados geométricos espaciais sobre

o posicionamento dos condutores, da distância entre eles, bem como, entre os condutores e o solo.

A figura 6.3 mostra a resistência longitudinal das fases 1 e 2 da linha mostrada na figura 6.2.

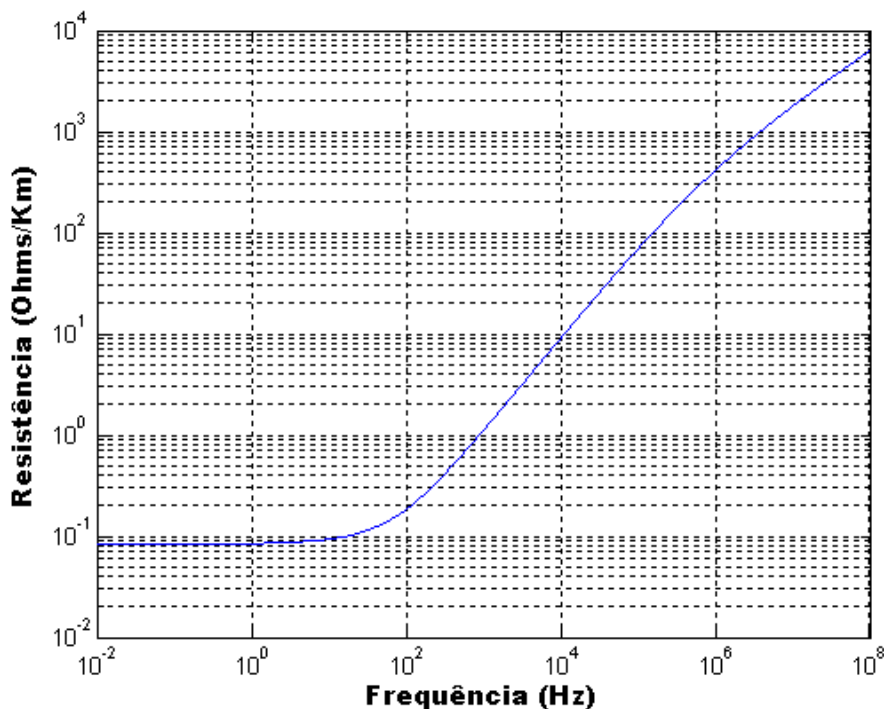


Figura 6.3 – Resistência própria R_{11} e R_{22} .

Observa-se na figura 6.3 que a resistência da linha de transmissão varia em função da frequência. Para baixas frequências, a resistência é praticamente constante. No entanto, ao aumentar o valor da frequência, notou-se que a resistência.

A resistência própria R_{11} e R_{22} apresentam o mesmo comportamento devido ao plano de simetria vertical. A resistência própria é formada pela soma da resistência devido ao efeito solo e efeito pelicular.

A figura 6.4 mostra a resistência mútua em função da frequência (DOMMEL et al., 1986) entre os condutores 1 e 2 da figura 6.2.

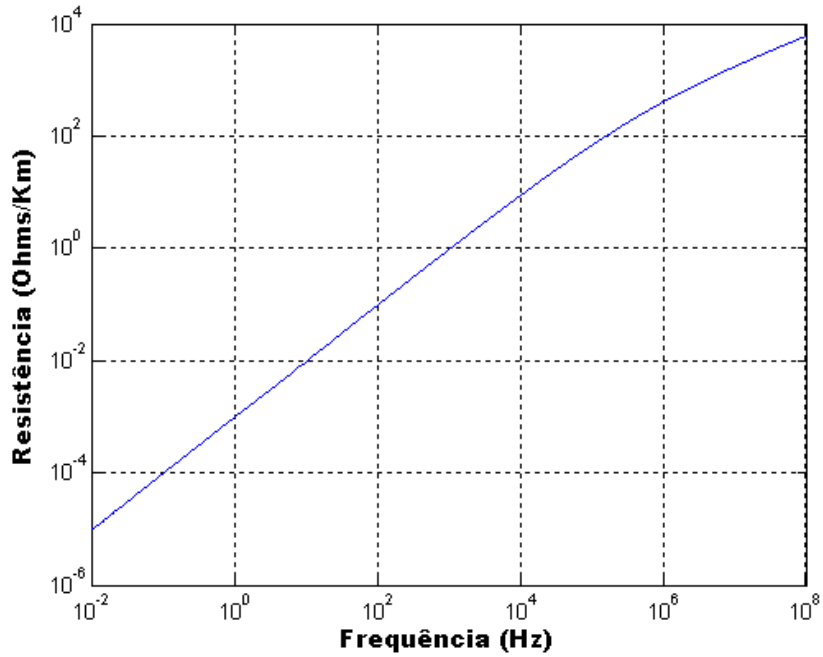


Figura 6.4 – Resistência mútua R_{12} .

Na figura 6.4, observou-se que a resistência mútua entre os dois cabos 1 e 2 da linha, mostrada na figura 6.2 aumenta em função da frequência.

A figura 6.5 mostra a indutância própria em função da frequência dos cabos das fases 1 e 2 da linha de transmissão, mostrada na figura 6.2.

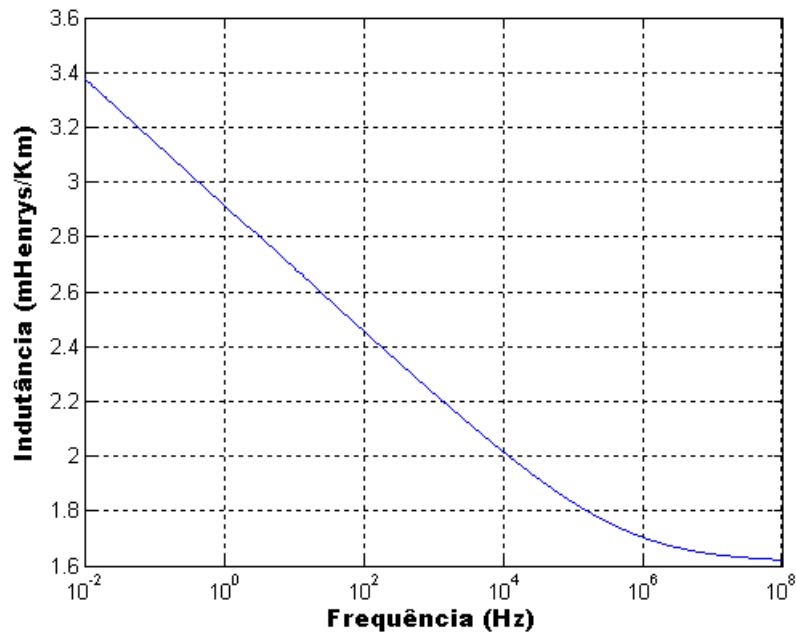


Figura 6.5 – Indutância própria L_{11} e L_{22} .

As indutâncias próprias L_{11} e L_{22} apresentam o mesmo comportamento devido ao plano de simetria vertical. A indutância própria é formada pela soma da indutância devido ao efeito solo, efeito pelicular e pela indutância externa do condutor.

A Fig. 6.6, mostra a indutância mútua em função da frequência entre os condutores 1 e 2 da linha de transmissão mostrada na Fig. 6.2.

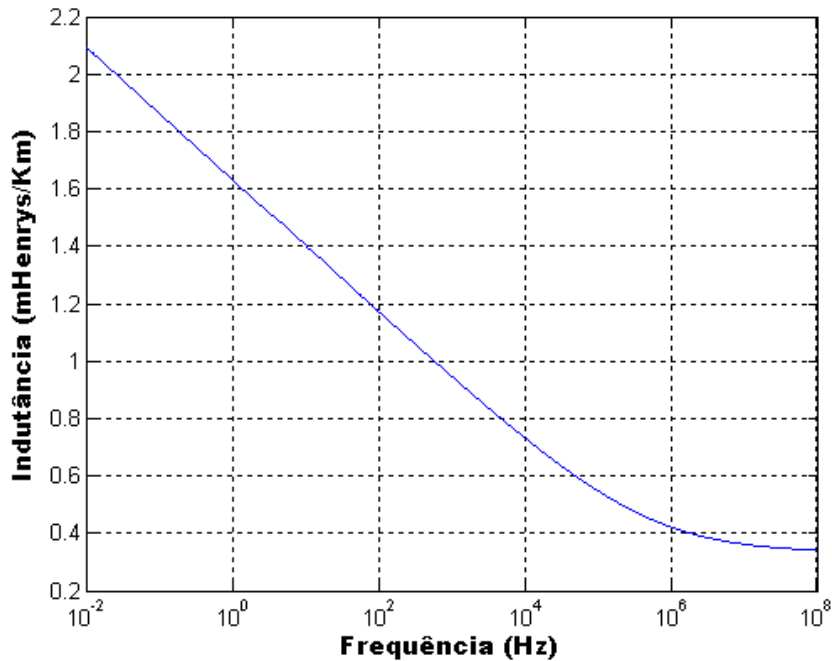


Figura 6.6 – Indutância mútua L_{12} .

A figura 6.7, mostra a linha bifásica considerada na figura 6.2 ilustrando as distâncias entre seus condutores.

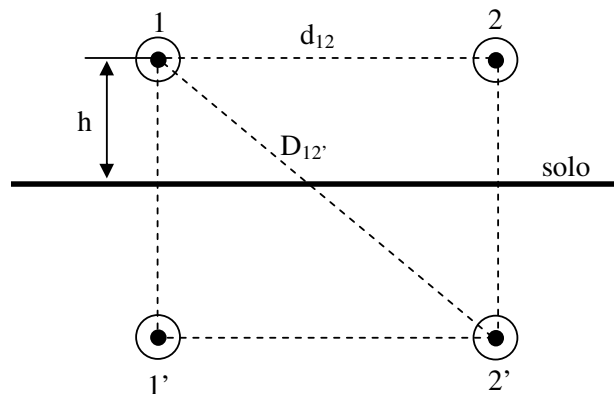


Figura 6.7 – Distância entre os condutores da linha bifásica.

Para o cálculo das capacitâncias da linha bifásica é necessário obter a matriz dos coeficientes de campo elétrico, dada por:

$$[E] = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \begin{bmatrix} \ln \frac{2h}{r_1} & \ln \frac{D_{12'}}{d_{12}} \\ \ln \frac{D_{21'}}{d_{21}} & \ln \frac{2h}{r_2} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Logo, sabe-se que a matriz das capacitâncias da linha de transmissão bifásica é dada pela seguinte equação:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1,259 & -0,311 \\ -0,311 & 1,259 \end{bmatrix} \frac{\text{nF}}{\text{m}} \quad (6.2)$$

A capacitância própria relativa às duas fases é de 1,259 nF /m. A capacitância mútua entre duas fases é de 0,311 nF /m. Portanto a matriz de admitâncias transversais de uma linha de transmissão é dada por (FUCHS, 1979):

$$[Y] = j\omega[C] \quad (6.3)$$

6.4 – Representação da linha no Domínio Modal

Conforme mostrado no capítulo anterior, uma linha bifásica pode ser representada por dois modos de propagação (modos 1 e 2), desacoplados, que comportam-se como duas linhas monofásicas independentes uma da outra.

A figura 6.8 mostra a resistência longitudinal do modo 1.

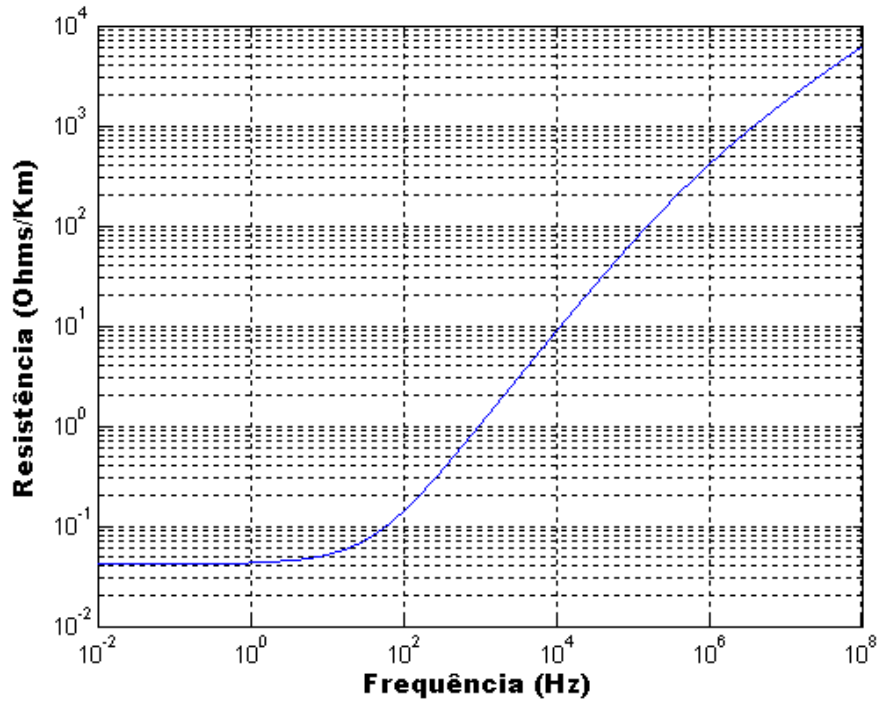


Figura 6.8 – Resistência longitudinal do modo 1

A figura 6.9 representa a indutância longitudinal do modo 1.

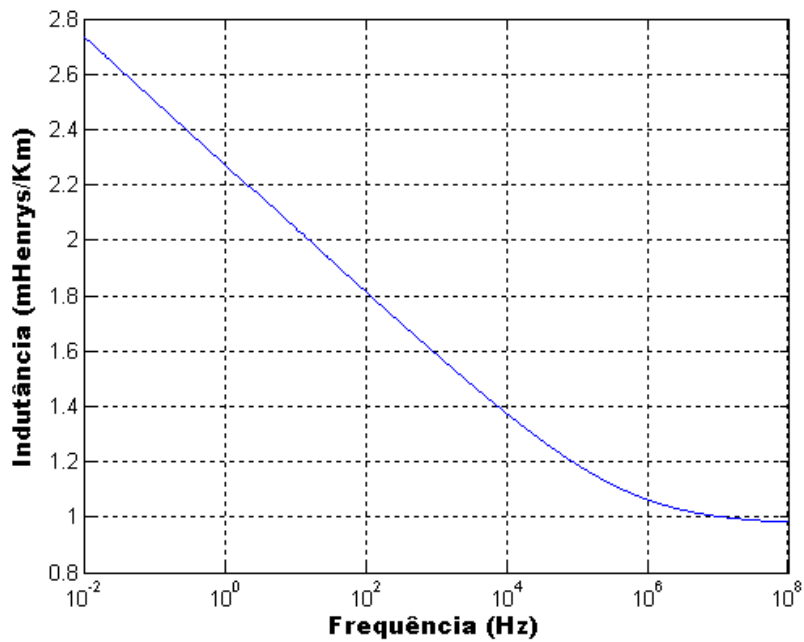


Figura 6.9 – Indutância longitudinal do modo 1

A figura 6.10 representa a resistência longitudinal do modo 2.

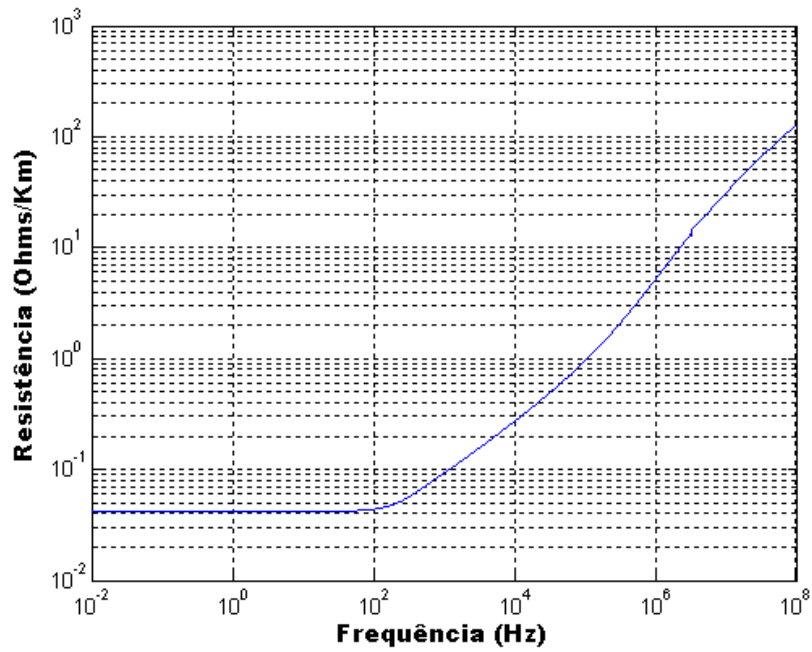


Figura 6.10 – Resistência longitudinal do modo 2

A figura 6.11 representa a indutância longitudinal do modo 2.

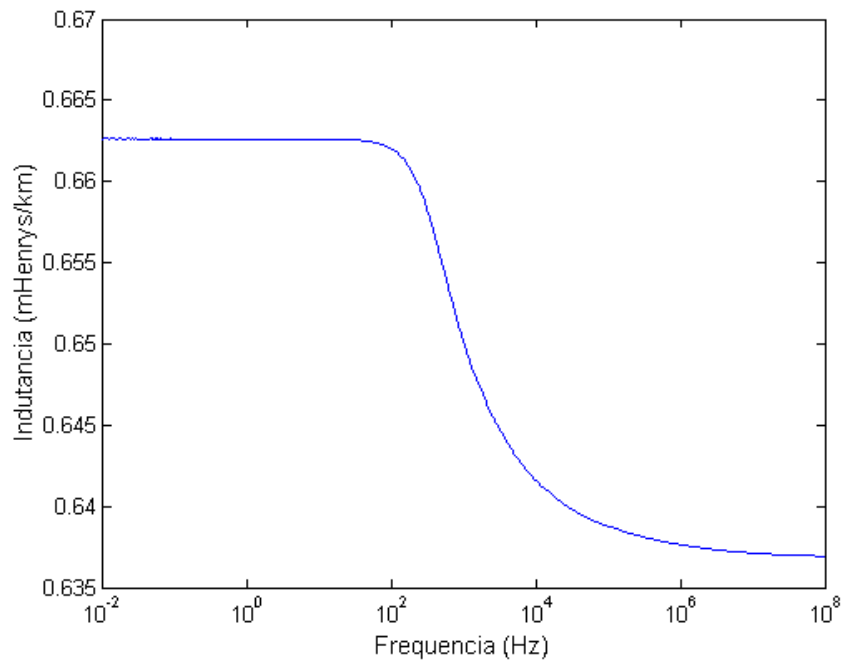


Figura 6.11 – Indutância longitudinal do modo 2

6.5 – Sínteses dos Parâmetros modais

É possível aproximar os parâmetros longitudinais dos modos Z_{m1} e Z_{m2} da linha bifásica por meio de funções racionais, utilizando o método de *vector fitting* permitindo que o efeito da frequência seja inserido nos modelos de parâmetro discretos.

As equações que sintetizam os modos Z_{m1} e Z_{m2} , respectivamente são dadas por:

$$Z_{\text{fit_MODO_1}}(\omega) = R1_0 + j\omega L1_0 + \frac{j\omega R1_1}{j\omega + \frac{R1_1}{L1_1}} + \dots + \frac{j\omega R1_9}{j\omega + \frac{R1_9}{L1_9}} \quad (6.4)$$

$$Z_{\text{fit_MODO_2}}(\omega) = R2_0 + j\omega L2_0 + \frac{j\omega R2_1}{j\omega + \frac{R2_1}{L2_1}} + \dots + \frac{j\omega R2_9}{j\omega + \frac{R2_9}{L2_9}} \quad (6.5)$$

Os valores dos elementos R e L das equações (6.4) e (6.5), encontrados a partir do método *vector fitting*, estão representados nas tabelas 6.1 e 6.2, respectivamente.

Resistências (Ω/km)		Indutâncias (mH/km)	
R1 ₀	0,0419	L1 ₀	0,97196
R1 ₁	2872,9	L1 ₁	0,046929
R1 ₂	462,91	L1 ₂	0,11228
R1 ₃	58,3094	L1 ₃	0,21859
R1 ₄	6,1686	L1 ₄	0,26651
R1 ₅	0,4970	L1 ₅	0,31962
R1 ₆	0,0095	L1 ₆	0,025671
R1 ₇	0,0136	L1 ₇	0,24112
R1 ₈	$0,86324 \times 10^{-3}$	L1 ₈	0,30695
R1 ₉	$0,03727 \times 10^{-3}$	L1 ₉	0,21208

Tabela 6.1 – Valores dos elementos R e L utilizados na síntese dos parâmetros do modo 1.

Resistências (Ω/km)		Indutâncias (H/km)	
R2 ₀	0,0419	L2 ₀	$0,63991 \times 10^{-3}$
R2 ₁	1,0308	L2 ₁	$1,8238 \times 10^{-9}$
R2 ₂	67,1544	L2 ₂	$1,3079 \times 10^{-6}$
R2 ₃	2,9689	L2 ₃	$1,1397 \times 10^{-6}$
R2 ₄	0,2146	L2 ₄	$1,9850 \times 10^{-7}$
R2 ₅	0,5120	L2 ₅	$4,6247 \times 10^{-6}$
R2 ₆	0,0905	L2 ₆	$1,7036 \times 10^{-5}$
R2 ₇	$2,4105 \times 10^{-9}$	L2 ₇	$3,6018 \times 10^{-12}$
R2 ₈	$0,98415 \times 10^{-6}$	L2 ₈	$1,7147 \times 10^{-9}$
R2 ₉	$1,7896 \times 10^{-11}$	L2 ₉	$6,3351 \times 10^{-15}$

Tabela 6.2 – Valores dos elementos R e L utilizados na síntese dos parâmetros do modo 2.

Aplicando os valores obtidos na síntese de parâmetros dos modos da linha bifásica, obteve-se as seguintes formas de onda.

A figura 6.12 representa a síntese da resistência longitudinal do modo 1.

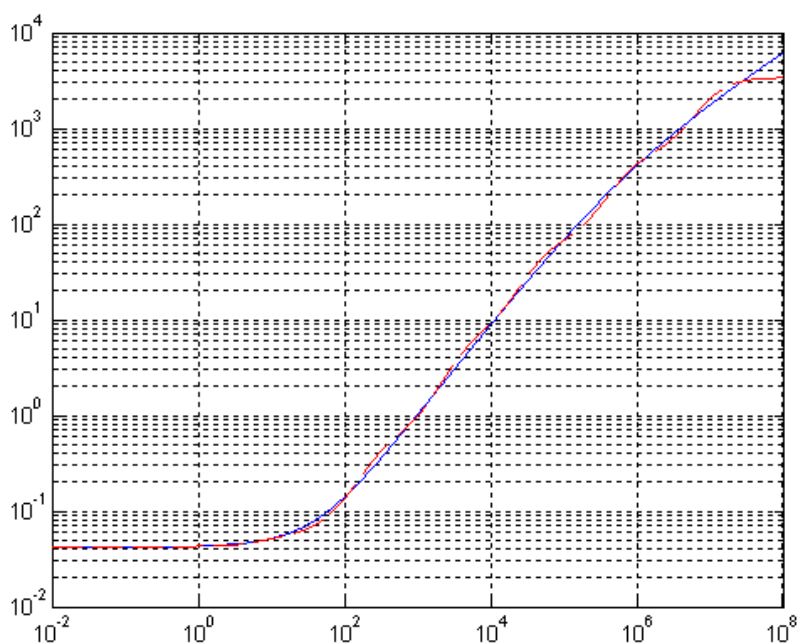


Figura 6.12 – Resistência sintetizada do modo 1

A figura 6.13 representa a síntese da indutância longitudinal do modo 1.

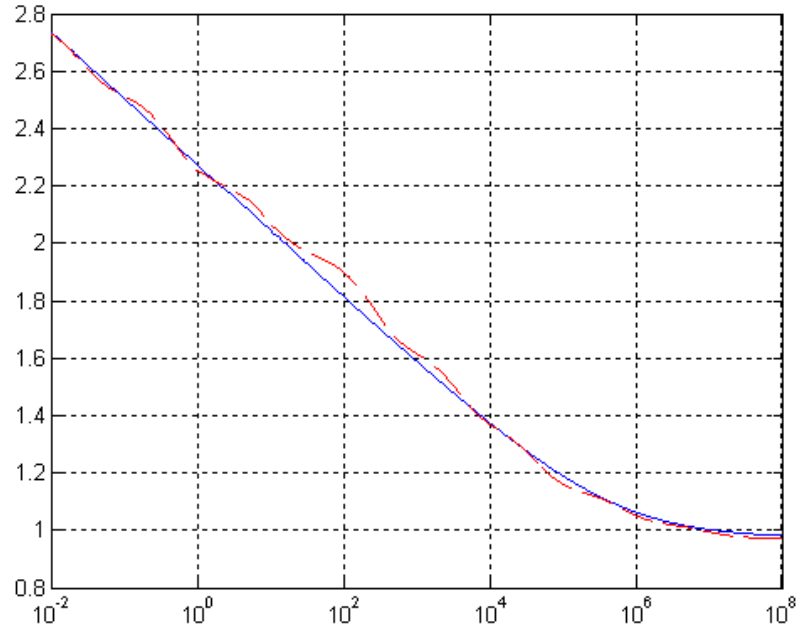


Figura 6.13 – Indutância sintetizada do modo 1

A figura 6.14 representa a síntese da resistência longitudinal do modo 2.

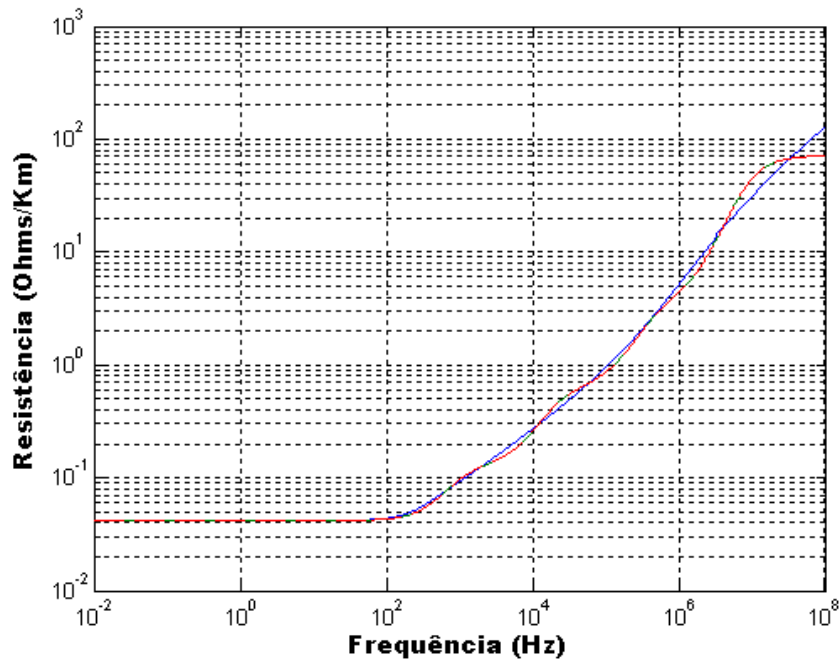


Figura 6.14 – Resistência sintetizada do modo 2.

A figura 6.15 representa a síntese da indutância longitudinal do modo 2.

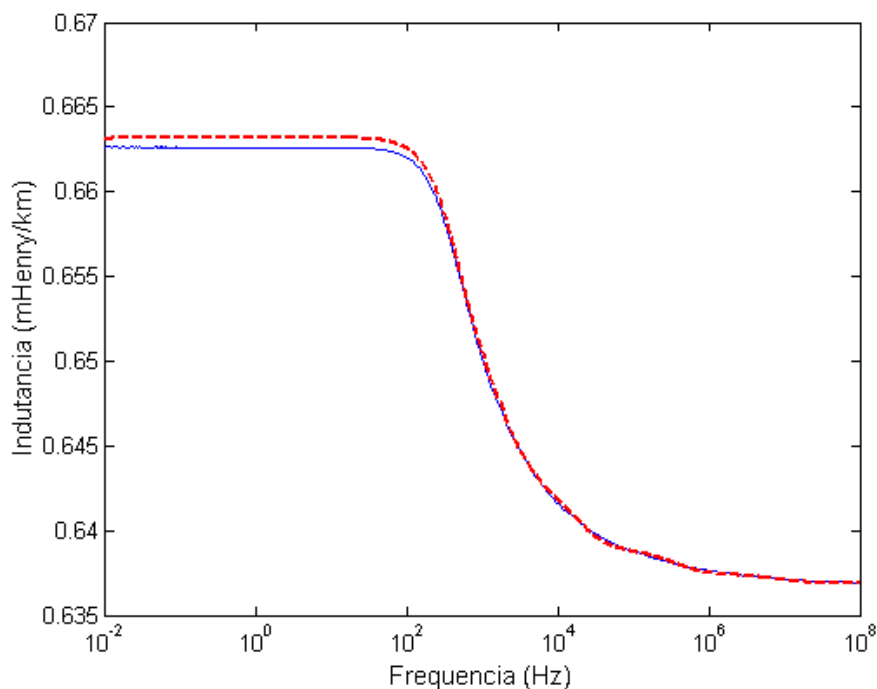


Figura 6.15 – Indutância sintetizada do modo2.

Pode-se observar que os valores de resistências e indutâncias do modo 1 e modo 2 sintetizados apresentaram um bom resultado em relação aos valores tabulados.

6.6 – Testes do modelo desenvolvido

Neste item serão mostrados resultados de simulações da energização da linha bifásica, mostrada na figura 6.2, utilizando o modelo desenvolvido neste trabalho.

6.6.1 – Energização da linha em aberto

A primeira simulação foi feita com uma fase da linha sendo energizada com tensão de 20 kV e a outra aterrada, conforme mostra a figura 6.16.

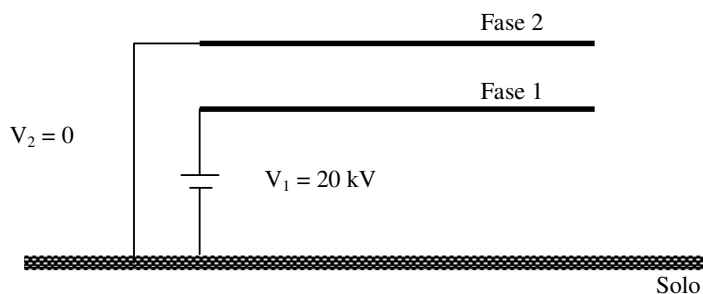


Figura 6.16 – Linha de transmissão bifásica com os terminais abertos.

A figura 6.17 mostra as ondas de tensão nos terminais das fases 1 e 2.

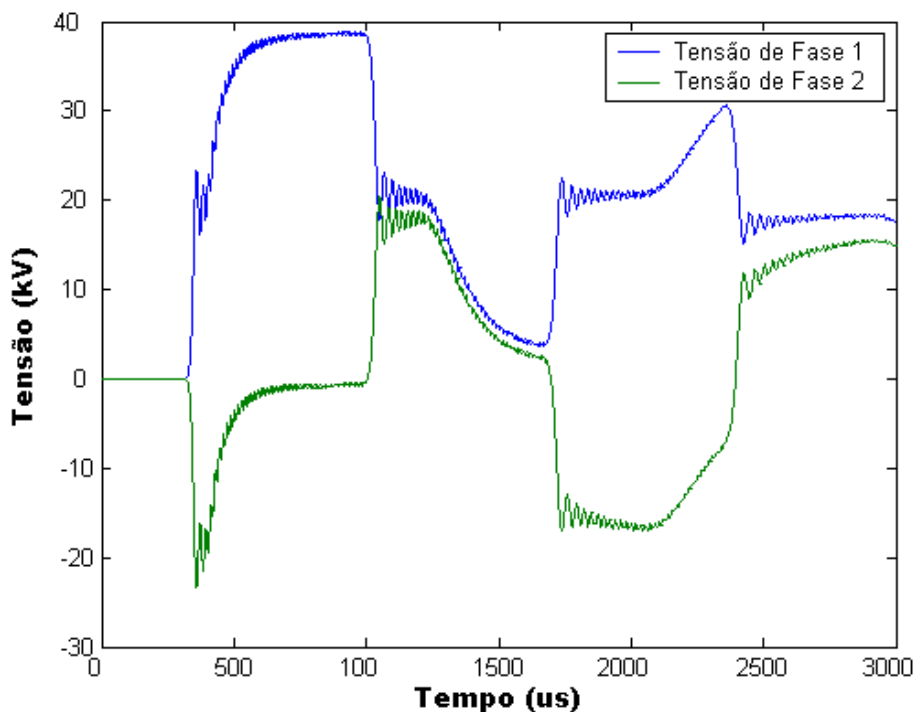


Figura 6.17 – Tensão nos terminais das fases 1 e 2

Entretanto, na fase 1 da figura 6.17 isso não ocorre para uma linha bifásica. Nota-se que por volta de 350 μ s quando a onda de tensão da fase que está sendo energizada chega ao terminal oposto da energização o seu valor é o mesmo valor da fonte de tensão, demorando certo tempo para que ocorra o mesmo fenômeno que na linha de transmissão monofásica, isso se deve ao acoplamento entre as fases.

A figura 6.18 mostra a forma de onda da corrente na fase 1.

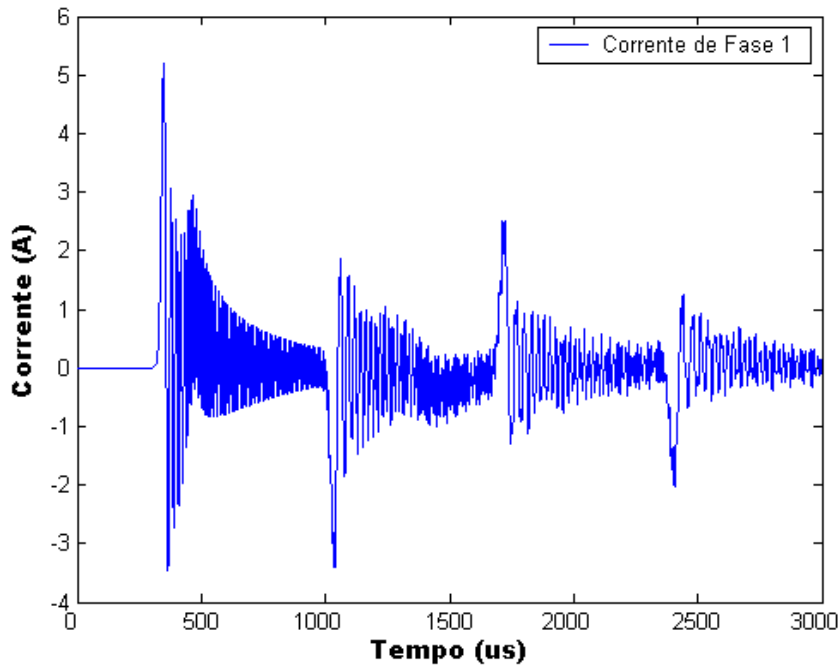


Figura 6.18 – Corrente na fase 1.

A figura 6.19 mostra a forma de onda da corrente na fase 2.

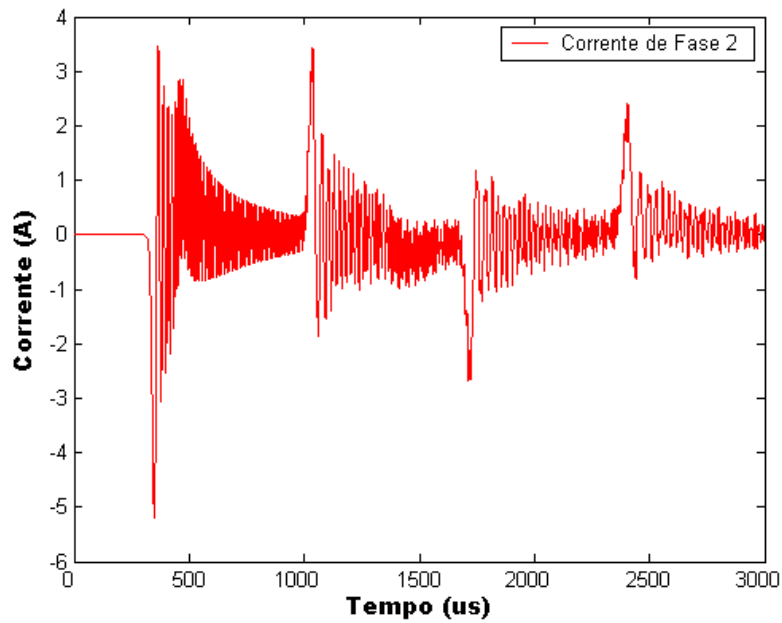


Figura 6.19 – Corrente na fase 2.

Nota-se que nas figuras 6.18 e 6.19, as correntes tem valor médio praticamente nulo, tendo valor não nulo somente durante o transitório.

A figura 6.20 mostra a tensão no terminal das linhas das fases 1 e 2 atingindo o regime permanente.

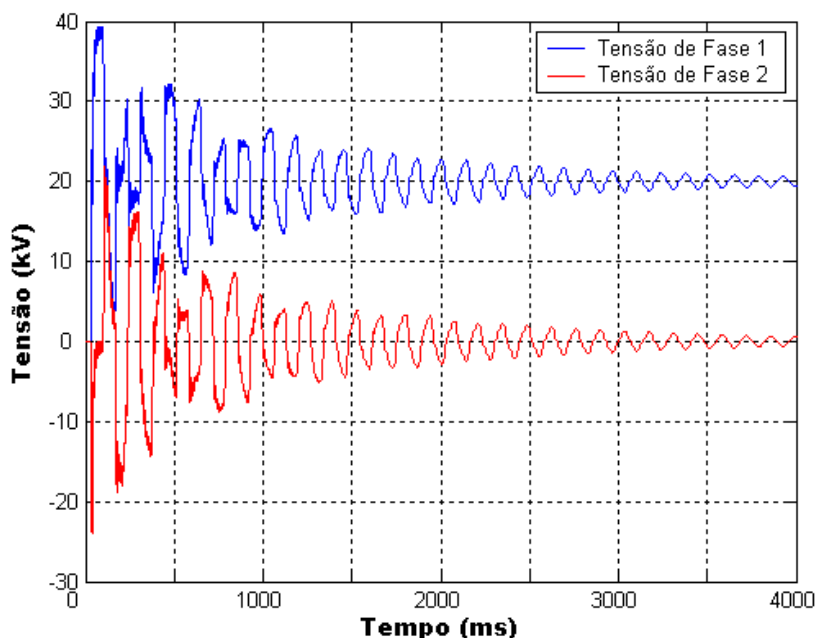


Figura 6.20 – Tensão nos terminais das fases 1 e 2 em regime permanente.

Nota-se que na figura 6.20, o valor de tensão da fase 1 tende a se estabilizar em 20 kV em regime permanente e o valor da fase 2 tende a ficar nulo conforme o esperado.

A figura 6.21 representa a segunda parte da simulação onde a linha de transmissão bifásica tem suas duas fases alimentadas por uma tensão de 20 kV simultaneamente e com os seus terminais em aberto.

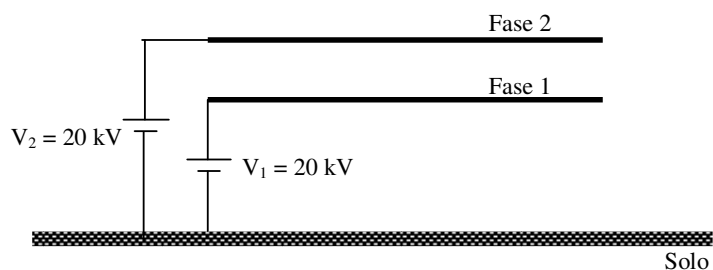


Figura 6.21 – Linha de transmissão bifásica com ambas as fases alimentada.

A figura 6.22 representa as tensões nos terminais da fase 1 e 2 para situação mostrada na figura 6.21.

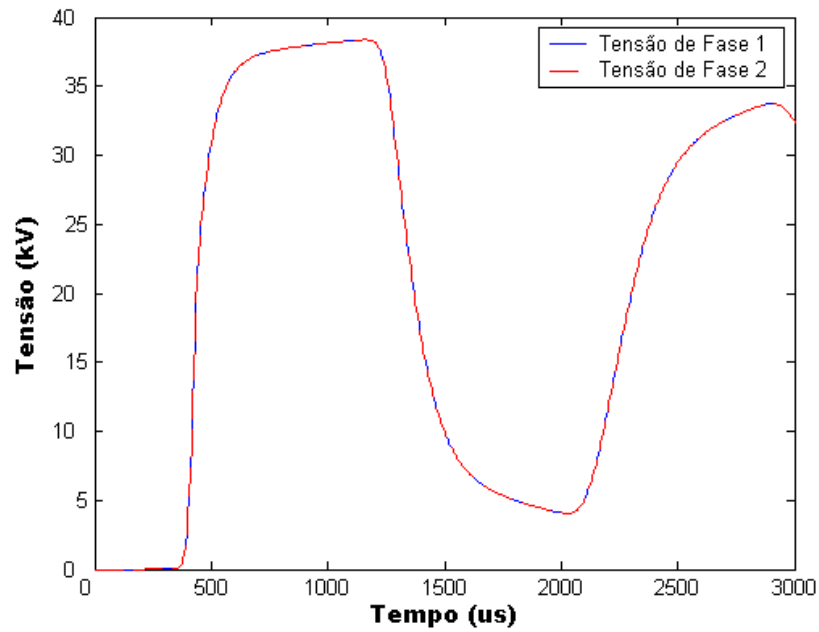


Figura 6.22 – Tensões nos terminais das fases 1 e 2, simultaneamente energizadas.

A figura 6.23 representa as correntes nos terminais da fase 1 e 2 para situação mostrada na figura 6.21.

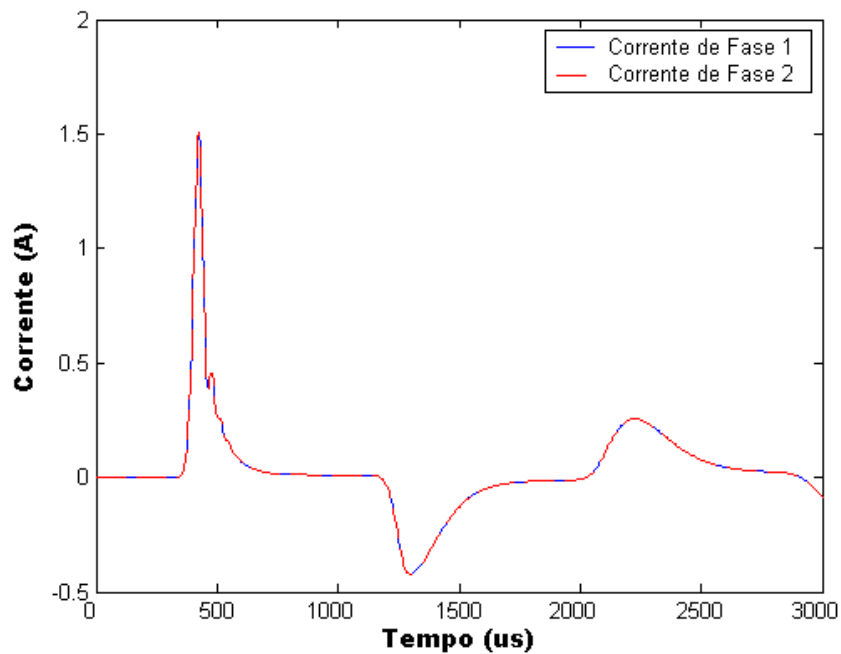


Figura 6.23 – Correntes nos terminais das fases 1 e 2, simultaneamente energizadas.

Nota-se que nas figuras 6.22 e 6.23 o comportamento é equivalente a energização de uma linha monofásica, pois nessa situação, a linha bifásica teve as suas duas fases alimentadas simultaneamente por 20 kV (FUCHS, 1979).

6.6.2 – Energização da linha em curto

Nesta parte da simulação considerou-se que os terminais onde são medidas as tensões da linha bifásica estão aterrados. Na primeira parte, será energizada somente uma das fases da linha bifásica com uma tensão de 20 kV, conforme mostrado na figura 6.24. Na segunda parte, as duas fases serão energizadas com uma fonte de tensão de 20 kV, conforme mostrado na figura 6.27.

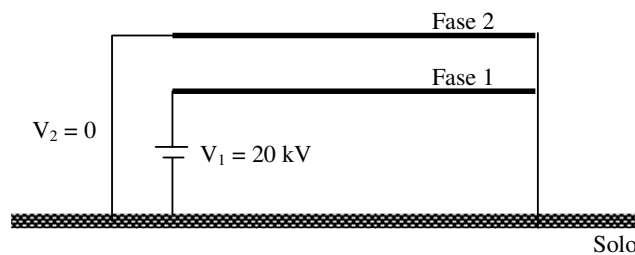


Figura 6.24 - Linha de transmissão bifásica com os terminais em curto-circuito.

A figura 6.25 mostra a forma de onda da tensão nos terminais das fases 1 e 2.

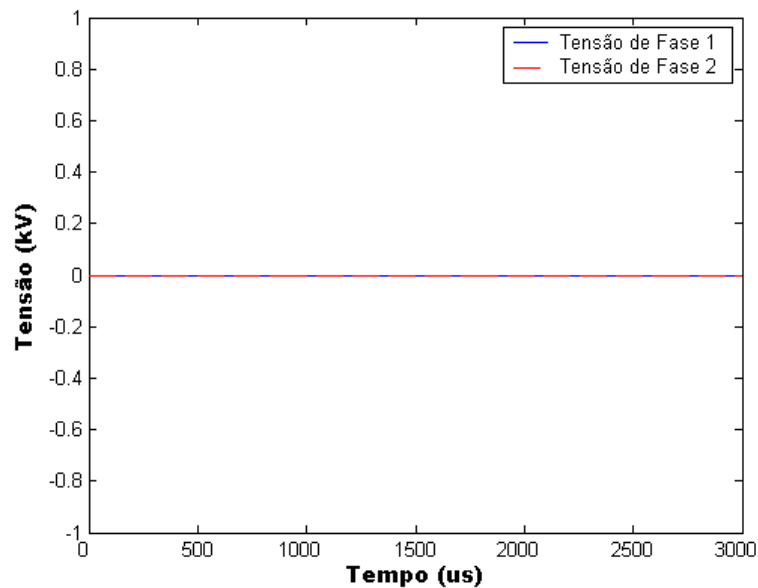


Figura 6.25 – Tensão nos terminais das fases 1 e 2.

A figura 6.26 mostra a forma de onda das correntes nos terminais das fases 1 e 2 da linha bifásica.

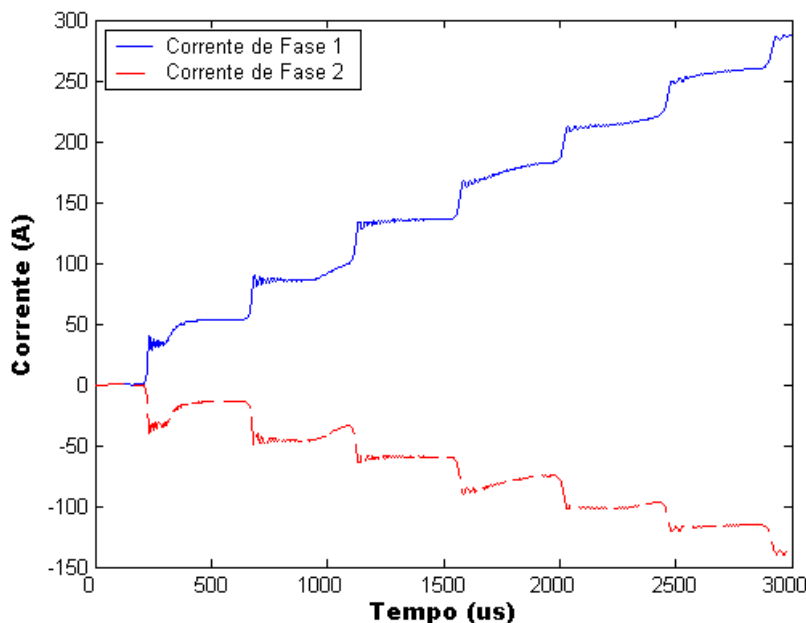


Figura 6.26 – Correntes das fases 1 e 2.

Nota-se pela figura 6.25 que não há tensão nos terminais das fases aterradas como já era previsto.

Pode-se observar que na figura 6.26, a forma de onda da corrente da fase 1 com o passar do tempo tende a aumentar, pois quando se aterra um condutor energizado, esse assume valores de correntes elevadas. Nota-se aparece uma corrente na fase 2 da linha de transmissão devido ao acoplamento, essa corrente tem sentido oposto a corrente da fase que está sendo energizada.

A figura 6.27 mostra a linha de transmissão bifásica com suas fases alimentadas, mas com seus respectivos terminais em curto-circuito.

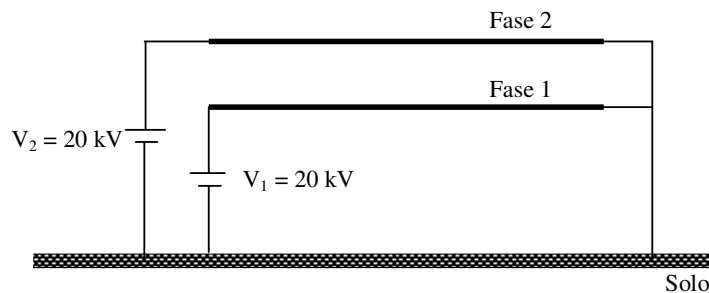


Figura 6.27 – Linha bifásica com ambas as fases alimentadas.

A figura 6.28 representa as tensões nos terminais da fase 1 e 2 para situação mostrada na figura 6.27.

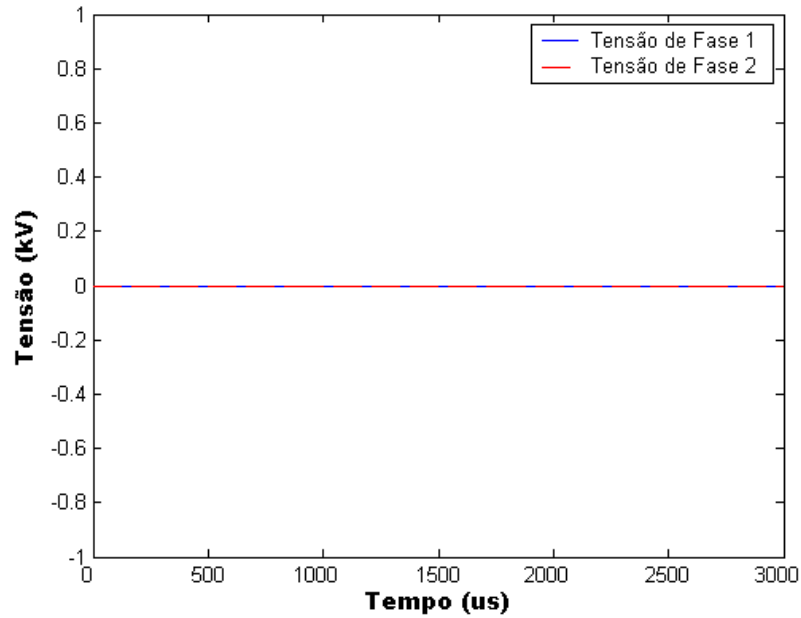


Figura 6.28 – Tensões nos terminais das fases 1 e 2, simultaneamente energizadas.

A figura 6.29 representa as correntes nos terminais da fase 1 e 2 para situação mostrada na figura 6.27.

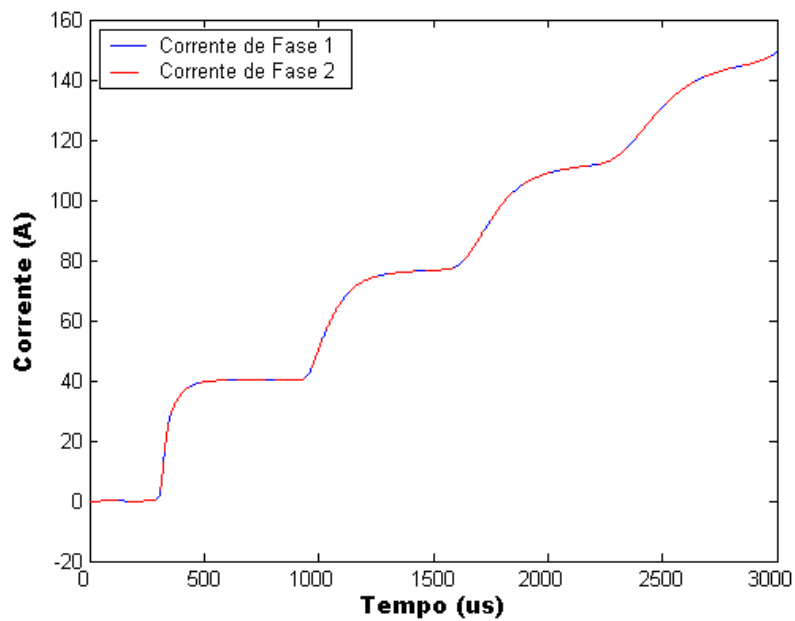


Figura 6.29 – Correntes nos terminais das fases 1 e 2, simultaneamente energizadas.

Novamente, percebe-se que na figura 6.31 e 6.32 o comportamento é equivalente a energização de uma linha monofásica, pois nessa situação, a linha bifásica teve as suas duas fases alimentadas simultaneamente por 20 kV (FUCHS et al., 1979).

6.7 – Conclusão

Como estudado, os parâmetros longitudinais da linha de transmissão são fortemente dependentes da frequência. Neste capítulo, foi possível observar essa influência da frequência. Por meio do modelo implementado em um microcomputador com o software MatLab, foi possível analisar como os parâmetros longitudinais da linha se comportam com a variação da frequência.

Observou-se que em frequências inferiores a 100 Hz, os valores das partes resistivas das impedâncias da linha que está sendo estudada foi praticamente o mesmo valor da resistência geométrica da linha por unidade de comprimento. Para a faixa de frequência compreendida entre 100 Hz e 10 kHz, a influência da frequência torna-se perceptível e em frequências superiores a 10 kHz, as partes resistivas próprias e mútuas aumentam consideravelmente.

Utilizando a matriz de transformação $[T_v]$ foi possível representar os parâmetros longitudinais da linha bifásica em seus modos. A partir das impedâncias nos modos, foi possível representar cada modo por meio de uma cascata de circuitos π .

Pela figura 6.20, quando uma linha bifásica com uma das fases é aterrada e a outra energizada, a fase aterrada sofre influência da fase energizada e também causa influência na fase que está sendo energizada. Na linha bifásica, a fase que está sendo energizada induz uma tensão na fase que está aterrada; que faz com que, quando a tensão chegue ao outro terminal demore um tempo maior para dobrar de valor. Já na figura 6.26 observou-se que a corrente da fase 1 que está sendo energizada tende a crescer com o passar do tempo.

Quando energizadas simultaneamente as duas fases da linha bifásica o comportamento da linha bifásica é parecida com a de uma linha monofásica energizada, ou seja, sua tensão final assume praticamente o dobro do valor da tensão da fonte.

7

Inclusão do efeito da frequência e do efeito corona em uma linha bifásica

7.1 – Introdução

Nesse capítulo, serão analisadas as sobretensões em uma linha de transmissão bifásica. A linha bifásica será representada em seus modos por meio de duas linhas monofásicas independentes. O efeito corona será representado pelo modelo de Skilling-Umoto (MAMIS et al., 2003) por ter tido um resultado melhor na simulação da linha monofásica.

7.2 – Resultados obtidos para uma linha bifásica

Considerando que a linha bifásica a ser simulada neste capítulo é a mesma linha bifásica do capítulo 6, os parâmetros longitudinais dependentes da frequência foram sintetizados.

Inicialmente, foram calculados os parâmetros da linha bifásica levando em consideração o efeito da frequência (YAMANAKA et. al., 2009). Em seguida usou-se as matrizes de transformação modal para representar a linha bifásica em seus modos, por meio de duas linhas monofásicas. Utilizando do método do *vector fitting* (GUSTAVSEN et al., 1999), foi possível representar na faixa de frequência de 10^{-2} a 10^6 Hz cada modelo de linha monofásica por meio de funções racionais e, assim, utilizar o modelo matemático estudado anteriormente, para o estudo das sobretensões na linha bifásica. O efeito corona será inserido por meio das equações de Skilling-Umoto.

Neste capítulo, o efeito da frequência nos parâmetros longitudinais da linha bifásica a ser simulada será considerado em todos os casos.

7.2.1 – Energização de uma fase

Nesta primeira parte da simulação, os terminais da linha de transmissão estão em aberto conforme mostra a figura 7.1, onde somente uma das fases será energizada e a outra aterrada. Nesta primeira etapa das simulações, será considerado o efeito corona.

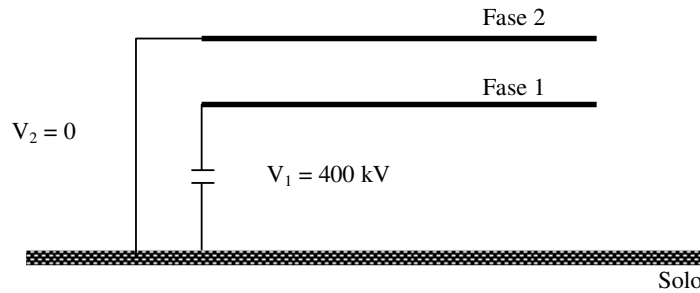


Figura 7.1 – Linha de transmissão bifásica com os terminais aberto.

A figura 7.2 mostra a forma de onda de tensão no terminal da fase 1 que está sendo energizada pela fonte de tensão do tipo degrau com a presença do efeito corona.

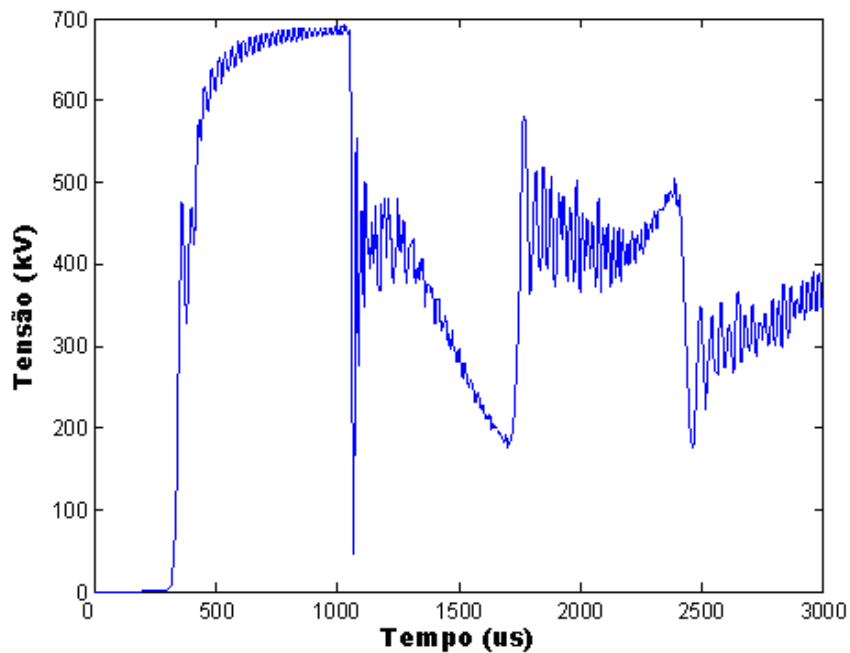


Figura 7.2 – Tensão no terminal da fase 1 com efeito corona.

A figura 7.3 mostra a forma de onda de tensão no terminal receptor da fase 2 que está

aterrada com a presença do efeito corona.

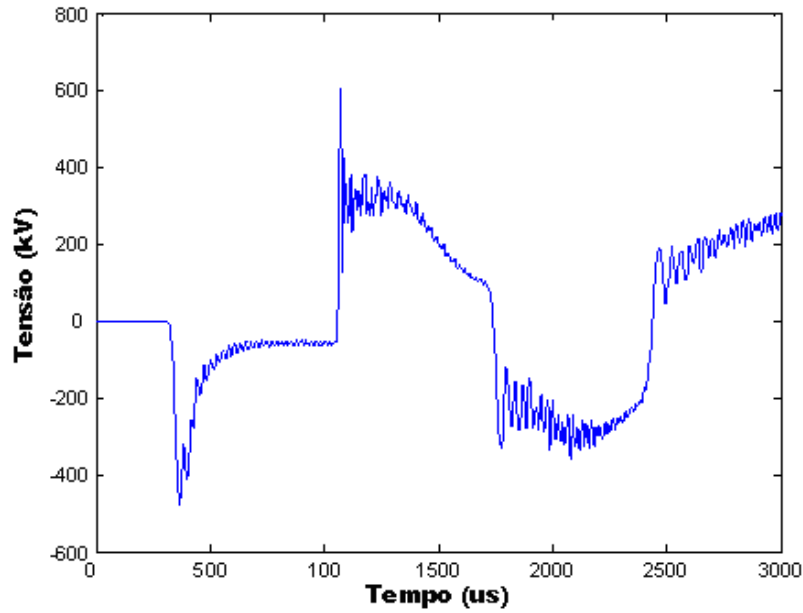


Figura 7.3 – Tensão no terminal da fase 2 com efeito corona.

Para uma melhor análise a figura 7.4, mostra as formas de onda das tensões nas duas fases da linha bifásica levando em consideração o efeito corona.

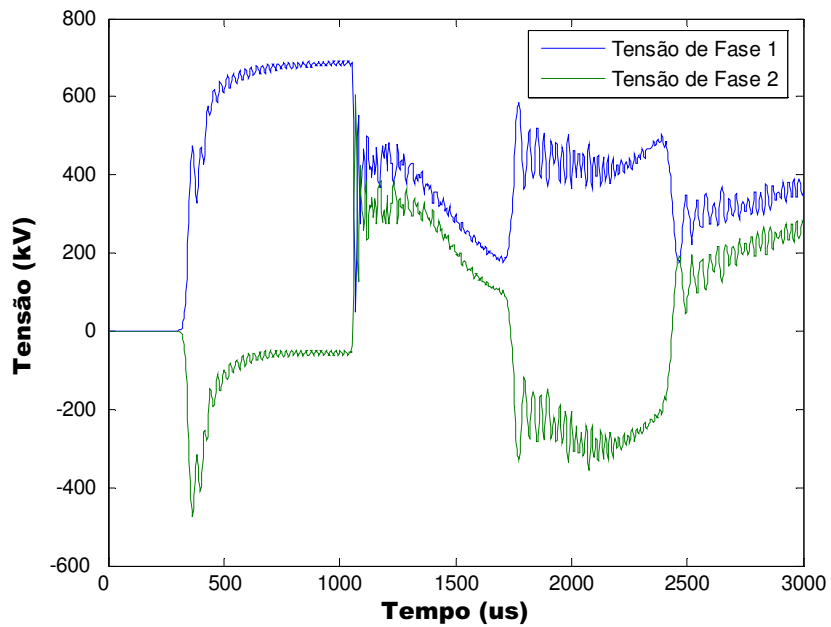


Figura 7.4 - Tensão nos terminais das fases 1 e 2 com efeito corona.

Pela figura 7.4, a tensão da fase 1 assume um valor próximo ao dobro da tensão de

energização quando a onda viajante da tensão chega ao terminal oposto ao da energização. Já a fase 2 assume um valor negativo um pouco maior que o valor da tensão de energização. Isso ocorre devido a influência do acoplamento mútuo entre as fases (GUSTAVSEN et al., 1998).

A figura 7.5 mostra a forma de onda da corrente na fase 1.

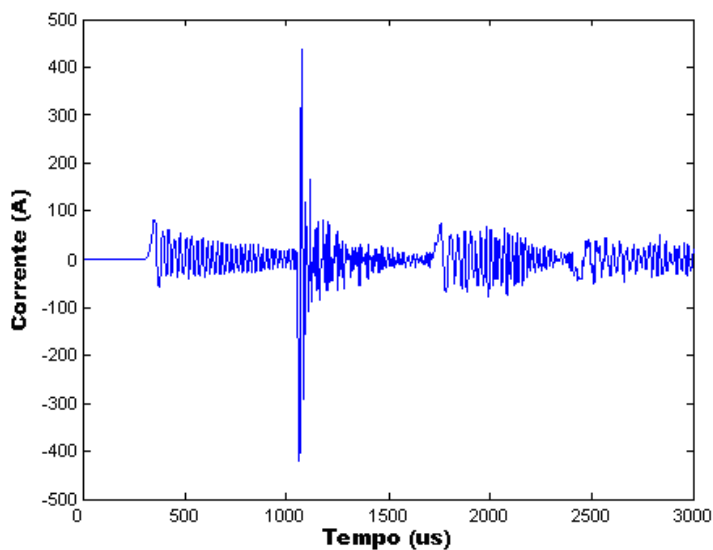


Figura 7.5 – Corrente na fase 1.

Nota-se pela figura 7.5 que a corrente no terminal receptor tem um valor elevado durante o transitório.

A figura 7.6 mostra a forma de onda da corrente na fase 2.

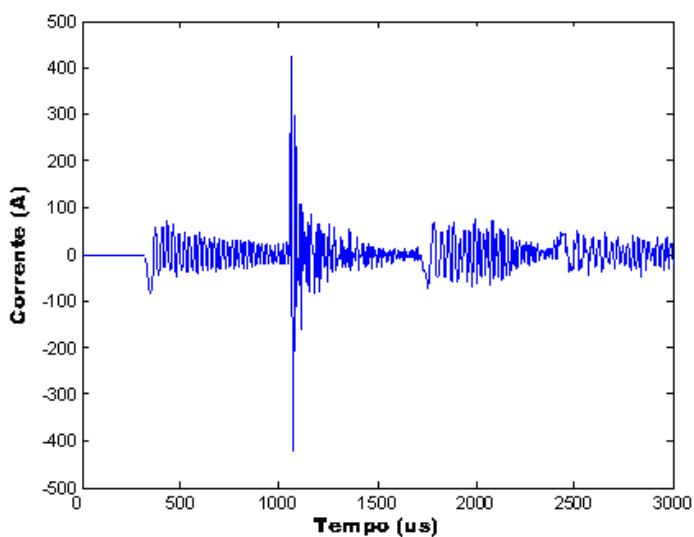


Figura 7.6 – Corrente na fase 2.

Nesta etapa do trabalho, não será considerado a presença do efeito corona nas simulações do modelo de linha de transmissão bifásica.

A figura 7.7, mostra a forma de onda da fase 1 que foi energizada com 400 kV levando em consideração o efeito da frequência sem o efeito corona.

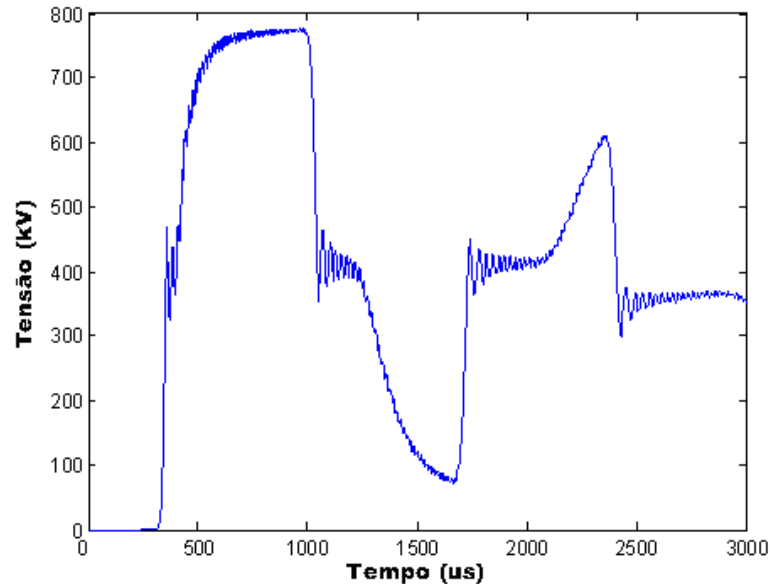


Figura 7.7 – Tensão na fase 1, sem efeito corona

A figura 7.8, mostra a forma de onda da tensão da fase 2 que não foi energizada sem o efeito corona.

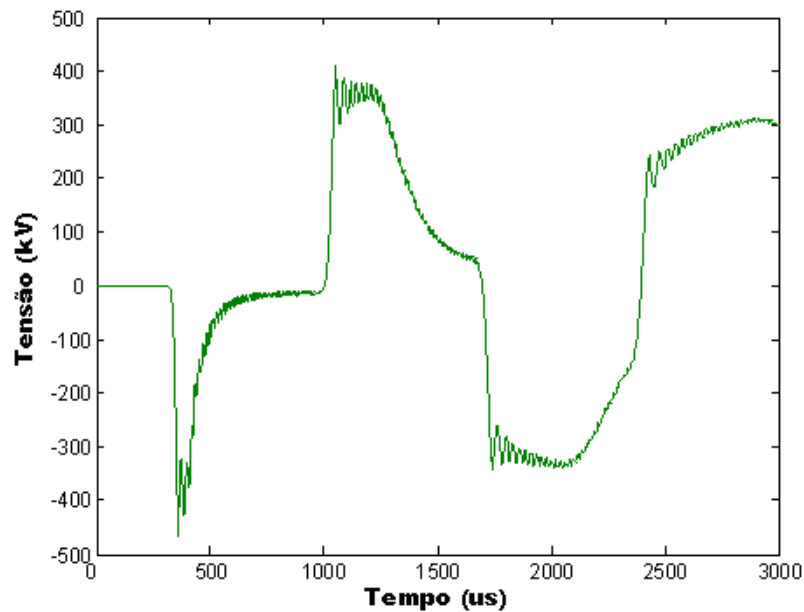


Figura 7.8 – Tensão na fase 2, sem efeito corona

A figura 7.9, mostra a forma de onda tensão na fase 1 com e sem a presença do efeito corona.

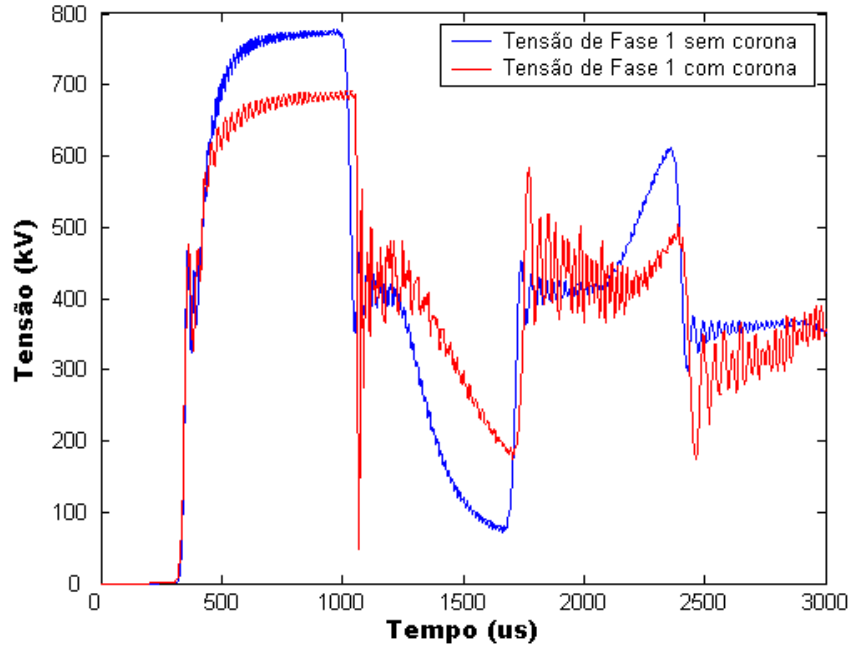


Figura 7.9 – Tensão na fase 1 com e sem efeito corona

A figura 7.10, mostra a forma de onda da tensão na fase 2 com e sem a presença do efeito corona.

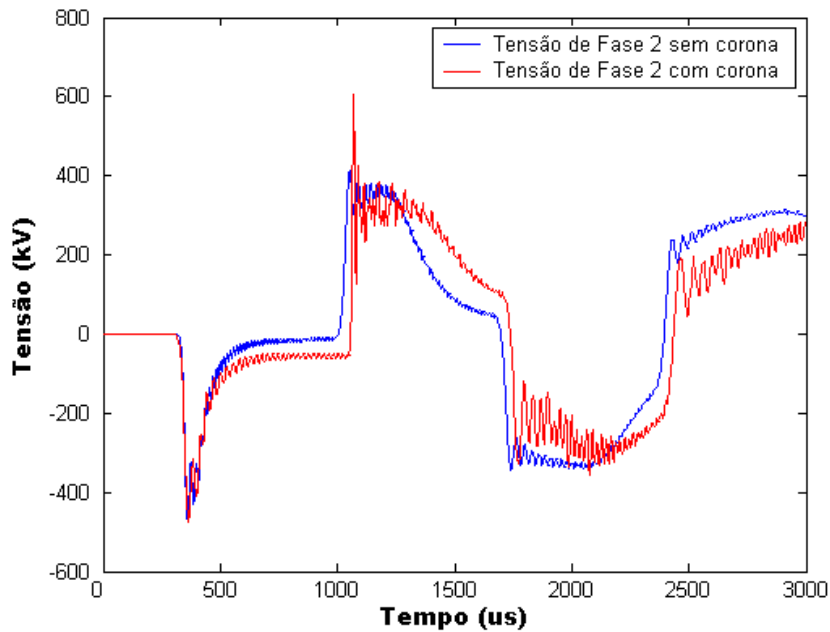


Figura 7.10 – Tensão na fase 2 com e sem efeito corona

Pela figura 7.9, o efeito corona diminui a amplitude da tensão no terminal oposto ao da energização e causa mais distúrbios na forma de onda durante o transitório.

Pela figura 7.10, a tensão no terminal da fase que não está sendo energizada não sofre tanto com o efeito corona, sua amplitude não é afetada, mas nota-se que o efeito corona durante a energização causa mais ruídos na forma de onda da tensão.

7.2.2 – Energização das duas fases

Nesta parte da simulação, os terminais da linha de transmissão bifásica estão em aberto conforme ilustrado na figura 7.11. O efeito da frequência será considerado em todas as simulações.

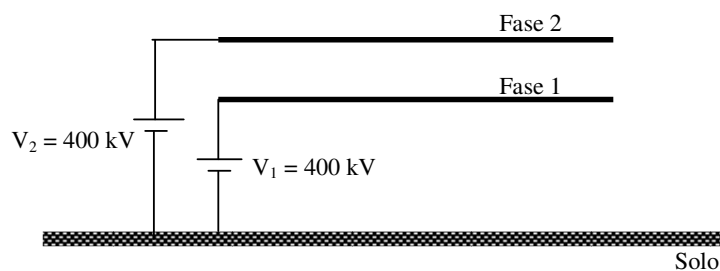


Figura 7.11 – Linha de transmissão bifásica com ambas as fases energizada.

A figura 7.12 representa as tensões nos terminais da fase 1 e 2 para situação mostrada na figura 7.11. Nessa simulação foi considerado o efeito corona.

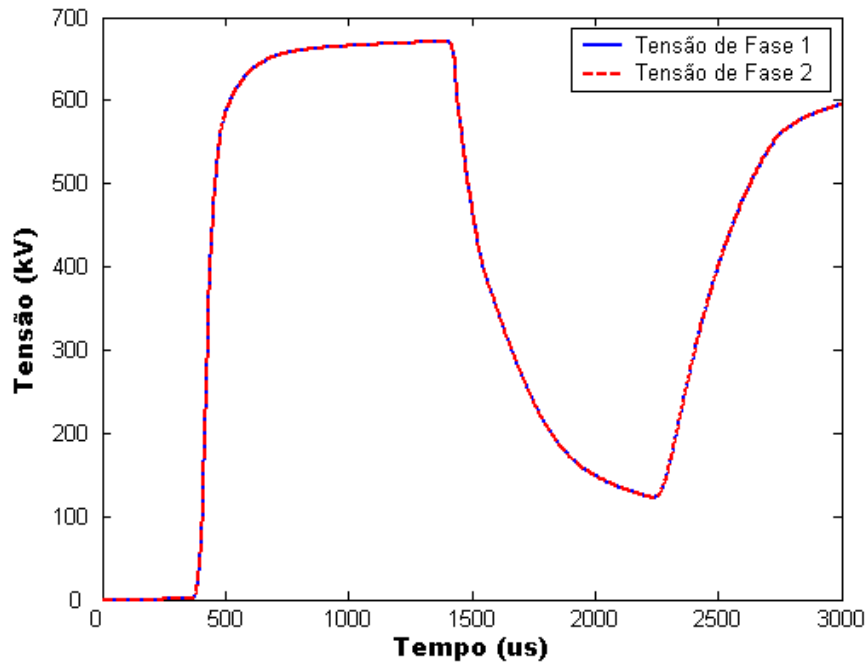


Figura 7.12 - Tensão nos terminais das fases 1 e 2

A figura 7.13 representa as correntes nos terminais da fase 1 e fase 2 para a situação mostrada na figura 7.11 levando em consideração efeito corona.

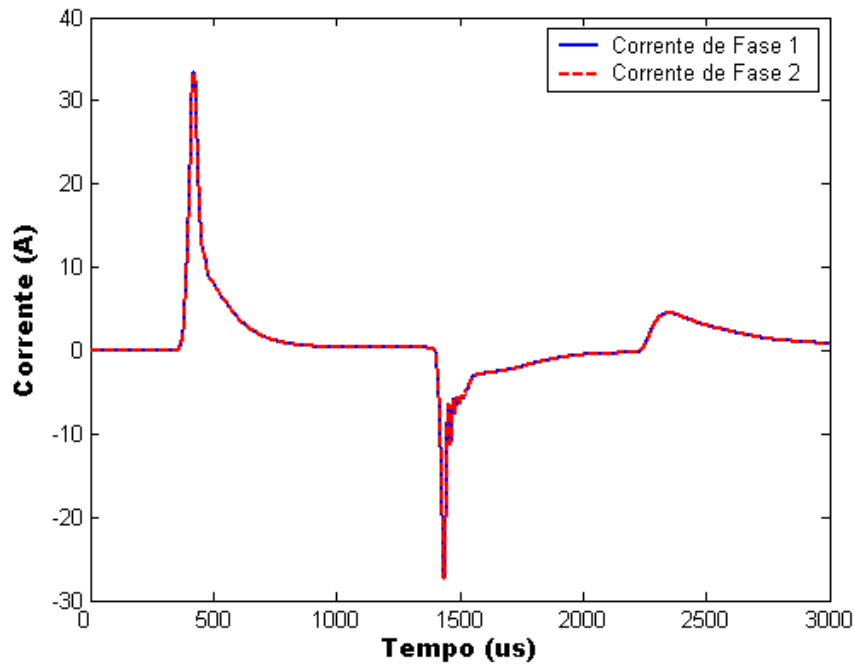


Figura 7.13 – Correntes nos terminais das fases 1 e 2, simultaneamente energizadas

A figura 7.14 mostra a forma de onda da tensão na fase 1 com e sem a presença do efeito corona, mas levando em consideração o efeito da frequência.

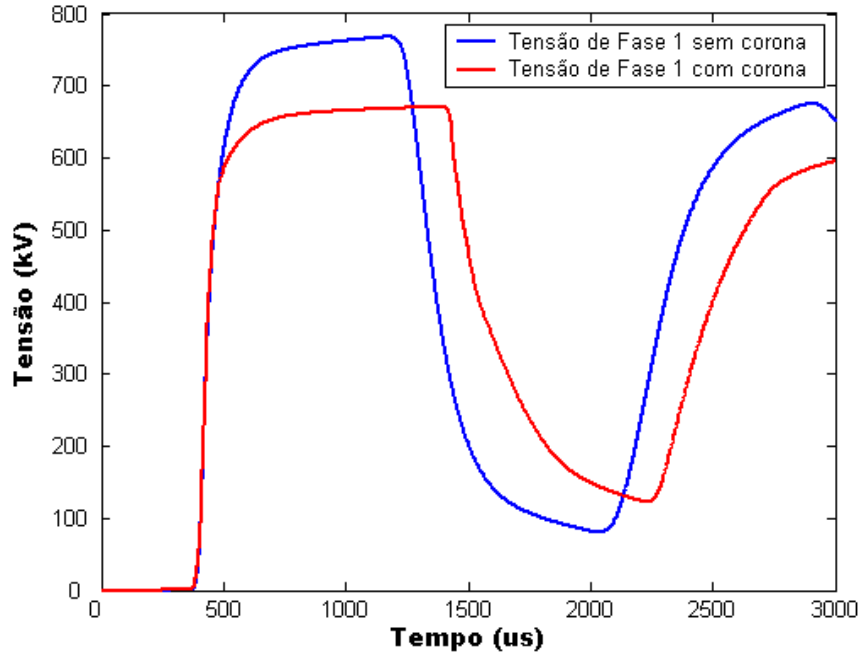


Figura 7.14 – Tensão na fase 1 com e sem efeito corona

A figura 7.15, mostra a forma de onda tensão na fase 2 com e sem a presença do efeito corona.

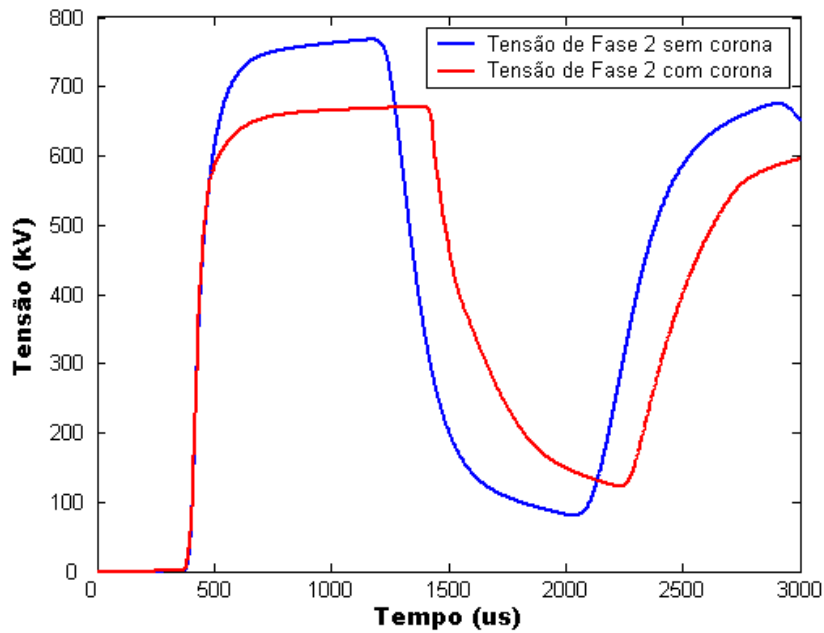


Figura 7.15 – Tensão na fase 2 com e sem efeito corona

Pelas figuras 7.14 e 7.15, nota-se que o efeito corona nessa configuração de linha bifásica influencia somente na amplitude da onda da tensão nos terminais opostos das fases energizadas.

7.3 – Conclusão

Nesse capítulo foi possível analisar a influência do efeito corona em uma linha de transmissão bifásica. Devido ao estudo dos capítulos anteriores foi possível inserir o efeito corona no modelo com parâmetros dependentes da frequência para análise de transitórios eletromagnéticos.

Conforme estudado na literatura, o efeito corona causa atenuações e distorções nas formas de ondas viajantes em linhas de transmissão. No modelo desenvolvido neste trabalho, esse fenômeno pôde ser constatado conforme observado nas figuras 7.9 e 7.10, onde a forma de onda de tensão com efeito corona tem sua amplitude atenuada e maiores distorções. Quando as duas fases da linha bifásica são energizadas o efeito corona também causou influência nas formas de ondas de tensões, mas influenciando somente na amplitude como pode ser visto nas figuras 7.14 e 7.15.

8

Conclusões

Neste trabalho foi mostrado o desenvolvimento de um modelo matemático de uma linha bifásica levando em consideração o efeito da frequência nos parâmetros longitudinais e o efeito corona por meio das equações de Gary e de Skilling-Umoto para análise de transitórios durante a energização.

Foram descritas as características gerais do efeito corona, como ele pode se manifestar na natureza e como ele ocorre em linhas de transmissão de energia elétrica.

Verificou-se que as equações que descrevem o efeito corona não são de fácil implementação nas equações diferenciais da linha de transmissão de modo que se obtenha uma formulação não muito complexa. Foi feita uma breve discussão referente às características dos procedimentos utilizados para inserir o efeito corona em modelos de linhas de transmissão. Foram estudados dois modelos para o efeito corona, o que utiliza as de Gary e o que utiliza as equações de Skilling-Umoto. Esses modelos utilizam uma capacitância e uma condutância não lineares para representar o acúmulo e as perdas de cargas na linha, respectivamente. Tais valores de capacitância e de condutância são variáveis em relação a tensão aplicada. Esses modelos foram implementados no modelo de linha monofásica que é representada por meio de uma cascata de circuitos π e que as correntes e tensões ao longo da linha são descritas por meio de variáveis de estado.

Foi desenvolvida uma representação para um modelo de linha de transmissão monofásica por meio de uma cascata de circuitos π com parâmetros discretos, e sua representação no espaço de estados. Em seguida, descreveu-se o procedimento utilizado por Sarto et al. (2001) para inserção da impedância longitudinal variável $Z(\omega)$ na cascata de circuitos π , a partir do circuito equivalente ilustrado. Logo então, as equações diferenciais que representam as correntes e tensões sobre toda a extensão da linha foram descritas como um sistema composto por $n(m+2)$ equações de estado. Essas equações de estado foram solucionadas a partir do método numérico da regra trapezoidal.

Mostrou-se a aproximação dos parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão por meio de funções racionais, que permite considerar o efeito da frequência nos parâmetros longitudinais de uma cascata de circuitos π . O método estudado para sintetizar parâmetros longitudinais de uma linha de transmissão teve um bom resultado, pois a curva dos parâmetros sintetizados ficou próxima as curvas dos parâmetros tabulados calculados a partir do cálculo de parâmetros (YAMANAKA et al., 2009). O novo modelo matemático que considera o efeito da frequência apresentou um resultado satisfatório quando comparado com o resultado do EMTP.

Verificou-se que a representação modal de linhas permite que uma linha de transmissão de n fases seja decomposta em seus n modos de propagação. A vantagem de se representar a linha por meio de seus modos de propagação está no fato de que cada um dos modos comporta-se como um modelo de linha monofásica. Desse modo, uma linha polifásica de n fases pode ser representada como sendo n modelos de linhas monofásicas independentes, cujas equações de correntes e tensões são conhecidas e cujas soluções foram mostradas em capítulos anteriores. A linha bifásica representada nos modos se comporta como duas linhas monofásicas, assim é possível representá-las utilizando duas cascatas de circuitos π independentes.

Foram feitos os cálculos dos parâmetros da linha bifásica levando em consideração o efeito da frequência. Em seguida a linha bifásica foi representada nos modos e suas componentes resistivas e indutivas foram aproximadas por meio de funções racionais por meio do método do *vector fitting*. Assim foi possível inserir o efeito da frequência nos modelos de parâmetros discretos. Dessa forma, o modelo das duas linhas monofásicas que representam a linha bifásica nos modos foi implementado em software computacional para o estudo de transitórios eletromagnéticos. Pode-se observar que ao se energizar uma das fases de uma linha bifásica e aterrar a outra a tensão no terminal oposto ao da energização é diferente das simulações de uma linha monofásica. Na linha bifásica a tensão na fase que está sendo energizada induz uma tensão na fase que está sendo aterrada. Assim a tensão no terminal da fase que está sendo energizada demora um tempo maior para atingir o dobro do valor de tensão da fonte de energização.

Foram feitas comparações dos resultados entre os modelos com parâmetros constantes e com parâmetros variáveis em relação à frequência, utilizando as equações de Gary e de Skilling-Umoto para representar o efeito corona. Considerando que a linha sofreu uma descarga atmosférica, fenômeno que foi representado por uma fonte de tensão exponencial, o modelo com parâmetros constante é comparado com os resultados do

experimento desenvolvido por Wagner et al., (1954). Verifica-se que o modelo que utiliza as equações de Skilling-Umoto tem um melhor comportamento. Para o caso com parâmetros dependentes da frequência, o modelo que utiliza as equações de Skilling-Umoto também apresenta um melhor resultado. Na comparação entre os modelos com parâmetros constantes e com parâmetros variáveis em relação à frequência, nota-se que a frequência não causa tanta influência. Considerando que a fonte de tensão é do tipo degrau, para simular manobras de energização, os modelos com parâmetros constantes e com parâmetros variáveis em relação à frequência apresentam resultados bem diferentes. No caso em que o efeito corona está presente, no modelo com parâmetros constantes, a forma de onda da tensão tem muito ruído e no modelo com parâmetros dependentes da frequência, a forma de onda da tensão tem um comportamento mais suave. O modelo desenvolvido que leva em consideração o efeito da frequência e o efeito corona tende a entrar em regime permanente mais rápido.

Nas simulações feitas em uma linha de transmissão monofásica notou-se que o efeito da frequência não causa tanta influência quando a linha de transmissão sofre uma descarga atmosférica. O efeito da frequência causa uma influência maior na energização de uma linha quando se considera uma fonte do tipo degrau, notou-se que não ocorrem muitos ruídos durante a subida da tensão.

No modelo final deste trabalho onde o modelo que utiliza o conceito dos modos que uma linha bifásica é decomposta em seus modos e pode ser representada por duas linhas monofásicas independentes nos modos onde é possível inserir o efeito da frequência por meio de funções racionais na cascata de circuitos π e o efeito corona utilizando as equações de Skilling-Umoto. Logo, o modelo final pode ser usado para simular transitórios eletromagnéticos em uma linha bifásica onde estão presentes o efeito da frequência nos parâmetros longitudinais e o efeito corona.

Como já existem vários modelos matemáticos que levam em consideração o efeito da frequência ou o efeito corona, esses podem ser implementados em software computacionais. Porém, o modelo desenvolvido neste trabalho é mais completo, pois tanto o efeito da frequência nos parâmetros longitudinais como o efeito corona que podem estar presentes em linhas de transmissão, foram inseridos em um único modelo para estudo de transitórios eletromagnéticos. Dessa forma pode ser feito um estudo mais completo da influência de cada fenômeno.

Tais informações são importantes no momento em que se especifica o nível de isolamento dos equipamentos conectados na linha e também devem ser levadas em

consideração no momento em que se dimensionam os pára-raios da linha de transmissão de energia elétrica.

Para trabalhos futuros, sugere-se o desenvolvimento de modelos de linhas trifásicas, aplicando o modelo em situações reais de sistemas de potência.

Referências

CHIPMAN, R. A. **Teoria e problemas de linhas de transmissão**. São Paulo: Mc Graw-Hill do Brasil, 1976. 276p.

DOMMEL, H. W. Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks. **IEEE Trans. On Power App. And Systems**, Lugar de publicação v.PAS-88, n.4, p. 388-399, 1969.

DOMMEL, H. W. **Electromagnetic transients program reference manual**. Canada: Department of Electrical Engineering, 1986. p.

EDWARDS JUNIOR, C. H.; PENNY D. E. **Equações diferenciais elementares com problemas de contorno**. 3.ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall, 1995. 643p.

FARIA, A.B. WASHINGTON, L.A.; ANTÔNIO, C.S. Modelos de linhas de transmissão no domínio das fases: estado da arte. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 14, 2002, Natal. **Anais...** Natal: [s.n.], 2002. p. 801-806.

FUCHS, R. D. **Tansmissão de energia elétrica: linhas aéreas; teoria das linhas em regime manente**. 2.ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1979. 582 p.

GLÁSSIO, C. M. **Uma contribuição ao estudo do efeito corona em linhas de transmissão utilizando o método dos elementos finitos**. 1994. 123f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica – Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1994.

GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses on by vector fitting. **IEEE Trans. on Power Delivery**, [S.l.], v.14, n.3, p. 1052- 1061, 1999.

KUROKAWA, S. **Parâmetros longitudinais e transversais de linhas de transmissão calculados a partir das correntes e tensões de fase**. 2003. 115f. Tese (Doutorado) –

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2003.

KUROKAWA, S.; YAMANAKA, F. N. R.; PRADO, A. J. Representação de linhas de transmissão por meio de variáveis de estado levando em consideração o efeito da frequência sobre os parâmetros longitudinais. **Sba Controle& Automação**, Campinas v.18, n.3, 2007, p.337-346, 2007.

LIMA, A. C. S.; FERNANDES, A. B.; CARNEIRO, S. Rational approximation of frequency domain responses in the S and Z planes. **IEEE Power Engineering Society General Meeting**, San Francisco, v.1, p. 126-131, 2005.

LOPES, C. A. V. **Seara da ciência**. Fortaleza: Universidade Federal do Ceará, 2006. Disponível em: <<http://www.seara.ufc.br/queremosaber/fisica/oldfisica/respostas/qr0657.htm>>. Acesso em 20 ago. 2008.

MÁCIAS, J. A. R.; EXPÓSITO, A. G.; SOLER, A. B. A Comparison of techniques for state-space transient analysis of transmission lines. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S.l.], v.20, n.2, p. 894-903, 2005.

MAMIS, M. S. State-space transient analysis of single-phase transmission lines with corona. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS- IPST, [s.n.], 2003, New Orleans. **Anais...** New Orleans: [S.l.], 2003. 5p.

MAMIS, M. S.; NACAROGLU, A. Transient voltage and current distributions on transmission lines. **IEE. Proc. General Transmission and Distribution.**, [S.l.], v.149, n.6, p. 705-712, 2005.

MARTI, J. R. Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S.l.], v. PAS-101, n.1, p. 147-155, 1982.

MARTI, L. Low-order approximation of transmission line parameters for frequency dependent models. **IEEE Trans. Power App. and Systems**, [S.l.], v.PAS-102, n.11, p. 3582-3589, 1983.

MARTÍ, L. Simulation of transients in underground cables with frequency-dependent modal transformation matrices. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S.l.], v.3, n.3, p. 1099-1110, 1988.

MARUVADA, P. S.; Nguyen, D. H.; Hamadani-Zadeh, H. Studies on modeling corona attenuation of dynamic overvoltages. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S.l.], v.4, n.2, p. 1441-1449, 1988.

MINEGISHI, S., ECHIGO, H., SATO, R. A method for measuring transients caused by interrupting current using a transmission line terminated in its characteristics impedance. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [S.l.], v.36, n.3, p. 244-247, 1994.

NELMS, R. M.; SHEBLE, G. B.; NEWTON, S. R.; GRIGSBY, L. L. Using a personal computer to teach power system transients. **IEEE Transactions on Power Systems**, [S.l.], v.4, n.3, p.1293-1297, 1989.

PEEK, F. W. **Dielectric phenomena in high voltage engineering**. New York; McGraw Hill, 1915. 265p.

RUGGIERO, M. A. G.; LOPES, V. L. R. **Cálculo numérico: aspectos teóricos e computacional**. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1998. 406p.

SARTO, M. S.; SCARLATTI, A.; HOLLOWAY, C. L. On the Use of fitting models for the time-domain analysis on problems with frequency-dependent Parameters. Proc. of the 2001 In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 2001, Montreal. **Proceedings...** Montreal: [s.n], 2001. p. 588-593.

SANTOS, W. S. **Alta tensão**. [S.l.], 2003. Disponível em:
<<http://www.altatensao2001.hpg.ig.com.br/corona.htm>>. Acesso em: 20 out. 2008.

STEVENSON, W. D. J. **Elementos de análise de sistemas de potência**. São Paulo: McGraw-Hill Book do Brasil, 1978. 348p.

SWOKOWSKI, E.W. **Cálculo com geometria analítica**. São Paulo: Makron do Brasil, 1994. v. 2, 792p.

TAVARES, M. C.; PISSOLATO, J.; PORTELA, M. C. Quasi-modes multiphase transmission line model. **Electric Power Systems Research**, [S.l.], v. 49, n. 3, p. 159-167, 1999.

WAGNER, C. F.; GROSS, J. W.; LLOYD, B. L. High voltage impulse tests on transmission lines. **AIEE Transactions**, [S.l.], v.73, n.3-A, p.196-210,1954.

WAGNER, C. F.; LLOYD, B. L. Effects of corona on traveling waves. **AIEE Transactions**, Pittsburgh, v.74 n.3, p.858-872, 1955.

WEDEPOHL, L. M. Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method. **IEEE Transactions on Power Systems**, [S.l.], v.11, n.3, p.1538-1546, 1996.

YAMANAKA, F. N. R. **Inclusão do efeito da frequência nas equações de estado de linhas bifásicas : análise no domínio do tempo**. 2009. 108f. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista-UNESP, Ilha Solteira, 2009.