

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Modelagem a Parâmetros Distribuídos  
de Cabos de Potência Utilizados  
em Acionamentos Elétricos**

**Thiago de Fernandes e Lourenço Milagres**

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Alessandro Fernandes Moreira, PhD.

Co-orientador: Prof. Wallace do Couto Boaventura, Dr.

Belo Horizonte, 20 de dezembro de 2006

*”As idéias que defendo não são minhas. Eu as tomei emprestadas de Sócrates, roubei as de Chesterfield, furtei as de Jesus. E se você não gostar das idéias deles, quais seriam as idéias que você usaria?”*

- Dale Carnegie -

# Agradecimentos

A Deus por tudo com que tem me agraciado em minha vida.

A CAPES, pelo auxílio financeiro, ao CPDEE e em especial ao LAI - Laboratório de Aplicações Industriais - pela disponibilidade da infra-estrutura oferecida.

Aos Professores Alessandro Fernandes Moreira e Wallace do Couto Boaventura, pela orientação, pela amizade e dedicação ao longo dos últimos anos.

Ao Professor José Osvaldo Saldanha Paulino, pela amizade e pela orientação em meus primeiros passos na Engenharia Elétrica, despertando em mim o interesse para a pesquisa científica.

Aos funcionários Hudson e Dilson pela amizade e pelas palavras de incentivo.

Aos meus pais Carlos Antonio Lourenço e Maria do Rosario Fernandes Lourenço, a minha irmã e minha namorada, que sempre me incentivaram na busca de meus objetivos, pela palavras de sabedoria e sobretudo, pelo apoio nos momentos mais difíceis desta caminhada.

Aos amigos que de uma forma ou de outra contribuíram para que este trabalho se tornasse realidade.

# Resumo

Os programas do tipo EMTP (*Electromagnetic Transients Program*) disponibilizados comercialmente, em sua grande maioria, apresentam modelos para cabos tanto no domínio dos modos quanto no domínio de fases. No entanto, estes modelos são destinados para a análise de transitórios eletromagnéticos em cabos de alta tensão, localizados abaixo ou acima do solo. Esta Dissertação possui o intuito de apresentar, desde a formulação matemática até a implementação, um modelo computacional para cabos de potência localizados sobre o solo a parâmetros distribuídos e dependentes da frequência no domínio dos modos, usualmente utilizados em acionamentos elétricos. Desta forma, este trabalho contempla a síntese de um modelo para cabos de potência tetrapolar utilizando o programa *PSCAD/EMTDC*©, constituindo-se numa ferramenta importante e de fácil utilização para o estudo de sobretensões transitórias em motores elétricos de indução acionados por inversores PWM (*Pulse Width Modulated*). A validação do modelo desenvolvido é corroborada por meio de medições realizadas no LAI (*Laboratório de Aplicações Industriais*) e no LEAT (*Laboratório de Extra-Alta Tensão*) do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais.

# Abstract

The Electromagnetic Transients Program (*EMTP*) based programs are suitable for cable modeling in the modal and phase domains. However, these models are intended to analyze electromagnetic transients when high-voltage cable systems are used in underground and overhead systems. This work aims to develop a computational model of power cable placed on the ground surface for electrical drives applications. These models include the distributed-nature and frequency-dependent parameters of the power cable. Such modeling, which is developed to be used in the *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> software, is very useful to analyze the over-voltage phenomena in pulse width modulated (*PWM*) drives. The model validation is performed through experimental analysis in the LAI (*Laboratório de Aplicações Industriais*) and LEAT (*Laboratório de Extra-Alta Tensão*) of the Electrical Engineering Department of the Universidade Federal de Minas Gerais.

# Sumário

<b>Epígrafe</b>	<b>i</b>
<b>Agradecimentos</b>	<b>ii</b>
<b>Resumo</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>iv</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>viii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xiv</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Relevância . . . . .	1
1.2 Contribuições . . . . .	3
1.3 Organização do trabalho . . . . .	4
<b>2 Revisão Bibliográfica</b>	<b>6</b>
2.1 Estado da Arte . . . . .	6
2.2 Modelos no Domínio Modal . . . . .	8
2.3 Modelo no Domínio de Fases . . . . .	13
2.4 Outras Metodologias . . . . .	18
2.5 Conclusões . . . . .	20
<b>3 Implementação do Modelo Computacional Proposto</b>	<b>21</b>

	vi
3.1	Introdução . . . . . 21
3.2	Cálculo de Parâmetros . . . . . 22
3.2.1	Cálculo da Impedância Série e da Admitância Shunt . . . . . 22
3.2.2	Cálculo da Impedância Característica e do Fator de Propagação no Domínio dos Modos . . . . . 28
3.3	Síntese das Funções Racionais . . . . . 31
3.3.1	Método de Ajuste Vetorial - <i>Vector Fitting</i> . . . . . 31
3.3.2	Síntese da Impedância Característica no Domínio dos Modos . . . . . 36
3.3.3	Síntese do Fator de Propagação no Domínio dos Modos . . . . . 36
3.4	Implementação do Modelo no Domínio do Tempo . . . . . 37
3.5	Conclusões . . . . . 41
<b>4</b>	<b>Validação do Modelo Computacional Proposto . . . . . 42</b>
4.1	Introdução . . . . . 42
4.2	Estudo de Caso . . . . . 42
4.2.1	Configuração 1 . . . . . 46
4.2.2	Configuração 2 . . . . . 48
4.2.3	Configuração 3 . . . . . 50
4.2.4	Configuração 4 . . . . . 52
4.3	Conclusões . . . . . 54
<b>5</b>	<b>Aplicações do Modelo Computacional Proposto . . . . . 55</b>
5.1	Introdução . . . . . 55
5.2	Estudo de Casos . . . . . 55
5.2.1	Cabo de potência disposto sobre o solo . . . . . 56

	vii
5.2.2 Cabo de potência disposto em bandeja . . . . .	62
5.3 Conclusões . . . . .	69
<b>6 Conclusões Finais e Propostas de Continuidade</b>	<b>71</b>
6.1 Propostas de Continuidade . . . . .	74
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>76</b>
<b>A Guia Prático para a Utilização do Programa <i>PSCAD/EMTDC</i><sup>©</sup></b>	<b>83</b>
A.1 Visão Geral . . . . .	83
A.2 <i>PSCAD/EMTDC</i> <sup>©</sup> - Aspectos Gerais . . . . .	85
A.2.1 Implementando um novo modelo de simulação . . . . .	85
A.2.2 Ajuste dos parâmetros principais do modelo de simulação . . . . .	92
A.2.3 Visualização dos resultados do modelo de simulação . . . . .	94
A.3 Conclusões . . . . .	99



# Lista de Figuras

1.1	Principais configurações de cabo de potência modeladas pelos programas comerciais do tipo EMTP. . . . .	2
1.2	Configuração típica de cabo de potência utilizado em acionamentos elétricos de motores de indução. . . . .	3
2.1	Circuito equivalente para a linha de transmissão no domínio do tempo de acordo com Snelson, Meyer e Dommel. Equivalente de Thèvenin. . . . .	9
2.2	Circuito equivalente para a linha de transmissão no domínio modal para a frequência $\omega$ . Equivalente de Thèvenin. . . . .	10
3.1	Cabo de potência disposto sobre o solo. . . . .	21
3.2	Cabo de potência disposto em bandeja localizada a uma altura $H$ em relação ao solo. . . . .	21
3.3	Método desenvolvido por Deri que leva em consideração a profundidade complexa. Onde $IE$ , $IM$ e $\bar{p}$ , correspondem à imagem elétrica dos condutores, à imagem magnética dos condutores e à profundidade complexa, respectivamente. . . . .	24
3.4	Fluxograma representativo da implementação do modelo proposto no domínio do tempo. . . . .	39
3.5	Programa <i>PSCAD/EMTDC</i> <sup>©</sup> executado a partir do DOS. . . . .	40
4.1	Sistema utilizado para medir tensões transitórios em um cabo de potência de $1,5mm^2$ . . . . .	43

4.2	Seção reta do cabo de potência de $1,5mm^2$ . . . . .	43
4.3	Vista lateral do cabo de potência. . . . .	43
4.4	Medições de tensões na entrada e na saída do cabo de potência de $1,5mm^2$ objetivando mostrar as tensões referentes ao modo “zero” de propagação. . . . .	47
4.5	Gráfico superior: forma de onda da tensão nos terminais de entrada do cabo de potência. Gráfico inferior: forma de onda da tensão nos terminais de saída do cabo de potência. . . . .	47
4.6	Medições de tensões na entrada e na saída do cabo de potência de $1,5mm^2$ objetivando mostrar as tensões referentes ao modo “aéreo” de propagação. . . . .	49
4.7	Gráfico superior: forma de onda da tensão entre os terminais de entrada 1A e 4A. Gráfico inferior: forma de onda da tensão entre os terminais de saída 1B e 4B. . . . .	49
4.8	Medições de tensões na saída do cabo de potência de $1,5mm^2$ objetivando mostrar as tensões induzidas pelo sinal aplicado no terminal 1A. . . . .	50
4.9	Gráfico superior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 2A e e o plano formado pela chapa de alumínio. Gráfico inferior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 2B e e o plano formado pela chapa de alumínio. . . . .	51
4.10	Gráfico superior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 3A e e o plano formado pela chapa de alumínio. Gráfico inferior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 3B e e o plano formado pela chapa de alumínio. . . . .	51
4.11	Medição de tensão na entrada do cabo de potência de $1,5mm^2$ objetivando mostrar a tensão referente ao curto-circuito provocado na extremidade oposta. . . . .	53

4.12	Forma de onda da tensão na entrada do cabo de potência de $1,5\text{mm}^2$ após ser realizado um curto-circuito nos terminais de saída do cabo. . . . .	53
5.1	Acionamento elétrico de um motor de indução composto por um sistema inversor-cabo-motor, sendo que o cabo de potência encontra-se disposto sobre o solo. . . . .	56
5.2	Diagrama esquemático do sistema inversor-cabo-motor implementado no programa de simulação digital <i>PSCAD/EMTDC</i> <sup>©</sup> . . . . .	57
5.3	Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 100 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a resistividade do solo ( $\sigma_t - \Omega \cdot m$ ) igual a aproximadamente zero e variando-se a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando $\epsilon_r - equiv = 1,9$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando $\epsilon_r - equiv = 2,6$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando $\epsilon_r - equiv = 5,1$ . . . . .	60
5.4	Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 100 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ) igual a 1,9 e variando-se resistividade do solo ( $\rho_t - \Omega \cdot m$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando $\rho_t \approx 0$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando $\rho_t = 50$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando $\rho_t = 100$ . . . . .	61

- 5.5 Acionamento elétrico de um motor de indução composto por um sistema inversor-cabo-motor, sendo que o cabo de potência encontra-se disposto sobre uma bandeja metálica. . . . . 62
- 5.6 Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 20 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a resistividade ( $\rho_t - \Omega \cdot m$ ) igual a aproximadamente zero e variando-se a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 1,9$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 2,6$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 5,1$ . . . . . 65
- 5.7 Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 20 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ) igual a 2,6 e variando-se resistividade ( $\rho_t - \Omega \cdot m$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando  $\rho_t \approx 0$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando  $\rho_t = 50$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando  $\rho_t = 100$ . . . . . 66

5.8	Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência 6 AWG de 20 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor. Gráfico superior: resultados experimentais. Gráfico do meio: resultados obtidos com a utilização do modelo computacional a parâmetros concentrados implementado por Moreira. Gráfico inferior: resultados obtidos com a utilização do modelo computacional a parâmetros distribuídos implementado neste trabalho. . . . .	68
A.1	Interface para inserir o modelo do cabo no sistema de simulação do programa <i>PSCAD/EMTDC</i> ®. . . . .	86
A.2	Interface para inserir o comprimento e a frequência de estado estacionário do modelo do cabo. . . . .	87
A.3	Interface para inserir as características físicas (diâmetro de cada camada, distância entre condutores, distância em relação ao solo) e elétricas (permeabilidade relativa, permissividade relativa e a condutividade). . . . .	88
A.4	Interface para inserir a configuração geométrica do modelo de cabo. . . . .	89
A.5	Interface para utilização do modelo Bergeron. . . . .	91
A.6	Interface para utilização do modelo no domínio dos modos. . . . .	91
A.7	Interface para utilização do modelo no domínio de fases. . . . .	91
A.8	Interface utilizada para ajuste dos parâmetros do modelo de simulação. . . . .	93
A.9	Interface gráfica de medidores (medidor de corrente, medidor de tensão fase-fase e fase-terra) utilizados para extrair resultados de tensão e corrente do modelo de simulação. . . . .	94
A.10	Procedimento para obtenção do quadro de visualização de resultados. . . . .	95

A.11 Estrutura para estabelecer a conexão entre os sinais medidos e o quadro de  
visualização de resultados. . . . . 95

# Lista de Tabelas

4.1	Dados construtivos para o cabo de potência tetrapolar de $1,5mm^2$ . . . . .	44
4.2	Permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ). . . . .	45
4.3	Características de materiais tipicamente utilizados para isolação em cabos elétricos. . . . .	45
4.4	Instrumentação utilizada para a medição de tensão nos terminais do cabo de potência de $1,5mm^2$ . . . . .	46
5.1	Equipamentos utilizados para a medição de sobretensão transitória nos terminais do motor de indução. . . . .	57

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Relevância

Com o avanço da tecnologia relacionada ao campo da eletrônica de potência, observa-se nas últimas décadas uma crescente utilização de conversores de frequência para controle de conjugado/velocidade de motores elétricos. A difusão da técnica de modulação por largura de pulsos (PWM), utilizada em inversores de tensão para acionamentos de motores de indução, contribuiu para o alcance de níveis de eficiência cada vez maiores. Além disso, com a introdução do dispositivo IGBT (*“Insulated Gate Bipolar Transistor”*) em substituição às demais chaves de potência utilizadas anteriormente, uma melhor eficiência foi alcançada pela técnica PWM. Desta forma, os tempos de subida (*“rise time”*) passaram a ser menores, o que permitiu a utilização de frequências de chaveamento mais elevadas e, conseqüentemente, a obtenção de uma tensão de saída do inversor de tensão mais próxima da tensão de entrada, com menor conteúdo harmônico [1].

Assim, alguns problemas apareceram em virtude da alta frequência de chaveamento, da alta velocidade de comutação na operação do inversor de tensão e do comprimento dos cabos de potência que fazem a conexão inversor-motor. Dentre os grandes problemas associados à alta frequência de chaveamento, destaca-se como um dos mais importantes a interferência eletromagnética (IEM), seja irradiada ou conduzida. Esta interferência ocorre, sobretudo devido aos elevados transitórios de tensão no enrolamento da máquina



acabam por causar a presença de tensão no eixo da máquina e, conseqüentemente, a circulação de correntes no rolamento, contribuindo para a redução da vida útil dos motores elétricos de indução.

Com a consolidação do IGBT como dispositivo preferencial nos inversores de tensão surgiu a necessidade de uma investigação mais detalhada do fenômeno de sobretensão sobretudo quando a conexão inversor-motor é realizada por meio de cabos de potência considerados longos. Desta forma, a busca por modelos computacionais capazes de retratar de forma precisa e eficiente o comportamento dinâmico do sistema formado pelo conjunto inversor-cabo-motor tornou-se imprescindível, sobretudo ao considerar estes modelos como sendo a principal ferramenta para o entendimento, estudo, análise e avaliação de possíveis soluções para o fenômeno das sobretensões transitórias.

Diversos programas comerciais do tipo EMTP disponibilizam modelos para cabos. No entanto, estes modelos são mais adequados para a modelagem de cabos de potência utilizados em sistema de alta tensão [2]. A Figura 1.1 mostra as principais configurações modeladas por estes programas.

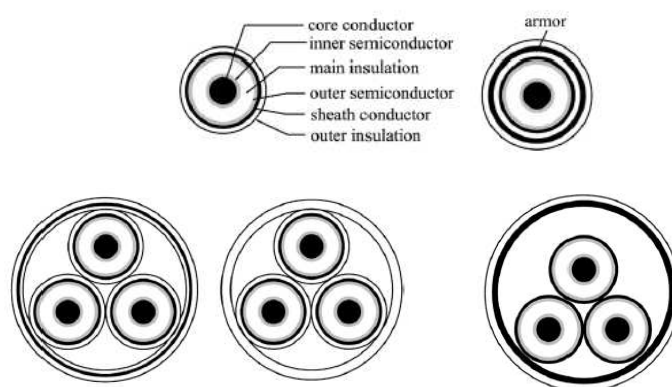


Figura 1.1: Principais configurações de cabo de potência modeladas pelos programas comerciais do tipo EMTP.

Dentro deste contexto, este trabalho propõem a formulação, desenvolvimento e a implementação no domínio do tempo de um modelo computacional para cabos de potência utilizados em acionamentos elétricos de motores de indução, conforme pode ser observado na Figura 1.2.

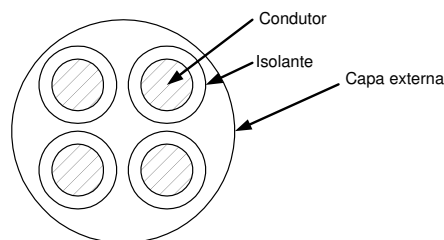


Figura 1.2: Configuração típica de cabo de potência utilizado em acionamentos elétricos de motores de indução.

## 1.2 Contribuições

Dentre as principais contribuições deste trabalho pode-se destacar:

- Formulação e implementação de cálculos de parâmetros relacionados com a impedância série e com a admitância “*shunt*” para cabos de potência utilizados em acionamentos elétricos de motores de indução considerando a natureza distribuída e a dependência da frequência;
- Aplicação do método de ajuste vetorial para a síntese de funções polinomiais racionais da impedância característica e do fator de propagação no domínio dos modos;
- Desenvolvimento e implementação de um modelo computacional prático e eficiente para simulações digitais no domínio do tempo de transitórios eletromagnéticos em sistemas de acionamentos elétricos de motores de indução;

- Elaboração de um guia prático para uma primeira utilização do programa comercial *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup>, específico para cálculos de transitórios eletromagnéticos.

### 1.3 Organização do trabalho

O presente trabalho encontra-se organizado da seguinte forma:

**Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica.** Neste capítulo faz-se um revisão bibliográfica concernente ao tema proposto neste trabalho, sendo apresentado o que existe atualmente em relação a modelagem para cabos de potência e o que se propõe a desenvolver e implementar neste trabalho.

**Capítulo 3 - Implementação do Modelo Computacional Proposto.** Neste capítulo é apresentada toda a formulação matemática utilizada para o desenvolvimento e implementação do modelo computacional proposto para a modelagem de cabos de potência. Desta forma, são apresentados desde os cálculos dos parâmetros da impedância série e da admitância “*shunt*” até a implementação do modelo no domínio do tempo.

**Capítulo 4 - Validação do Modelo Computacional Proposto.** Este capítulo retrata a validação do modelo computacional proposto no domínio do tempo. Para tanto, são confrontados os resultados obtidos por meio da simulação digital com os resultados experimentais obtidos nas dependências do Laboratório de Aplicações Industriais e do LEAT.

**Capítulo 5 - Aplicações do Modelo Computacional Proposto.** No capítulo 5, duas aplicações para a utilização do modelo computacional desenvolvido para cabos

de potência em acionamentos elétricos de motores de indução são mostradas com o intuito de retratar uma situação tipicamente encontrada no ambiente industrial. Os resultados no domínio do tempo obtidos pelo modelo computacional são confrontados com os obtidos por meio de resultados experimentais, verificando-se a eficiência do modelo neste tipo de aplicação.

**Capítulo 6 - Conclusões Finais e Propostas de Continuidade.** Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais sobre o trabalho desenvolvido, bem como das propostas de continuidade para o mesmo.

**Apêndice A - Guia Prático para a Utilização do Programa *PSCAD/EMTDC*®.**

O apêndice A tem o objetivo de oferecer um guia prático ao usuário do programa comercial *PSCAD/EMTDC*®, de forma a possibilitar uma visão geral dos principais programas destinados ao cálculo de transitórios eletromagnéticos e apresentar os primeiros passos necessários para a implementação de um estudo de caso utilizando o referido programa.

# Capítulo 2

## Revisão Bibliográfica

### 2.1 Estado da Arte

Modelar de forma precisa o fenômeno físico da propagação de ondas, seja em linhas de transmissão aéreas, seja em cabos (subterrâneos, dispostos sobre a superfície ou dispostos em bandejas), é um desafio no que se diz respeito ao desenvolvimento de ferramentas computacionais para estudos de transitórios eletromagnéticos. Assim, ao longo dos anos, esse tema tem sido alvo de diversos estudos, dos quais resultaram valiosas contribuições [3].

Os modelos computacionais podem divergir entre si em função da precisão e da eficiência requerida, podendo ser classificados da seguinte forma:

- Quanto à natureza distribuída de seus parâmetros:

*Modelos a parâmetros concentrados:* o cabo ou a linha de transmissão podem ser representados por resistores, capacitores e indutores, arrançados sob a forma de células  $\pi$ , sendo que os valores destes componentes são calculados para uma determinada frequência. Este tipo de modelo é mais adequado para a análise de sistemas em regime permanente.

*Modelos a parâmetros distribuídos:* a natureza distribuída dos parâmetros do sistema (cabo ou linha aérea de transmissão) é alcançada levando-se em conta o

princípio de propagação de ondas. Com isto, consegue-se contemplar tanto as atenuações quanto os atrasos de tempo oriundos de um distúrbio presente neste sistema.

- Quanto à dependência de seus parâmetros com a frequência:

*Modelos a parâmetros constantes com a frequência:* é desprezada toda e qualquer dependência da frequência dos parâmetros do sistema, sendo que estes são calculados para um único valor de frequência.

*Modelos a parâmetros dependentes da frequência:* os parâmetros do sistema são calculados para uma extensa faixa de frequência, tendo, portanto, a capacidade de representar o fenômeno físico da propagação de ondas com maior precisão.

- Quanto ao domínio de resolução das equações de onda:

*Modelos no domínio modal:* fazem uso da transformação modal, que consiste em desacoplar as  $n$  fases de um sistema polifásico em  $n$  sistemas monofásicos, por meio do cálculo de autovalores e autovetores das matrizes que caracterizam o sistema, acarretando portanto, uma simplificação da análise do comportamento dinâmico do sistema. Este tipo de modelo apresenta grande utilização em sistemas que possuem uma configuração simétrica, como é o caso deste trabalho, mas perdem em precisão quando se precisa realizar análise de sistema desbalanceados, com um alto grau de assimetria e em linhas de transmissão que apresentam circuitos múltiplos [4, 5]. O modelo proposto por J. R. Martí [6] tem o seu papel de destaque em virtude de ter estabelecido uma nova metodologia para a obtenção de modelos de linha de transmissão, além de estar presente nos principais programas tipo *EMTP*, tais como o *ATP* e *MICROTRAN*<sup>®</sup> [7], que disponibilizam a versão original do modelo enquanto que o *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> disponibiliza um modelo no domínio modal

baseado no proposto por Martí, sendo no entanto, a rotina para a obtenção de funções racionais baseada no método de ajuste vetorial (*Vector Fitting*) proposto por Gustavsen e Semlyen em [8, 9, 4].

*Modelos no domínio de fases:* determinam o comportamento dinâmico do sistema diretamente no domínio de fase, evitando-se a transição para o domínio modal. Este modelos se mostram mais precisos, sobretudo quando o sistema apresenta um alto grau de assimetria. Assim, os modelos desenvolvidos neste domínio não apresentam qualquer tipo de restrição. O programa *PSCAD/EMTDC*® disponibiliza um modelo para linhas de transmissão no domínio de fases baseado no modelo proposto por Morched et al denominado modelo universal (*Universal Model*) [5]. O programa *ATP*, em sua versão mais recente, também disponibiliza um modelo no domínio de fases denominado modelo IARMA (*Interpolated Auto-Regressive Moving Average*) proposto por Noda et al [10].

Assim, é apresentado, a seguir, uma evolução dos modelos desenvolvidos ao longo dos anos, onde procurou-se enfatizar os modelos computacionais existentes para o domínio dos modos e para o domínio de fases.

## 2.2 Modelos no Domínio Modal

Os modelos no domínio modal, que fazem uso da técnica da transformação modal, tiveram as suas contribuições iniciais oferecidas por Wedepohl [11] e por Hedman [12] no momento que estes propuseram a utilização das propriedades dos autovalores e autovetores de uma matriz para a análise de sistemas polifásicos.

Budner [13], Snelson [14], Meyer e Dommel [15], foram os primeiros a considerar a

variação dos parâmetros de uma linha de transmissão com a frequência. No entanto, os modelos implementados necessitavam da utilização de transformadas inversas para realizar a transição entre os domínios da frequência e do tempo. Além disso, Snelson, Meyer e Dommel introduziram uma mudança de variáveis a partir das equações desenvolvidas por Budner de forma a relacionar as correntes e tensões no domínio do tempo. Com isto, foi possível obter o circuito equivalente para a linha de transmissão no domínio do tempo, como ilustra a Figura 2.1.

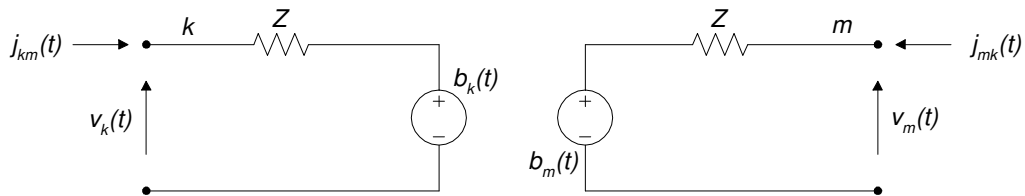


Figura 2.1: Circuito equivalente para a linha de transmissão no domínio do tempo de acordo com Snelson, Meyer e Dommel. Equivalente de Thèvenin.

Na Figura 2.1, o parâmetro  $Z$  (impedância de surto da linha) é definido como:

$$Z = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \{Z_c(j\omega)\} = \sqrt{\frac{L'_\infty}{C'}}, \quad (2.1)$$

onde:

$$L'_\infty = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \{L'(j\omega)\}. \quad (2.2)$$

Uma vez que os elementos da matriz  $Z$  são reais e constantes na frequência, os mesmos podem ser tratados como simples resistências, dando origem as equações (2.3) e (2.4):

$$b_k(t) = v_k(t) - Z \cdot j_{km}(t), \quad (2.3)$$



$$b_m(t) = v_m(t) - Z \cdot j_{mk}(t). \quad (2.4)$$

As fontes de tensão  $b_k(t)$  e  $b_m(t)$  em (2.3) e (2.4)), sintetizam a atenuação e o atraso entre as tensões (e correntes) em terminais opostos, devido ao fenômeno físico da propagação de ondas.

J. R. Martí [6] propõe a substituição da impedância de surto (Figura 2.1) por uma impedância característica modal da linha (Figura 2.2). Este novo modelo proposto, passou a incluir as perdas e a dependência dos parâmetros com a frequência, além de definir o fator de propagação modal, conforme mostra a equação (2.5):

$$A_{mod}(j\omega) = e^{-\gamma_{mod}(j\omega) \cdot l}. \quad (2.5)$$

A Figura 2.2 mostra o circuito equivalente para a linha de transmissão no domínio modal para a frequência  $\omega$ :

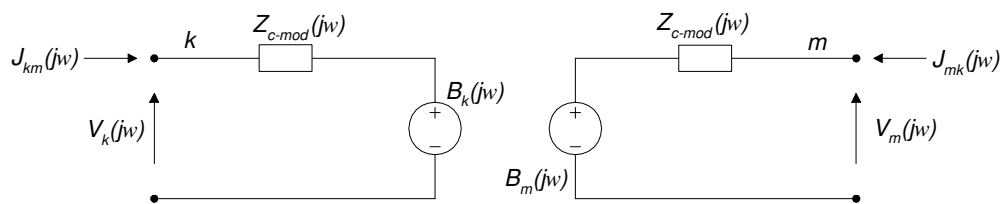


Figura 2.2: Circuito equivalente para a linha de transmissão no domínio modal para a frequência  $\omega$ . Equivalente de Thèvenin.

onde:

$$B_k(j\omega) = A_{mod}(j\omega) \cdot [V_m(j\omega) + Z_{c-mod}(j\omega) \cdot J_{mk}(j\omega)], \quad (2.6)$$

$$B_m(j\omega) = A_{mod}(j\omega) \cdot [V_k(j\omega) + Z_{c-mod}(j\omega) \cdot J_{km}(j\omega)]. \quad (2.7)$$

Desta forma, verifica-se que tanto uma linha de transmissão ou um cabo podem ser completamente caracterizados no domínio da frequência pela sua impedância característica e pelo seu fator propagação.

A transição do domínio da frequência para o domínio do tempo é realizada por meio de integrais de convolução resultando nas equações (2.8) e (2.9):

$$b_k(t) = a_{mod}(t) * [v_m(t - \tau) + z_{c-mod}(t - \tau) * j_{mk}(t - \tau)], \quad (2.8)$$

$$b_m(t) = a_{mod}(t) * [v_k(t - \tau) + z_{c-mod}(t - \tau) * j_{km}(t - \tau)], \quad (2.9)$$

onde:  $\tau$  = tempo de trânsito do sistema.

Este novo modelo apresentado por J. R. Martí propõe ainda uma nova alternativa para realizar a transição frequência-tempo, utilizando para tanto uma transformação inversa de forma simplificada e de forma restrita. Para tanto, procura-se expressar  $Z_{c-mod}(j\omega)$  e  $A_{mod}(j\omega)$  por meio de funções polinomiais racionais aproximadas. Desta forma, para cada modo  $i$  tanto de  $Z_{c-mod}(j\omega)$  quanto  $A_{mod}(j\omega)$  são aproximados por funções polinomiais racionais da forma  $Z_{i-aprox}(j\omega)$  e  $A_{i-aprox}(j\omega)$ :

$$Z_{i-aprox}(s) = k_\infty + \frac{k_1}{(s + p_1)} + \frac{k_2}{(s + p_2)} + \dots + \frac{k_n}{(s + p_n)}, \quad (2.10)$$

e

$$A_{i-approx}(s) = P(s) \cdot e^{-s \cdot \tau_{i-min}}, \quad (2.11)$$

onde:  $\tau_{i-min}$  = tempo de trânsito da onda mais veloz do modo  $i$ .

O desempenho do modelo proposto por J. R. Martí depende sobretudo, da qualidade das aproximações racionais para a impedância característica modal e para o fator de propagação. Em sua versão original, o modelo proposto faz uso do método assintótico de *Bode* em que as funções  $Z_{c-mod}(j\omega)$  e  $A_{mod}(j\omega)$  podem ser aproximadas por funções racionais de fase mínima, em que zeros e pólos são localizados no semiplano esquerdo do plano complexo.

Apesar do modelo mencionado anteriormente ser constantemente utilizado, este apresenta as seguintes restrições:

- Em virtude da utilização do método assintótico de *Bode*, o modelo implementado por J. R. Martí apresenta aproximações racionais de alta ordem.
- A utilização de uma matriz transformação modal  $[T_i(j\omega)]$ , cujos elementos são reais e constantes com a frequência, limita a precisão do modelo quando esta apresenta uma forte dependência com a frequência (linhas desbalanceadas, assimétricas e cabos subterrâneos) de acordo com [16, 17, 8].

Alguns pesquisadores, com o intuito de superar as limitações supracitadas, têm procurado desenvolver alternativas concernentes aos seguintes aspectos:

- Estabelecimento de funções racionais aproximadas de baixa ordem através do método de ajuste assintótico [18, 19] ou através do método de Levenberg-Marquardt [20].

- Aproximação da matriz de transformação modal por funções racionais de modo que a mesma apresente dependência com a frequência.

A aproximação da matriz transformação modal por funções racionais pode ser realizada de diversas formas. L. Marti [16, 21] faz esta aproximação de forma análoga ao que é realizado com a admitância característica e o fator de propagação em [6]. Gustavsen e Semlyen [8] aplicam o método de ajuste vetorial (*Vector Fitting*) para obter as funções polinomiais racionais aproximadas de  $Y_{c-mod}$ ,  $A_{mod}$  e  $T_i(j\omega)$ .

Em ambos os métodos citados, a sintetização dos elementos da matriz transformação modal (autovetores) por funções racionais só é possível se estes elementos se apresentarem como funções contínuas ao longo do espectro de frequência considerado, o que normalmente não ocorre se o cálculo de autovetores for efetuado por métodos tradicionais. De forma a eliminar estas possíveis descontinuidades (*switchovers*), Wedepohl et al [22] propôs uma alternativa para o cálculo das matrizes de transformação baseada no método não-linear de *Newton-Raphson*.

## 2.3 Modelo no Domínio de Fases

O desenvolvimento de modelos computacionais no domínio de fases é uma alternativa para superar as limitações impostas pelos modelos desenvolvidos no domínio modal, já mencionadas neste trabalho.

Como as matrizes de transformação apresentam forte dependência com a frequência, a solução no domínio do tempo torna-se complexa, uma vez que as convoluções que envolvem estas matrizes contribuem para diminuir a eficiência computacional dos métodos modais [3].

A utilização de métodos no domínio de fases é justificada no momento em que as dificuldades supracitadas são contornadas, sendo que as tensões e correntes são determinadas diretamente no domínio de fases sem a necessidade da transição fase-modo e, depois a modo-fase para obter as simulações no domínio do tempo. Desta forma, é preciso determinar as matrizes de admitância característica  $[Y_c(\omega)]$  e do fator de propagação  $[A(\omega)]$ , que são obtidas a partir das grandezas modais, conforme mostra as equações (2.12) e (2.13):

$$[Y_c(\omega)] = [T_i(\omega)] \cdot [Y_{c-mod}(\omega)] \cdot [T_i(\omega)]^t, \quad (2.12)$$

$$[A(\omega)] = [T_i(\omega)] \cdot [A_{mod}(\omega)] \cdot [T_i(\omega)]^{-1}. \quad (2.13)$$

A seguir é descrita uma cronologia dos mais recentes trabalhos encontrados na literatura técnica no que se refere ao desenvolvimento de modelos no domínio de fases.

Noda et al [23] desenvolveram um modelo no domínio de fases denominado ARMA (*Auto-Regressive Moving Average*) definido no domínio  $z$ . Assim, tanto a admitância característica quanto o fator de propagação podem ser aproximados por funções racionais no plano  $z$ ,

$$G(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_n \cdot z^{-n}}{1 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_m \cdot z^{-m}}, \quad (2.14)$$

sendo que os coeficientes  $a_i$  e  $b_i$  são calculados por meio da equação (2.15), utilizando, para tanto, o método de Householder ou a técnica SVD (*Singular Value Decomposition*):

$$\begin{aligned}
G(z) &= a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_n \cdot z^{-n} \\
&\quad -G(z) \cdot [b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_m \cdot z^{-m}].
\end{aligned} \tag{2.15}$$

A transição para o domínio do tempo pode ser feita de forma direta sem que haja a necessidade de convoluções no domínio do tempo, bastando para tanto, utilizar a equação (2.16):

$$\begin{aligned}
v(t) &= a_0 \cdot i(t) + a_1 \cdot i(t - \Delta t) + a_2 \cdot i(t - 2\Delta t) + \dots + a_n \cdot i(t - n\Delta t) \\
&\quad -b_1 \cdot v(t - \Delta t) - b_2 \cdot v(t - 2\Delta t) - \dots - b_m \cdot v(t - m\Delta t).
\end{aligned} \tag{2.16}$$

No entanto, este modelo apresenta o problema de que o passo de tempo ( $\Delta t$ ), que define a discretização para o plano  $z$ , deve ser o mesmo utilizado na obtenção do modelo ARMA. Desta forma, o usuário, ao alterar o passo de tempo, deve também procurar obter novas funções racionais para, somente então, poder utilizar o modelo.

Para superar as limitações impostas pelo modelo ARMA, Noda et al [10] apresentam um novo modelo denominado IARMA (*Interpolated ARMA*), em que não existe mais a associação entre o passo de tempo e as funções racionais. Além disso, são propostos novos critérios de estabilidade tanto para  $Y_c(\omega)$  quanto para  $A(\omega)$ . Este modelo encontra-se disponível nas versões mais atuais do programa *ATP*.

Nguyen et al [24] apresentaram uma alternativa para que tanto a matriz de admitância característica quanto a matriz do fator de propagação fossem sintetizadas por funções

racionais diretamente no domínio de fases. Para tanto, é preciso considerar a premissa de que tanto  $Y_c(\omega)$  quanto  $A(\omega)$  possam ser aproximados por funções racionais de fase mínima (apenas pólos e zeros reais negativos são considerados).

Os elementos da matriz do fator de propagação são calculados no domínio de fase utilizando um único atraso de tempo para todos os modos. Assim, a matriz  $[A_{mod}(\omega)]$  é calculada no domínio modal e o deslocamento de fase  $(\omega \cdot \tau)$  é obtido conforme o seguinte procedimento.

- Obter a matriz  $[P_{mod}]$ ,

$$[P_{mod}(\omega)] = e^{j\omega\tau} \cdot [A_{mod}(\omega)], \quad (2.17)$$

em que:

$\tau = \frac{c}{d}$ , tempo de trânsito da linha;

$c$  = velocidade da luz;

$d$  = comprimento da linha de transmissão.

- Transformar a matriz  $[P_{mod}(\omega)]$  para o domínio de fases. A matriz de transformação é calculada para uma única frequência  $\omega_0$ , tendo a sua parte imaginária desprezada,

$$[P(\omega)] = [T_i(\omega_0)] \cdot [P_{mod}(\omega)] \cdot [T_i^{-1}(\omega_0)]. \quad (2.18)$$

- Aproximar os elementos da matriz  $[P(\omega)]$  por funções racionais. Assim a aproximação para a matriz  $[A(\omega)]$  é calculada por:

$$[A_{approx}(\omega)] = e^{-j\omega\tau} \cdot [P_{approx}(\omega)]. \quad (2.19)$$

Gustavsen e Semlyen [8, 9] apresentaram um nova alternativa para a modelagem de linhas de transmissão que combinava os parâmetros modais com os de fases. Assim, foi introduzido um novo método, cujo objetivo era o de obter funções racionais aproximadas tanto para a admitância característica quanto para o fator de propagação, sendo que estas funções podiam possuir natureza tanto vetorial quanto escalar. Um dos problemas apresentados por este método era que os elementos da matriz do fator de propagação, por serem oriundos da matriz de transformação modal, eram funções que apresentavam oscilações. Conseqüentemente, a representação do fator de propagação devia ser realizada por meio de funções racionais de ordem elevada, o que contribui para a perda da eficiência do modelo. Para a modelagem de cabos, o ajuste dos elementos do fator de propagação no domínio de fases pode se tornar uma tarefa complexa, pois a função de propagação apresenta diferentes tempos de atraso para cada modo, em especial, quando o sistema apresenta uma configuração bastante assimétrica.

Morched et al [5] apresentaram um novo modelo para linhas de transmissão no domínio de fases denominado modelo universal (*Universal Model*), disponibilizado nas versões mais recentes do programa *PSCAD/EMTDC*®. Para obter as funções racionais aproximadas para  $[Y_c(j\omega)]$  e  $[A(j\omega)]$  no domínio de fases, o modelo utiliza o método de ajuste vetorial (*Vector Fitting*) [4].

Nos trabalhos mais recentes, o que se observa é um esforço de pesquisadores no sentido de contribuir para a melhoria da precisão e eficiência dos modelos já implementados no domínio de fases. Dentre estes, pode-se mencionar os apresentados em [25, 26, 27, 28, 29],



onde o autor procurou desenvolver uma rotina para realizar os cálculos dos parâmetros de uma linha de transmissão que levasse em consideração a condutância “*shunt*”, desprezada na maioria dos programas EMTP. Além disso, foi implementada uma rotina de ajuste não-linear baseada no método de *Levenberg Marquardt* para a obtenção de funções racionais.

## 2.4 Outras Metodologias

Quando se dirige o foco dos estudos para a área de eletrônica de potência, mais especificamente para a área de modelagem de cabos de potência utilizados na conexão entre os inversores de frequência e os motores, o que se verifica é uma certa carência, na literatura técnica, de modelos implementados, seja no domínio dos modos seja no domínio de fases, que incorporem a modelagem a parâmetros distribuídos e dependentes com a frequência [30]. No entanto, os modelos computacionais já existentes nos principais programas (*ATP*, *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> e *MICROTRAN*<sup>®</sup>), são destinados a aplicações em que o cabo se encontra enterrado no solo e não disposto sob o solo ou disposto em bandeja, como é o caso de estudo deste trabalho.

Por outro lado, é possível observar a existência de uma outra grande vertente de pesquisadores, senão a maioria, que faz uso de modelos a parâmetros concentrados e que de alguma forma, tentam incorporar a dependência dos parâmetros com a frequência. Assim, é preciso reconhecer o mérito destes trabalhos, pois o resultados apresentados se mostram bastante significativos. Dentro deste contexto, a seguir são apresentados alguns dos trabalhos que tratam da modelagem de cabos utilizados na área eletrônica de potência.

Em [31] é apresentado uma modelagem baseada em medições de impedância de curto-circuito e de circuito aberto em uma ampla faixa de frequência, a partir das quais é possível obter um modelo analítico a parâmetros concentrados (um circuito formado pelas

combinações dos elementos  $R, L$  e  $C$ ) e dependente da frequência por meio de um conjunto de equações. No entanto, o simples fato da modelagem depender de medições acaba sendo um ponto negativo, pois os equipamentos necessários possuem um valor bastante significativo, o que contribui para a não divulgação e utilização deste modelo. Desta forma, em [32, 33] é apresentada uma formulação baseada em modelos de parâmetros concentrados, onde diversas células  $\pi$  são associadas em cascata, sendo estas capazes de representar o efeito pelicular. Esse tipo de modelo implementado é denominado *N-Ramos*, sendo que os elementos resistivos e indutivos são invariáveis com a frequência. No entanto, a associação desses elementos acaba por acarretar uma impedância equivalente capaz de representar a resistência e a indutância do condutor variáveis com a frequência.

Diferentemente dos modelos já mencionados, é possível encontrar em [34] uma metodologia que consiste na simulação da propagação de ondas viajantes em cabos por meio da resolução numérica das equações de onda, onde são incluídos fatores que representam a atenuação devido ao efeito pelicular. Outra opção é apresentada em [35], onde a modelagem do cabo é realizada com base em suas funções de transferência.

Além destes modelos, outros podem ser utilizados, embora os resultados obtidos sejam menos expressivos, principalmente com relação à atenuação e distorção das forma de ondas apresentadas pelos mesmos. Assim, pode-se mencionar a metodologia desenvolvida em [36], onde os modelos de cabo implementados utilizam uma adaptação da representação para linhas de transmissão a parâmetros distribuídos. No entanto, a resistência do cabo é representada por um parâmetro concentrado acoplado ao modelo desenvolvido. Já em [37], o modelo apresentado é baseado em células  $R, L, C$  e  $G$  a parâmetros concentrados, sem no entanto, se preocupar com a dependência da frequência dos parâmetros do cabo.

## 2.5 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se as mais diversas metodologias para a modelagem de linhas de transmissão aérea e para a modelagem de cabos de potência utilizados em acionamentos elétricos na área de eletrônica de potência. O objetivo maior foi enfatizar, sobretudo, as metodologias que fazem uso da modelagem a parâmetros distribuídos e dependentes da frequência, principalmente no que se diz respeito a modelagem de linhas de transmissão, tema este, amplamente estudado e analisado por diversos pesquisadores.

Após realizada uma minuciosa e detalhada revisão bibliográfica a respeito da evolução dos modelos no domínio dos modos e no domínio de fases, procurou-se estabelecer um paralelo entre a modelagem de linhas de transmissão e a modelagem de cabos de potência. Uma vez que acredita-se que a complexidade e sofisticação apresentadas pelos modelos de cabos são iguais, ou maiores do que as apresentadas pelas linhas de transmissão.

Assim, é proposto neste trabalho um modelo computacional eficiente e preciso para cabos de potência, alocados sob o solo ou em bandeja, no domínio dos modos, que será o tema dos capítulos seguintes.

# Capítulo 3

## Implementação do Modelo Computacional Proposto

### 3.1 Introdução

O desenvolvimento do modelo computacional proposto para a modelagem do cabo de potência, com geometrias mostradas na Figura 3.1 ou na Figura 3.2, pode ser dividido em três etapas:

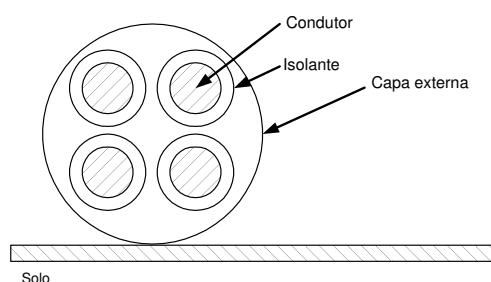


Figura 3.1: Cabo de potência disposto sobre o solo.

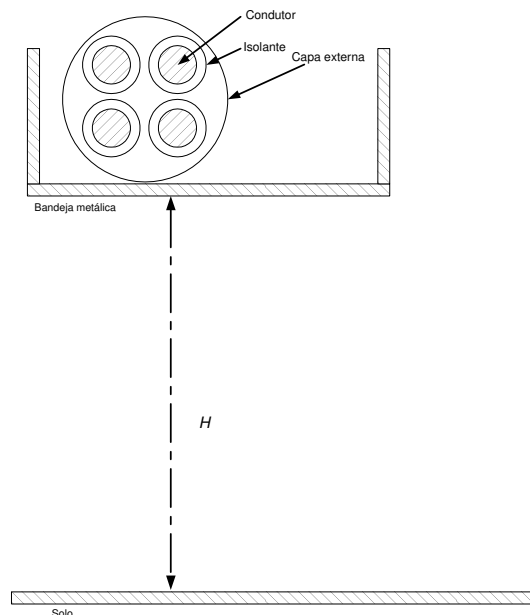


Figura 3.2: Cabo de potência disposto em bandeja localizada a uma altura  $H$  em relação ao solo.

- Cálculo de Parâmetros;
- Síntese de funções racionais;
- Implementação no domínio do tempo.

## 3.2 Cálculo de Parâmetros

### 3.2.1 Cálculo da Impedância Série e da Admitância Shunt

A impedância série de um cabo de potência pode ser expressa pela soma de uma resistência  $R$  ( $\Omega/\text{m}$ ) com uma indutância  $L$  ( $\text{H}/\text{m}$ ), conforme pode ser verificado pela equação (3.1). A resistência  $R$  é resultante da resistência intrínseca dos condutores e da resistência do retorno pelo solo, ambas dependentes da frequência. A indutância  $L$ , é resultante da contribuição proveniente da indutância própria dos condutores, da indutância do retorno pelo solo e da indutância mútua entre os condutores:

$$Z(\omega) = R(\omega) + j\omega L(\omega). \quad (3.1)$$

Além da formulação apresentada em (3.1), a impedância série pode ser representada de forma análoga pela equação (3.2):

$$Z(\omega) = Z_{int}(\omega) + Z_{ext}(\omega), \quad (3.2)$$

onde:

- $Z_{int}(\omega)$  - a impedância interna do condutor;
- $Z_{ext}(\omega)$  - a impedância do condutor em função da geometria e em função do retorno

pelo solo.

A contribuição do efeito pelicular na impedância interna ( $Z_{int}(\omega)$ ) é, normalmente, expressa por séries de funções de Bessel [7]. No entanto, estas funções geralmente apresentam problemas de precisão e convergência [3]. No intuito de superar estas limitações, Semlyen [38] propôs uma solução analítica representada pela equação (3.3), com um erro máximo de 6,6 % para a impedância interna:

$$Z_{int}(\omega) = \sqrt{n^2 + m^2}, \quad (3.3)$$

onde:

$$n = \frac{1}{\pi r^2 \sigma_c};$$

$$m = \frac{1}{2\pi \sigma_c r p};$$

$$p = \frac{1}{\sqrt{\omega \mu_0 \sigma_c}};$$

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7};$$

$$\sigma_c = \frac{1}{\rho_c};$$

r - raio do condutor;

$\rho_c$  - resistividade do condutor ( $\Omega\text{m}$ ).

Ao longo do século XX, diversos trabalhos contemplaram a modelagem da parcela da impedância série denominada  $Z_{ext}$ , em especial a contribuição da impedância de retorno pelo solo, que é o caminho de retorno da corrente. Dentro deste contexto, o trabalho desenvolvido por Carson [39] na década de 20 recebeu grande destaque por ser o pioneiro

nesta abordagem. No entanto, para a implementação do método desenvolvido por Carson é necessário a manipulação de séries infinitas, o que acaba por acarretar, em determinadas situações, erros de truncamento. Desta forma, Deri [40] desenvolveu um método alternativo para calcular a contribuição da impedância de retorno pelo solo, de maneira que a implementação fosse mais fácil e que os resultados fossem semelhantes aos apresentados pelo método de Carson. Na literatura técnica é possível encontrar outros métodos para cálculo da impedância de retorno pelo solo [7, 41], bem como um estudo comparativo entre os diversos métodos existentes, como pode-se verificar em [32, 25]. Diante das considerações anteriormente mencionadas, para o desenvolvimento deste trabalho, foi escolhido o método desenvolvido por Deri (Figura 3.3), adaptado para a modelagem de cabos de potência.

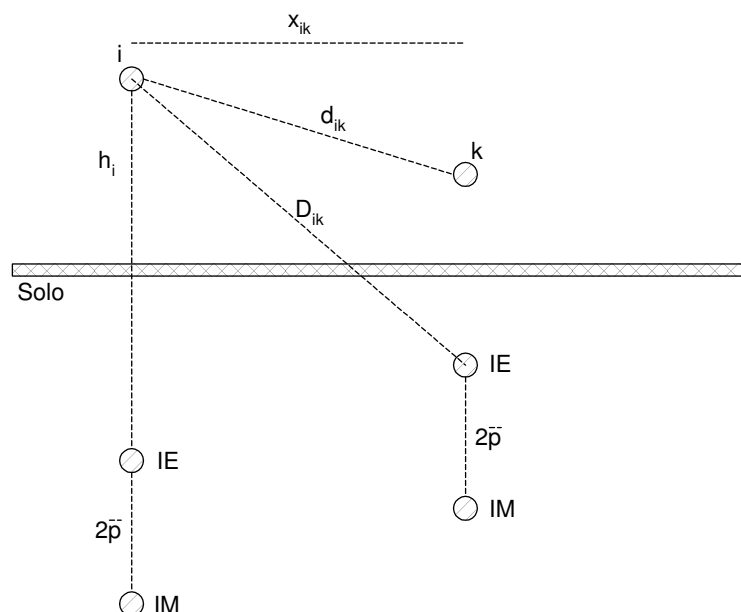


Figura 3.3: Método desenvolvido por Deri que leva em consideração a profundidade complexa. Onde IE, IM e  $\bar{p}$ , correspondem à imagem elétrica dos condutores, à imagem magnética dos condutores e à profundidade complexa, respectivamente.

A diferença entre a formulação original apresentada por Deri [40] e à implementada

neste trabalho para a modelagem de cabos de potência, é a presença da parcela “-r que foi adicionada às fórmulas de impedância e de admitância. O método desenvolvido por Deri, aplicado à modelagem de linhas de transmissão, apresenta uma simplificação nas fórmulas para cálculos da impedância e da admitância, em virtude dos valores das distâncias entre dois condutores e entre os condutores e o solo, da ordem de alguns metros, serem significativamente maiores quando comparadas aos valores dos raios geométricos dos condutores. Entretanto, para os cabos de potência, esta simplificação não pode ser realizada, pois os valores das distâncias entre dois condutores e entre os condutores e o solo, da ordem de alguns milímetros, são muito próximas aos valores dos raios geométricos dos condutores.

Assim, a parcela da impedância série denominada  $Z_{ext}(\omega)$  pode ser dividida em duas novas parcelas que podem ser representadas pelas equação (3.4), referente a impedância própria do condutor, e pela equação (3.5), referente a impedância mútua entre dois condutores:

$$Z_{ext-kk}(\omega) = R_i + j\omega \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2(h_i + \bar{p}) - r}{r}, \quad (3.4)$$

$$Z_{ext-ki}(\omega) = j\omega \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{(h_i + h_k + 2\bar{p})^2 + x_{ik}^2} - r}{d_{ik} - r}, \quad (3.5)$$

onde:

$$\bar{p} = \sqrt{\frac{\rho_t}{\omega\mu_0}};$$

$\rho_t$  - resistividade do solo ( $\Omega\text{m}$ );

$R_i$  - resistência do condutor em corrente contínua ( $\Omega/\text{m}$ );

r - raio do condutor.



A admitância “*shunt*” do cabo de potência formada pela matriz de capacitância  $C$  (F/m) é função exclusivamente da geometria do cabo e quase que praticamente constante com a frequência. No que se diz respeito à modelagem da condutância “*shunt*”  $G$  (S/m) para o cabo de potência, pode-se dizer que esta é praticamente desprezível em virtude do seu baixo valor. Desta forma, a matriz da admitância “*shunt*” é representada pela equação (3.6):

$$[Y(\omega)] = j\omega[C]. \quad (3.6)$$

Para o cálculo da matriz de capacitâncias, é preciso levar em conta a capacitância existente entre os condutores e o solo, equação (3.7), ou, no caso em que o cabo de potência encontra-se disposto em uma bandeja, a capacitância existente entre os condutores e a bandeja (caso esta encontre-se conectada fisicamente ao plano de terra, ou seja, ao solo). Além desta, é preciso considerar a capacitância existente entre os condutores, conforme mostra a equação (3.8):

$$C_{c-t} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2h_i-r}{r}\right)}, \quad (3.7)$$

$$C_{c-c} = \frac{\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{d_{ik}-r}{r}\right)}. \quad (3.8)$$

A matriz de capacitância deve possuir uma estrutura nodal de forma que os elementos da diagonal  $C_{ii}$  representem a soma de todas as capacitâncias por unidade de comprimento relacionadas ao condutor  $i$ . Por outro lado, os elementos que estão fora da diagonal principal representam a capacitância mútua entre os condutores  $i$  e  $k$ , com o sinal negativo.

Analisando o cabo de potência, tema de estudo deste trabalho, pode-se constatar que o mesmo representa um sistema balanceado em virtude de apresentar uma distribuição espacial simétrica dos condutores, devido ao fato do cabo ser continuamente transposto ao longo de seu comprimento.

Assim, por definição, a matriz de impedância, equação (3.9), tem a seguinte forma:

$$[Z(\omega)] = \begin{bmatrix} Z_s(\omega) & Z_m(\omega) & \dots & Z_m(\omega) \\ Z_m(\omega) & Z_s(\omega) & \dots & Z_m(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_m(\omega) & Z_m(\omega) & \dots & Z_s(\omega) \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

onde:

$$Z_s(\omega) = Z_{int}(\omega) + Z_{ext-kk}(\omega);$$

$$Z_m(\omega) = Z_{ext-ki}(\omega).$$

Enquanto que a matriz de admitância “*shunt*”, equação (3.10), por definição tem a seguinte forma:

$$[Y(\omega)] = \begin{bmatrix} Y_s(\omega) & Y_m(\omega) & \dots & Y_m(\omega) \\ Y_m(\omega) & Y_s(\omega) & \dots & Y_m(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_m(\omega) & Y_m(\omega) & \dots & Y_s(\omega) \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

onde:

$$Y_s(\omega) = j\omega(C_{ii});$$

$$Y_m(\omega) = -j\omega(C_{ik}).$$

### 3.2.2 Cálculo da Impedância Característica e do Fator de Propagação no Domínio dos Modos

Os sistemas considerados balanceados possuem uma particularidade muito útil. Suas equações diferenciais, que representam o fenômeno físico da propagação de ondas, podem ser desacopladas por matrizes de transformação reais e constantes sem introduzir erros na transição entre os domínios [7]. Existem diversas matrizes capazes de realizar este desacoplamento, dentre as quais pode-se mencionar:

- *Componentes Simétricas* - não adequada para simulações que envolvem transitórios eletromagnéticos por ser uma matriz complexa:

$$[T] = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1M} \\ p_{12} & p_{22} & \cdots & p_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{M1} & p_{M2} & \cdots & p_{MM} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

onde:

$$p_{ik} = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}(i-1)(k-1)};$$

M representa o número de fases do sistema.

- *Transformação de Karrenbauer* - não é uma matriz ortogonal. A propriedade da ortogonalidade é importante, porque garante que a soma das energias referentes às grandezas modais iguala à energia referente as grandezas de fase [7]:

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 - M & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 - M \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

- *Transformação de Clarke* - é a mais apropriada para a utilização em simulações de transitórios eletromagnéticos por ser os elementos desta matriz reais e pelo fato desta ser ortogonal, ou seja,  $[T]^{-1} = [T]^t$ :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{M}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{J(J-1)}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{M(M-1)}} \\ \frac{1}{\sqrt{M}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{J(J-1)}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{M(M-1)}} \\ \frac{1}{\sqrt{M}} & 0 & -\frac{2}{\sqrt{6}} & \dots & \cdot & \dots & \frac{1}{\sqrt{M(M-1)}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdot & \cdot & 0 & \dots & -\frac{(J-1)}{\sqrt{J(J-1)}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{M(M-1)}} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & 0 & \dots & \cdot \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{M}} & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & -\frac{M-1}{\sqrt{M(M-1)}} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Existem duas matrizes de transformação,  $[T_v]$  e  $[T_i]$ . A primeira delas, a  $[T_v]$ , está relacionada à tensão e tem de ser capaz de diagonalizar o produto  $[Z(\omega)] \cdot [Y(\omega)]$ , enquanto que a matriz  $[T_i]$ , relacionada à corrente, tem de ser capaz de diagonalizar o produto  $[Y(\omega)] \cdot [Z(\omega)]$ . Entretanto, devido ao fato do sistema representado pelo cabo de potência ser considerado balanceado, ambas as matrizes  $[T_i]$  e  $[T_v]$  são iguais à matriz  $[T]$ .

Assim, especialmente para o caso em que o sistema apresenta  $M = 4$ , tema de estudo deste trabalho, e utilizando a transformação de Clarke, tem-se:

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{4}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{12}} \\ \frac{1}{\sqrt{4}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{12}} \\ \frac{1}{\sqrt{4}} & 0 & -\frac{2}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{12}} \\ \frac{1}{\sqrt{4}} & 0 & 0 & -\frac{3}{\sqrt{12}} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Um vez estabelecida a matriz de transformação, pode-se determinar a impedância no domínio dos modos, conforme mostrado na equação (3.15):

$$[Z_{mod-i}(\omega)] = [T_v]^{-1} \cdot Z(\omega) \cdot [T_i]. \quad (3.15)$$

Por sua vez, a admitância no domínio dos modos é determinada pela equação (3.16):

$$[Y_{mod-i}(\omega)] = [T_i]^{-1} \cdot Y(\omega) \cdot [T_v]. \quad (3.16)$$

Desta forma, a impedância característica no domínio dos modos é dada pela divisão entre a impedância série no domínio dos modos e a admitância “*shunt*” no domínio dos modos, equação (3.17):

$$[Z_{c-mod-i}(\omega)] = \sqrt{\frac{Z_{mod-i}(\omega)}{Y_{mod-i}(\omega)}}. \quad (3.17)$$

O fator de propagação no domínio dos modos é dado pela equação (3.18):

$$[A_{mod-i}(\omega)] = e^{-[\gamma_{mod-i}(\omega)] \cdot l}, \quad (3.18)$$

onde:

- $[\gamma_{mod-i}(\omega)] = \sqrt{[Y_{mod-i}(\omega)] \cdot [Z_{mod-i}(\omega)]}$ ;
- $l$  é o comprimento do cabo.

### 3.3 Síntese das Funções Racionais

Um dos problemas encontrados na modelagem de sistemas em regime transitório é a correta inclusão da dependência da frequência em simulações realizadas no domínio do tempo, que pode ser implementada por meio de convoluções ou respostas ao impulso que caracterizem a dinâmica do modelo. No entanto, o método mais eficiente consiste na representação da resposta em frequência por funções racionais de baixa ordem. Dentro deste contexto, diversos métodos têm sido aplicados na síntese funções racionais aproximadas de forma a obter modelos computacionais precisos para diversos tipos de estudos, dentre os quais se destacam: o método de ajuste assintótico [6], o método SVD (*Singular Valeu Decomposition*) [42], o algoritmo de Householder-Golub [23], o método não-linear de Levenberg-Marquardt [20], e o método de ajuste vetorial (*Vector Fitting*) [4, 5].

No caso do modelo proposto neste trabalho, as funções racionais são utilizadas para a síntese da impedância característica modal ( $[Z_{c-mod-i}(\omega)]$ ) e também do fator de propagação modal ( $[A_{mod-i}(\omega)]$ ), permitindo assim, que se faça a transição do domínio da frequência para o domínio do tempo.

#### 3.3.1 Método de Ajuste Vetorial - *Vector Fitting*

O método genérico desenvolvido por Gustavsen e Semlyen [4], denominado de método de ajuste vetorial ("*Vector Fitting*"), é capaz de realizar o ajuste de dados obtidos por meio

de medição ou calculados no domínio da frequência por funções racionais aproximadas, sendo que neste método, as funções racionais aproximadas podem ser tanto um escalar complexo quanto um vetor com elementos complexos. O código fonte do referido método é de domínio público e encontra-se implementado para uso com o software *MATLAB*®.

O processo de aproximação dos dados no domínio da frequência por funções racionais realizado pelo método de ajuste vetorial se dá em duas etapas. A primeira consiste em estimar um conjunto de pólos, reais e/ou complexos, distribuídos de forma linear ou logarítmica ao longo de toda a faixa de frequência especificada pelo usuário, utilizando para tanto uma função escalonamento. Após este ajuste preliminar, é estimado um novo conjunto de pólos para então poder dar início a segunda etapa do processo de aproximação. No referido método, o ajuste é otimizado de forma iterativa e o erro absoluto entre os dados utilizados e a função objetivo é utilizado como função de mérito.

### Identificação e Realocação de Pólos

Considerando a função polinomial racional descrita pela equação (3.19),

$$f(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_n^n}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n}, \quad (3.19)$$

pode-se verificar que trata-se de uma equação não-linear em relação aos seus coeficientes  $a_i$  e  $b_i$ . A equação (3.19) pode ser reescrita como um problema linear do tipo  $Ax = b$  multiplicando-se ambos os membros pelo denominador. Entretanto, o sistema resultante torna-se mal condicionado à medida em que a ordem dos polinômios cresce.

De forma a superar esta limitação, Gustavsen e Semlyen em [4] propõem reescrever a função  $f(s)$  da seguinte forma:

$$f(s) = \frac{N_s}{D_s} = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh, \quad (3.20)$$

onde os resíduos  $c_n$  e os pólos  $a_n$  podem ser tanto escalares reais quanto pares complexos conjugados, sendo  $d$  e  $h$  reais. No entanto, pode-se notar, que na determinação dos pólos, o problema ainda continua sendo não-linear. Assim, o método de ajuste vetorial resolve o problema de determinação das variáveis presentes na equação (3.20) de forma seqüencial, como um problema linear em dois estágios.

As estimativas iniciais dos pólos,  $\bar{a}_n$ , podem ser escalares reais ou complexos e ainda espaçados de forma linear ou logarítmica em toda faixa de freqüência, dependendo da escolha do usuário.

A escolha da estimativa inicial por meio da obtenção de pólos complexos deve ser realizada quando se pretende utilizar o método para a representação de funções que apresentem picos de ressonâncias distintos. Para tal, os pólos iniciais devem ser complexos, com a parte imaginária  $\beta$  distribuída linearmente por toda a faixa de freqüência de interesse. Desta forma, cada par é calculado como em (3.21), permitindo que os pólos inicialmente estimados tenham a parte real suficientemente pequena, evitando portanto o problema de mal condicionamento:

$$\bar{a}_n = -\alpha + j\beta \quad \bar{a}_{n+1} = -\alpha - j\beta, \quad (3.21)$$

onde:

$$\alpha = \left(\frac{\beta}{100}\right), \text{ em que } \beta = \omega_n, \text{ com } n = 1, 2, 3, \dots, m;$$

$\omega_n$  = pontos da faixa de freqüência que podem ser espaçados de forma linear ou



logarítmica;

$m = N$ , para o caso de pólos complexo, ou  $m = \frac{N}{2}$ , para o caso de pólos complexos;

$N =$  ordem do polinômio racional.

Para a representação de funções que não apresentam picos de ressonância, denominadas de “*smooth function*”, através do método de ajuste vetorial é apropriado escolher a estimativa inicial por pólos reais, espaçados de forma linear ou logarítmica em função da frequência. Os problemas associados com o mal condicionamento devido aos pólos reais não irão conduzir a um ajuste inadequado quando  $f(s)$  é uma função suave.

Assim, é definida um função escalonamento, dada pela equação (3.22):

$$\sigma(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1. \quad (3.22)$$

O escalonamento da função descrita em (3.20) por meio da multiplicação de (3.22), conduz para a obtenção da equação (3.23):

$$\sigma(s)f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh. \quad (3.23)$$

É importante observar que ambos os pólos das funções  $\sigma(s)$  e  $\sigma(s)f(s)$  são iguais.

Assim, tem-se:

$$\left( \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \right) \approx \left( \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) f(s), \quad (3.24)$$

ou:

$$\left( \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \right) - \left( \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) f(s) = f(s). \quad (3.25)$$

A equação (3.24) se mostra linear em relação às variáveis  $c_n$ ,  $\bar{c}_n$ ,  $d$ ,  $h$ . Assim, a utilização da equação (3.24) para vários pontos de frequência conduz a um problema linear sobredeterminado  $Ax = b$ , sendo que as variáveis  $c_n$ ,  $\bar{c}_n$ ,  $d$ ,  $h$  compõem o vetor  $x$ . O sistema passa a ser resolvido como um problema de mínimos quadrados.

Uma vez determinadas as variáveis presentes na equação (3.25), a aproximação racional da função  $f(s)$  pode ser obtida sob a forma fatorada das somas das frações parciais presentes na equação (3.24):

$$f(s) = \frac{\sigma(s)f(s)}{\sigma(s)} = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)}, \quad (3.26)$$

onde:

$$\sigma(s)f(s) = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad \sigma(s) = \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - \tilde{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)}. \quad (3.27)$$

Analisando a equação (3.26), é possível verificar que os pólos de  $f(s)$  são os zeros de  $\sigma(s)$ , sendo que os pólos estimados inicialmente são todos cancelados. Os zeros da  $\sigma(s)$  calculados na resolução do sistema sobredeterminado de equações, tornar-se-ão a melhor estimativa para os pólos da função original  $f(s)$ .

Na segunda etapa de ajuste do método, os resíduos  $c_n$  para a função  $f(s)$  são calculados na resolução da equação (3.20) também como um sistema sobredeterminado de equações do tipo  $Ax = b$ , em que o vetor  $x$  é composto pelas variáveis  $c_n$ ,  $d$  e  $h$ , sendo que as novas

estimativas para os pólos são os zeros calculados anteriormente em  $\sigma(s)$ .

O método de ajuste vetorial apresenta uma solução otimizada a partir do momento em que se pode repetir as duas etapas mencionadas anteriormente, fazendo-se assim, uma atualização dos pólos estimados. Desta forma, ao longo das interações, os pólos são realocados de forma a aproximar com maior precisão a função a ser representada sob a forma de função polinomial racional.

### 3.3.2 Síntese da Impedância Característica no Domínio dos Modos

A síntese da impedância característica no domínio dos modos utilizando o método de ajuste vetorial consiste na obtenção de uma função polinomial racional  $f(s)$  no plano  $s$  de forma que esta seja uma aproximação dos elementos da matriz  $Z_{c-mod-(ij)}(s)$ , conforme mostra a equação (3.28):

$$Z_{c-mod-(ij)}(s) \approx f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh. \quad (3.28)$$

Deve-se observar que para a síntese da impedância característica,  $h = 0$  e  $d \neq 0$ . Desta forma, os elementos da matriz  $Z_{c-mod}$  devem ser aproximados por funções racionais próprias. Assim, tem-se:

$$Z_{c-mod-(ij)}(s) \approx f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d. \quad (3.29)$$

### 3.3.3 Síntese do Fator de Propagação no Domínio dos Modos

A síntese do fator de propagação no domínio dos modos utilizando o método de ajuste vetorial consiste na obtenção de uma função polinomial racional  $f_s$  no plano  $s$  de forma

que esta seja uma aproximação dos elementos da matriz  $A_{mod-(ij)}(s)$ , conforme mostra a equação (3.30):

$$A_{mod-(ij)}(s) = f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh. \quad (3.30)$$

Deve-se observar que para a síntese do fator de propagação,  $h = 0$  e  $d = 0$ . Desta forma, os elementos da matriz  $A_{mod}$  devem ser aproximados por funções racionais estritamente próprias. Assim, tem-se:

$$A_{mod-(ij)}(s) = f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n}. \quad (3.31)$$

### 3.4 Implementação do Modelo no Domínio do Tempo

Neste trabalho optou-se por não implementar um algoritmo destinado ao cálculo de transitórios em cabos de potência que resolvesse numericamente por meio de convolução no tempo a equação (3.32) com o intuito de obter a equação (3.33):

$$[V_{fase}(\omega)] = [T_v(\omega)] \cdot [V_{mod}(\omega)] \quad [I_{fase}(\omega)] = [T_i(\omega)] \cdot [I_{mod}(\omega)], \quad (3.32)$$

$$[v_{fase}(t)] = [t(t)] \cdot [v_{mod}(t)] \quad [i_{fase}(t)] = [t(t)] \cdot [i_{mod}(t)]. \quad (3.33)$$

Desta forma, optou-se por utilizar um programa comercialmente disponível destinado a cálculo de transitórios, ou seja, destinado a obter a solução para a equação (3.33) e assim obter um modelo implementado no domínio do tempo. O programa escolhido para realizar todo o processo da parte referente ao cálculo de transitórios foi o *PSCAD/EMTDC*®.

Assim, foi possível implementar o modelo proposto no domínio do tempo realizando uma substituição do modelo disponibilizado pelo programa pelo modelo proposto neste trabalho.

Esta implementação parte do pressuposto de que já tenha sido montado e simulado o caso em estudo utilizando o modelo de cabo disponibilizado pelo programa. Uma vez realizada esta etapa inicial, é preciso prosseguir com as etapas que contemplam desde o cálculo dos parâmetros até a implementação do modelo no domínio do tempo. Para percorrer estas etapas foram utilizados os programas *MATLAB*<sup>©</sup> e *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup>. O fluxograma apresentado na Figura 3.4 apresenta as etapas concernentes a implementação do modelo proposto, abrangendo desde o cálculo dos parâmetros até a obtenção dos resultados no domínio do tempo.

Assim, observando o fluxograma mostrado na Figura 3.4, pode-se verificar que, para a implementação do modelo proposto no domínio do tempo, após realizada a etapa inicial supracitada, são necessárias seis etapas até a obtenção dos resultados no domínio do tempo.

Na primeira etapa, são obtidas as matrizes de impedância série  $[Z(\omega)]$  e de admitância “shunt”  $[Y(\omega)]$ , ambas dependentes da frequência, através da utilização de uma rotina implementada com base na descrição apresentada na seção 3.2.1.

Na segunda etapa estas matrizes,  $[Z(\omega)]$  e  $[Y(\omega)]$ , são transformadas para o domínio dos modos por meio de uma rotina, sendo obtidas as matrizes de impedância característica ( $[Z_{mod}(\omega)]$ ) e do fator de propagação ( $[P_{mod}(\omega)]$ ), onde  $[P_{mod}(\omega)] = [A_{mod}(\omega)]e^{j\omega\tau_{mod}}$ , além dos tempos de trânsito ( $\tau_{mod}$ ) para cada um dos modos calculados. Esta rotina é baseada na descrição apresentada na seção 3.2.2.

Na terceira etapa as matrizes  $[Z_{mod}(\omega)]$  e  $[P_{mod}(\omega)]$  determinadas no domínio da frequência são aproximadas por funções polinomiais racionais, utilizando o método de

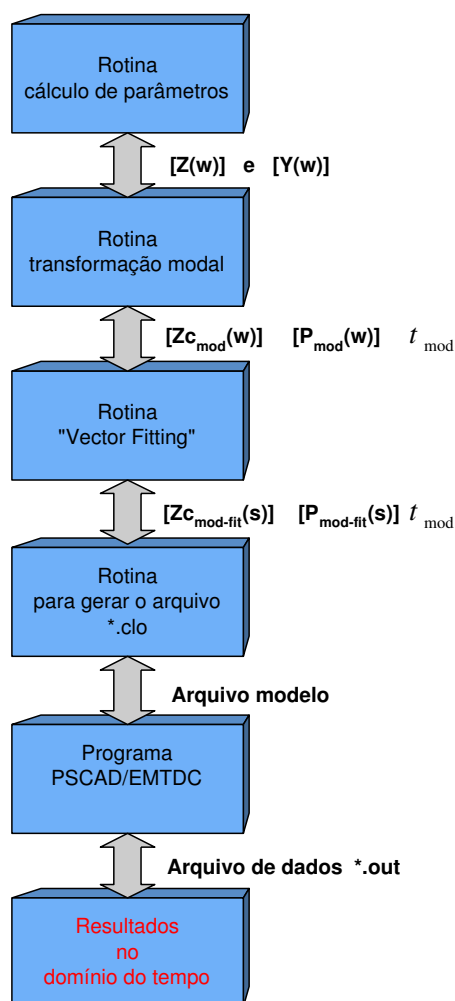


Figura 3.4: Fluxograma representativo da implementação do modelo proposto no domínio do tempo.

ajuste vetorial (*"Vector Fitting"*). Esta rotina é baseada na descrição apresentada na seção 3.3.1.

Na quarta etapa o modelo implementado no programa de cálculo de transitórios é substituído pelo modelo desenvolvido neste trabalho. A substituição é realizada trocando-se os dados calculados pelo programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> para cada um dos modos pelos dados calculados no modelo proposto, sendo estes: no caso da impedância característica modal, os pólos, resíduos e ganhos; no caso do fator de propagação modal, os pólos e resíduos, além do tempo de trânsito. Os dados a serem alterados ficam disponíveis num

arquivo gerado pelo programa cuja a extensão é *\*.clo*, localizado dentro de pasta de arquivos denominada *"nome – do – arquivo.emt"*. É importante frisar que durante a substituição dos dados gerados pelo programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> pelos dados gerados pelo modelo proposto o arquivo *\*.clo*, não se pode ter a sua formatação padrão alterada, ou seja, é preciso manter o mesmo número de linhas e colunas do arquivo original, pois qualquer alteração neste sentido será reconhecida pelo programa como um erro, impedindo, assim, que o modelo seja simulado no domínio do tempo. Desta forma, com o intuito de evitar problemas desta natureza, foi desenvolvida uma rotina utilizando o programa *MATLAB*<sup>©</sup> capaz de gerar um arquivo que tenha a mesma formatação do arquivo original *\*.clo* gerado pelo programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> (ver Apêndice A).

Na quinta etapa, com o arquivo de dados já alterado, o programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> é executado a partir do DOS (Figura 3.5), cabendo ao usuário acionar o arquivo *"nome – do – arquivo.exe"* localizado dentro da pasta de arquivos *"nome – do – arquivo.emt"*. Após a execução do programa é gerado um arquivo que contém os os resultados da simulação no domínio do tempo. Este arquivo possui a extensão *\*.out*, podendo ser aberto com qualquer editor de texto.

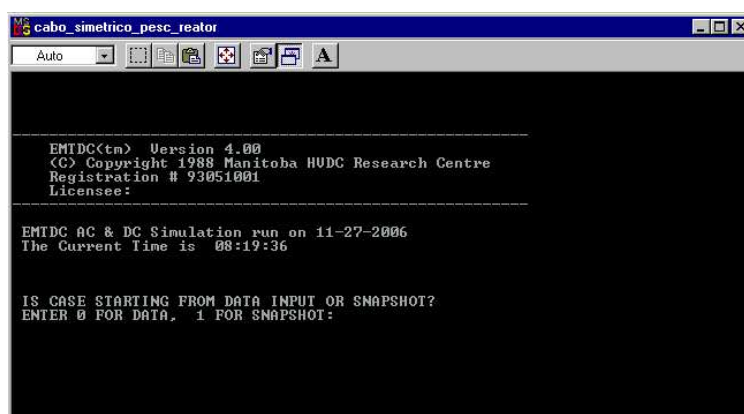


Figura 3.5: Programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> executado a partir do DOS.

Na sexta e última etapa, de forma a facilitar a visualização dos resultados obtidos no domínio do tempo, foi desenvolvida uma rotina utilizando o programa *MATLAB*<sup>©</sup> capaz de capturar os dados presentes no arquivo *\*.out* e plotar as curvas no domínio do tempo.

### 3.5 Conclusões

Apresentou-se neste capítulo uma metodologia alternativa para o cálculo de parâmetros de cabos de potência, utilizados em acionamentos elétricos de motores de indução, no domínio dos modos. Em virtude de considerar que os cabos de potência se comportam como um sistema balanceado e continuamente transposto ao longo de seu comprimento, foi possível utilizar uma matriz de transformação de Clarke cujos elementos são reais constantes com a frequência.

Além disso, foi apresentado o método de ajuste vetorial, como uma ferramenta bastante prática, precisa, robusta e eficiente para a modelagem por funções polinomiais racionais aproximadas da impedância característica e do fator de propagação modais.

Assim, foi contemplado neste capítulo a implementação do modelo proposto no domínio do tempo utilizando para tanto a plataforma do programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> especializado em cálculo de transitório de elementos do sistema elétrico de potência.



# Capítulo 4

## Validação do Modelo Computacional Proposto

### 4.1 Introdução

Em problemas de validação de modelos, a questão chave é tentar determinar se um dado modelo é válido ou não, tendo-se em mente que nenhum modelo, por definição, possui a capacidade de representar o sistema real em todos os aspectos. Desta forma, uma vez que o modelo é capaz de representar o sistema em alguns aspectos apenas, ele será considerado válido se incorporar as características do sistema que são consideradas fundamentais para a aplicação em questão [43].

Neste trabalho, o processo de validação do modelo computacional proposto foi realizado por meio de uma comparação entre os resultados de medições e os resultados de simulações digitais, por se acreditar ser este o melhor parâmetro para a validação. O que se deseja saber ao realizar este processo de validação é a capacidade do modelo em reproduzir ao longo do tempo os dados observados.

### 4.2 Estudo de Caso

Com o objetivo de validar o modelo, foi montado, nas dependências do LAI (*Laboratório de Aplicações Industriais*), pertencente ao Departamento de Engenharia Elétrica da UFMG o sistema mostrado na Figura 4.1. O cabo de potência tetrapolar (4 condutores) apresentava

uma seção transversal de  $1,5\text{mm}^2$  (seção nominal de cada condutor), comprimento igual a 20 metros, e encontrava-se disposto sobre uma chapa de alumínio de comprimento igual ao do cabo e de aproximadamente 1,5 metros de largura. O objetivo de utilizar tal arranjo, foi o de obter um sistema em que as condições de contorno fossem bem definidas, facilitando, desta forma, a sua reprodução no programas de simulação digital.

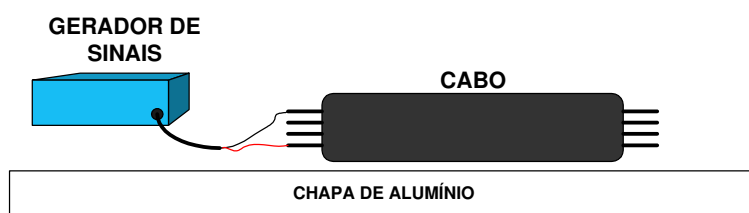


Figura 4.1: Sistema utilizado para medir tensões transitórias em um cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$ .

Na Figura 4.2 tem-se a seção reta do cabo de potência utilizado no sistema apresentado acima, bem como a vista lateral do mesmo apresentado na Figura 4.3.

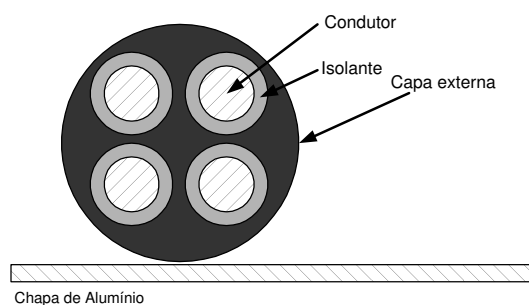


Figura 4.2: Seção reta do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$ .

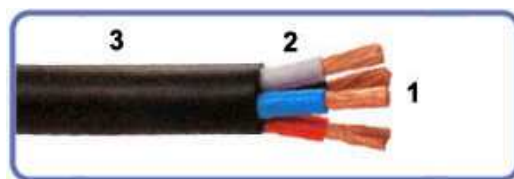


Figura 4.3: Vista lateral do cabo de potência.

onde:

1 - representa o condutor formado por fios de cobre eletrolítico nu, têmpera mole, atendendo à classe 5 de encordoamento;

2 - representa a isolação formada de PVC ( $70^{\circ}C$ ) - composto termoplástico de cloreto de polivinila flexível, em cores diferentes para identificação;

3 - representa a cobertura formada de PVC - composto termoplástico de cloreto de polivinila flexível, tipo ST1 na cor preta.

Os dados construtivos do cabo são apresentados na Tabela (4.1).

Seção nominal ( $n^{\circ} cond. \times mm^2$ )	Diâmetro do condutor (mm)	Espessura isolador (mm)	Espessura cobertura (mm)	Diâmetro externo (mm)	Massa aproximada (Kg/Km)
4x1,5	1,5	0,8	1,0	10,0	136

Tabela 4.1: Dados construtivos para o cabo de potência tetrapolar de  $1,5mm^2$ .

Normalmente, os materiais isolantes utilizados nos cabos são feitos à base de polietileno, polipropileno e poliestireno. Magneticamente, estes materiais isolantes são classificados como diamagnéticos, e apresentam uma polarização tão fraca que a permeabilidade relativa ( $\mu_r$ ) pode ser considerada igual a permeabilidade do espaço livre ( $\mu_0$ ), ou seja:

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 = 0,99999 \cdot \mu_0 \cong \mu_0 \quad (4.1)$$

Com relação a permissividade relativa do material isolante que compõe os cabos elétricos, as Tabelas (4.2) e (4.3) apresentam valores aproximados de permissividade relativa [44].

Contudo, o conhecimento do valor exato da permissividade relativa nem sempre está disponível. Comparando os valores de  $\epsilon_r$  apresentados pela Tabelas (4.2) e (4.3)), fica claro que a permissividade varia de acordo com o fabricante [45].

O tipo de material isolante do cabo elétrico utilizado neste trabalho, foi o PVC. Assim,

Material Isolante (dielétrico)	Permissividade Relativa ( $\epsilon_r$ )
PVC	4,5
Hypalon	9 - 11
Teflon	2,1
Polietileno (puro)	2,56
Poliestireno (puro)	2,56
Polipropileno (puro)	2,25

Tabela 4.2: Permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ).

	Características	
	Resistência ao envelhecimento	Permissividade Relativa ( $\epsilon_r$ )
XPPE - polietileno reticulado	Boa	2,6
EPR - etileno propileno	Boa	3,0
PE - polietileno linear	Boa	2,3
PVC - cloreto de polivinila	Regular	5,7

Tabela 4.3: Características de materiais tipicamente utilizados para isolamento em cabos elétricos.

a sua permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) de acordo com alguns fabricantes seria igual a aproximadamente 5,1. No entanto, devido as simplificações consideradas na implementação do modelo computacional (tanto a capa externa do cabo elétrico quanto o espaço livre existente entre os cabos não foram levados em consideração no processo de modelagem) a permissividade relativa da camada isolante adotada foi de valor igual a 1,9. Este baixo valor, comparado ao disponibilizado pelos fabricantes, se deve ao fato da permissividade relativa utilizada no modelo computacional representar um equivalente do modelo formado pelo isolante que circunda cada condutor, o espaço livre existente entre os isolantes e capa externa do cabo elétrico.

Com o objetivo de sistematizar o comportamento dinâmico do cabo de potência, foram

realizadas quatro configurações diferentes de medições de tensão nos terminais no cabo, conforme descrito a seguir. A instrumentação necessária para a realização destas medições encontra-se listada na Tabela (4.4).

Equipamento	Modelo
Gerador de sinais	Tektronix CFG280
Osciloscópio digital	Tektronix TDS3054B
Ponta de prova de tensão	Tektronix P2200

Tabela 4.4: Instrumentação utilizada para a medição de tensão nos terminais do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$ .

### 4.2.1 Configuração 1

Na configuração 1, mostrada na Figura 4.4, os terminais 1A, 2A, 3A e 4A foram curto-circuitados e conectados ao gerador de sinais (um dos terminais do gerador foi conectado ao cabo e o outro conectado ao plano formado pela chapa de alumínio). Na outra extremidade do cabo, os terminais 1B, 2B, 3B e 4B também foram curto-circuitados.

A Figura 4.5 mostra as curvas de tensão, em relação ao plano formado pela chapa de alumínio, nos terminais de entrada e saída do cabo obtidas pela medição realizada no LAI e pelo modelo computacional proposto, respectivamente.

A configuração mostrada na Figura 4.4, relacionada ao modo “zero” de propagação, pode ser utilizada para validar o cálculo dos parâmetros “shunt” do cabo de potência, ou seja, o cálculo das capacitâncias entre os condutores e o plano de terra, neste caso, representado pela chapa de alumínio (na implementação do modelo computacional, não foi considerada a condutância do cabo). Assim, os resultados mostrados na Figura 4.5, revelam que do ponto de vista do comportamento dinâmico, atenuação e distorção, o

modelo computacional apresentou um desempenho satisfatório para a modelagem dos parâmetros “*shunt*” do cabo de potência.

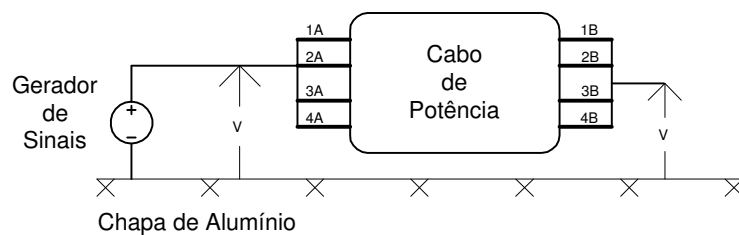


Figura 4.4: Medições de tensões na entrada e na saída do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$  objetivando mostrar as tensões referentes ao modo “*zero*” de propagação.

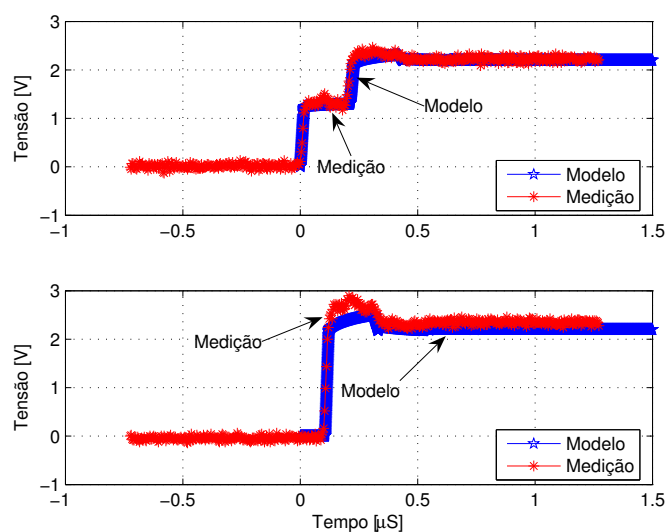


Figura 4.5: Gráfico superior: forma de onda da tensão nos terminais de entrada do cabo de potência. Gráfico inferior: forma de onda da tensão nos terminais de saída do cabo de potência.

### 4.2.2 Configuração 2

Na configuração 2, mostrada na Figura 4.6, o gerador de sinais foi conectado aos terminais de entrada 1A e 4A, deixando-se os terminais 2A e 3A sem conexão. Na extremidade oposta do cabo, os terminais 1B, 2B, 3B e 4B ficaram flutuando. Desta forma, as medições de tensão foram realizadas nos terminais de entrada do cabo através dos terminais 1A e 4A, e nos terminais de saída através dos terminais 1B e 4B.

A Figura 4.7 mostra as curvas de tensão entre os terminais 1A e 4B e entre os terminais 1B e 4B obtidas pela medição realizada no LAI e pelo modelo computacional proposto, respectivamente.

A configuração mostrada na Figura 4.6, relacionada ao modo “aéreo” de propagação, pode ser utilizada para validar o cálculo dos parâmetros série do cabo de potência (Indutância e resistência). Assim, os resultados mostrados na Figura 4.7, revelam que do ponto de vista do comportamento dinâmico, atenuação e distorção, o modelo computacional apresentou um desempenho satisfatório para a modelagem dos parâmetros série do cabo de potência.

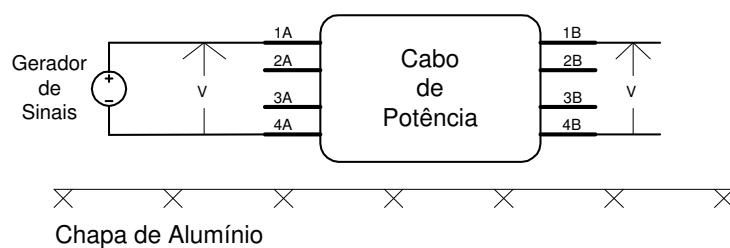


Figura 4.6: Medições de tensões na entrada e na saída do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$  objetivando mostrar as tensões referentes ao modo “aéreo” de propagação.

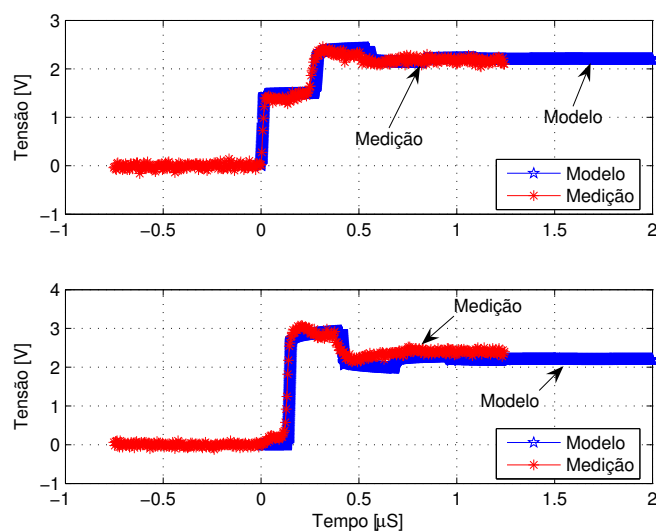


Figura 4.7: Gráfico superior: forma de onda da tensão entre os terminais de entrada 1A e 4A. Gráfico inferior: forma de onda da tensão entre os terminais de saída 1B e 4B.



### 4.2.3 Configuração 3

Na configuração 3, mostrada na Figura 4.8, o gerador de sinais foi conectado ao terminal 1A e ao plano formado pela chapa de alumínio deixando-se os demais terminais tanto da entrada quanto da saída flutuando. Ao realizar esta medição, foi possível medir as tensão induzidas nos condutores que não estavam conectados ao gerador de sinais.

A Figura 4.9 mostra a tensão induzida, em relação ao plano formado pela chapa de alumínio, no condutor 2B, e a Figura 4.10 mostra a tensão induzida, em relação ao plano formado pela chapa de alumínio, no condutor 3B.

Os resultados obtidos nas Figuras 4.9 e 4.10 mostram uma dificuldade do modelo computacional em representar as tensões induzidas no cabo de potência, sobretudo, do ponto de vista das oscilações. Apesar disso, o desempenho apresentado pelo modelo computacional foi bastante satisfatório, sobretudo, quando se considera a dificuldade para obter um modelo que contemple a questão das tensões induzidas em cabos de potência.

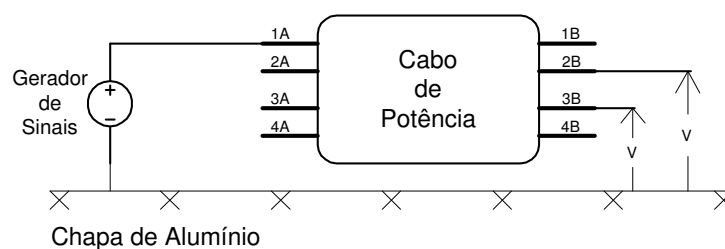


Figura 4.8: Medições de tensões na saída do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$  objetivando mostrar as tensões induzidas pelo sinal aplicado no terminal 1A.

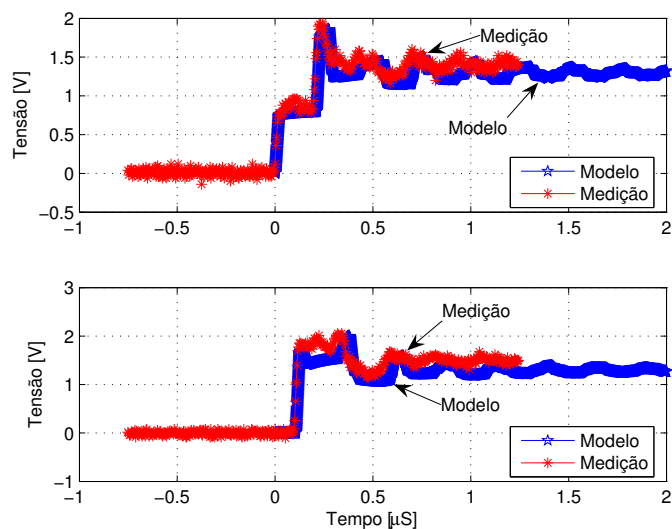


Figura 4.9: Gráfico superior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 2A e o plano formado pela chapa de alumínio. Gráfico inferior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 2B e o plano formado pela chapa de alumínio.

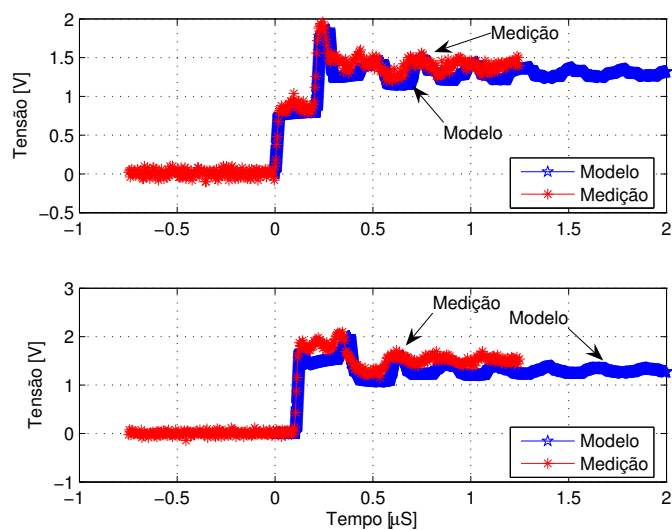


Figura 4.10: Gráfico superior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 3A e o plano formado pela chapa de alumínio. Gráfico inferior: forma de onda da tensão entre o terminal de entrada 3B e o plano formado pela chapa de alumínio.

#### 4.2.4 Configuração 4

Na configuração 4, mostrada na Figura 4.11, os terminais de saída do cabo, ou seja, os terminais da extremidade oposta onde se encontrava o gerador de sinais, foram conectados diretamente ao plano formado pela chapa de alumínio. O objetivo foi o de obter a curva de tensão relacionada ao curto-circuito provocado nos terminais de saída do cabo de potência.

A Figura 4.12 mostra a curva de tensão, em relação ao plano formado pela chapa de alumínio, nos terminais de entrada do cabo de potência para a situação em que os terminais de saída do cabo, localizados na extremidade oposta ao gerador de sinais, encontram-se conectados diretamente ao plano formado pela chapa de alumínio.

A configuração mostrada na Figura 4.11, relacionada ao modo “*zero*” de propagação, assim como a apresentada na Figura 4.4, também pode ser utilizada para validar o cálculo dos parâmetros “*shunt*” do cabo de potência, ou seja, o cálculo das capacitâncias (na implementação do modelo computacional, não foi considerada a condutância do cabo). Assim, o resultado mostrados na Figura 4.5, revela dificuldade do modelo computacional em representar o modo “*zero*” de propagação, em um situação de curto-circuito. Do ponto de vista do comportamento dinâmico, atenuação e distorção, pode-se dizer que o modelo computacional apresentou um desempenho satisfatório para a modelagem dos parâmetros “*shunt*” do cabo de potência.

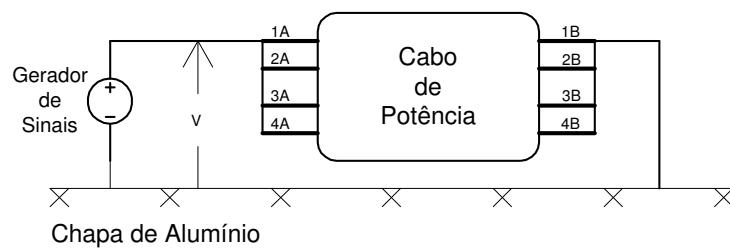


Figura 4.11: Medição de tensão na entrada do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$  objetivando mostrar a tensão referente ao curto-circuito provocado na extremidade oposta.

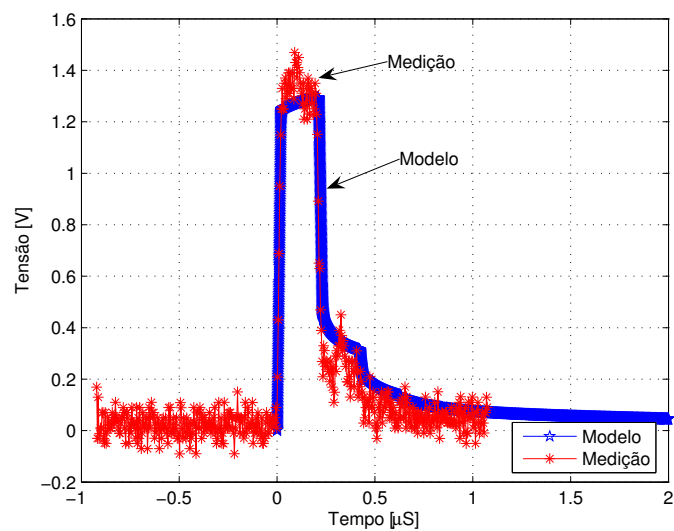


Figura 4.12: Forma de onda da tensão na entrada do cabo de potência de  $1,5\text{mm}^2$  após ser realizado um curto-circuito nos terminais de saída do cabo.

### 4.3 Conclusões

Neste capítulo é apresentada a validação do modelo computacional proposto através de simulações digitais no domínio do tempo confrontadas com resultados experimentais obtidos em ensaios realizados em laboratório.

As configurações propostas nas Figuras 4.4, 4.6, 4.8 e 4.11 também podem ser utilizadas para validar o modelo computacional, sobretudo, do ponto de vista dos parâmetros “*shunt*” e série, propostos no Capítulo 3.

Os resultados apresentados nas Figuras 4.4 e 4.11 revelam que a dificuldade é maior para a obtenção dos parâmetros “*shunt*” do que para a obtenção dos parâmetros série (Figura 4.6).

Ao se estabelecer uma comparação entre os tempos de trânsito apresentados pelas Figuras 4.4 e 4.6, é possível verificar que, para o caso do cabo de potência, o modo “*zero*” apresenta um menor tempo de trânsito quando comparado ao modo “aéreo”. Isto pode ser explicado pelo fato de que a capacitância entre os condutores do cabo de potência é maior do que a capacitância existente entre os condutores e plano de terra.

Desta forma, os resultados apresentados pelo modelo no domínio do tempo comprovam a eficiência do mesmo diante dos resultados experimentais, sendo que para as configurações representadas pelas Figuras 4.6 e 4.8, a diferença entre os resultados experimentais e os obtidos com o modelo computacional não ultrapassou os 5 %. No entanto, para as configurações representadas pelas Figuras 4.6 e 4.11, relacionadas ao modo “*zero*” de propagação, a diferença entre os resultados experimentais e de simulação digital chegaram a aproximadamente 10 %.

# Capítulo 5

## Aplicações do Modelo Computacional Proposto

### 5.1 Introdução

Uma vez validado o modelo computacional proposto para cabos de potência, pode-se utilizá-lo nas mais diversas aplicações. Neste trabalho, o modelo proposto foi utilizado como ferramenta para se investigar o fenômeno das sobretensões transitórias em motores de indução acionados por inversores PWM, ao se utilizar cabos considerados longos para se fazer a conexão inversor-motor [32, 46]. Não foi contemplado neste trabalho, por se entender que este tema já tenha sido exaustivamente estudado e discutido na literatura técnica, as diversas alternativas para a mitigação destas sobretensões transitórias em motores de indução. No entanto, da forma como este sistema (inversor-cabo-motor) foi implementado no programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> é perfeitamente possível, simples e prática a inclusão das alternativas destinadas a mitigação destas sobretensões.

### 5.2 Estudo de Casos

No ambiente industrial os cabos de potência podem apresentar as mais diversas disposições espaciais, sobretudo no que se diz respeito ao caminho percorrido desde o inversor PWM até o motor. Com o objetivo de verificar a eficiência e precisão do modelo computacional proposto para o cabo de potência, foram realizados dois estudos que contemplam as duas

configurações mais comuns para a disposição espacial de cabos de potência encontradas no ambiente industrial.

### 5.2.1 Cabo de potência disposto sobre o solo

Na primeira configuração analisada o cabo de potência encontra-se disposto sobre o solo, conforme é mostrado pela Figura 5.1.

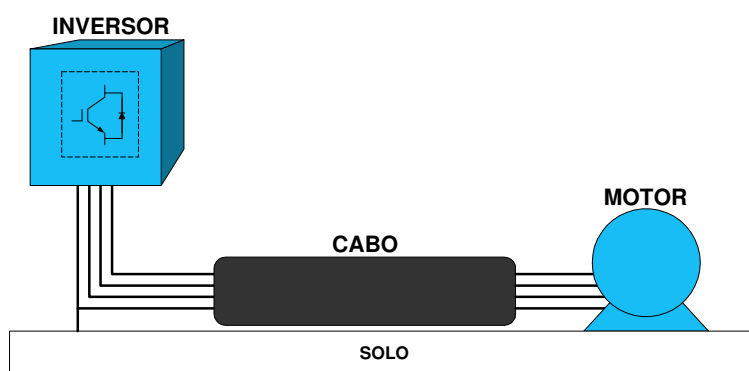


Figura 5.1: Acionamento elétrico de um motor de indução composto por um sistema inversor-cabo-motor, sendo que o cabo de potência encontra-se disposto sobre o solo.

O objetivo aqui é analisar as sobretensões transitórias que aparecem nos terminais do motor quando o cabo de potência é considerado longo. Estas sobretensões podem ser verificadas no momento em que se faz uma medição da tensão fase-fase nos terminais do motor de indução. Desta forma, o que se pretende é estabelecer uma comparação entre as tensões transitórias medidas nos terminais do motor, sendo o sistema real representado pelo esquemático mostrado na Figura 5.1 e as tensões calculadas com o modelo computacional proposto para cabo de potência mostrado na Figura 5.2, implementado no programa *PSCAD/EMTDC*®.

Para a realização da medição da tensão nos terminais do motor foram utilizados os seguintes equipamentos listados na Tabela 5.1.

Equipamento	Modelo
Inversor PWM	CFW09-WEG
Motor de indução	GE - 2hp
Osciloscópio digital	Tektronix TDS3054B
Ponta de prova de tensão diferencial	Tektronix P5210

Tabela 5.1: Equipamentos utilizados para a medição de sobretensão transitória nos terminais do motor de indução.

O sistema implementado no programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> é formado por três modelos que representam o inversor PWM, o cabo de potência e motor de indução. Para a modelagem do primeiro e do último componente do sistema, maiores informações podem ser encontradas em [46, 47].

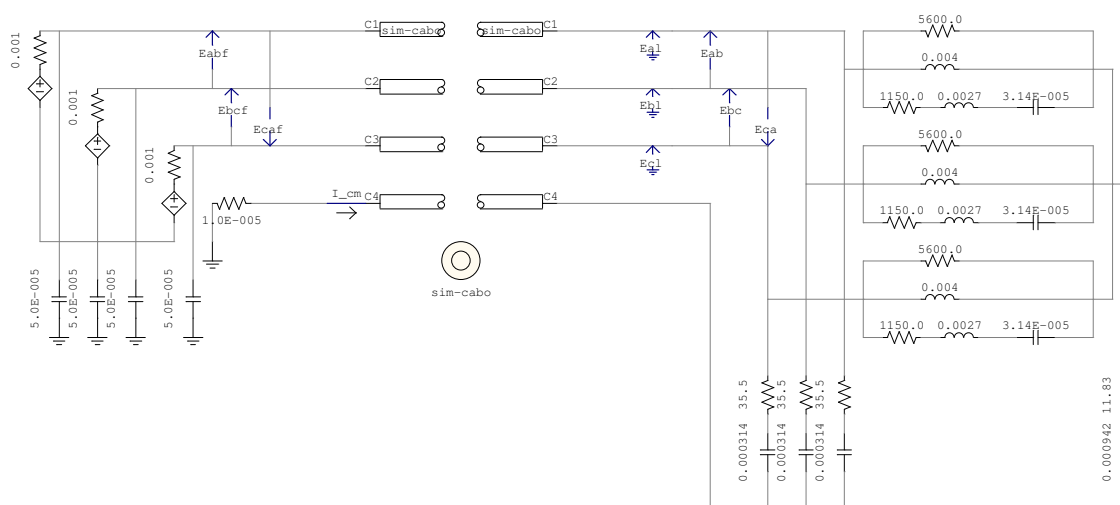


Figura 5.2: Diagrama esquemático do sistema inversor-cabo-motor implementado no programa de simulação digital *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup>.

Para a utilização dos modelos foram considerados os seguintes dados:

- Inversor PWM:

tensão barramento CC: 330 V;

tempo de subida do pulso: 150 ns;



- Cabo de potência:

raio do condutor: 1,05 mm;

espessura da camada isolante: 0,75 mm;

comprimento do cabo de potência: 100 m;

permeabilidade relativa do condutor: 1;

permeabilidade relativa da camada isolante: 1;

- Motor de indução:

parâmetros referentes ao motor GE - 3 hp - 4 pólos - 220V/380V;

Com o objetivo de verificar o desempenho do sistema implementado no programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> frente ao sistema real, foram realizadas diversas simulações onde se observou a sensibilidade do sistema modelado frente a variações de resistividade do solo e da permissividade relativa da camada isolante do cabo de potência. A Figura 5.3 mostra a comparação entre a curva de sobretensão obtida pelo sistema modelado e pelo sistema real (medição) para diferentes valores de permissividade relativa equivalente da camada isolante do cabo de potência assumido a resistividade do solo igual a aproximadamente zero. O termo permissividade relativa equivalente é adotado em virtude da simplificação adotada na implementação do modelo computacional para a representação da camada isolante de cada condutor, o espaço livre existente entre os condutores e a capa externa que envolve todos os condutores. Desta forma, os valores de permissividade relativa equivalente, utilizados nos resultados obtidos através do modelo computacional apresentados na Figura 5.3, são bem menores do que o valor de permissividade relativa indicado pelos fabricantes, que é da ordem de 5,1.

Os resultados apresentados na Figura 5.3 indicam que o modelo computacional obtém o melhor desempenho para a situação em que o valor da permissividade relativa equivalente adotada é igual a 1,9. Na comparação entre os diversos resultados, as figuras de mérito utilizadas para classificar o melhor desempenho obtido pelo modelo computacional, foram o perfil das oscilações, principalmente, durante o primeiro pico de tensão nos terminais do motor, a taxa de amortecimento e a distorção das formas de onda de tensão nos terminais do motor de indução e a velocidade de propagação.

A Figura 5.4 mostra a comparação entre a curva de sobretensão obtida pelo sistema modelado e pelo sistema real (medição) para diferentes valores de resistividade do solo assumido a permissividade relativa equivalente igual a 1,9. Considerando as mesmas figuras de mérito, já mencionadas anteriormente, para classificar o desempenho do modelo computacional, pode-se concluir que o melhor resultado obtido ocorreu para a situação em que a permissividade relativa equivalente foi igual a 1,9 e a resistividade do solo igual a aproximadamente zero. O aumento da resistividade do solo provoca um aumento significativo do tempo de trânsito, diminuindo, conseqüentemente, a taxa de amortecimento da forma de onda de tensão.

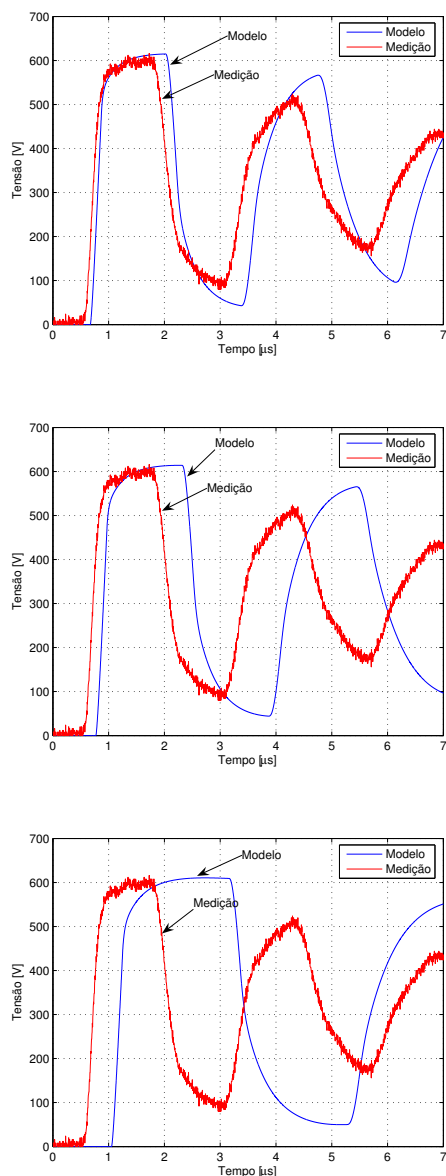


Figura 5.3: Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 100 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a resistividade do solo ( $\sigma_t - \Omega \cdot m$ ) igual a aproximadamente zero e variando-se a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 1,9$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 2,6$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 5,1$ .

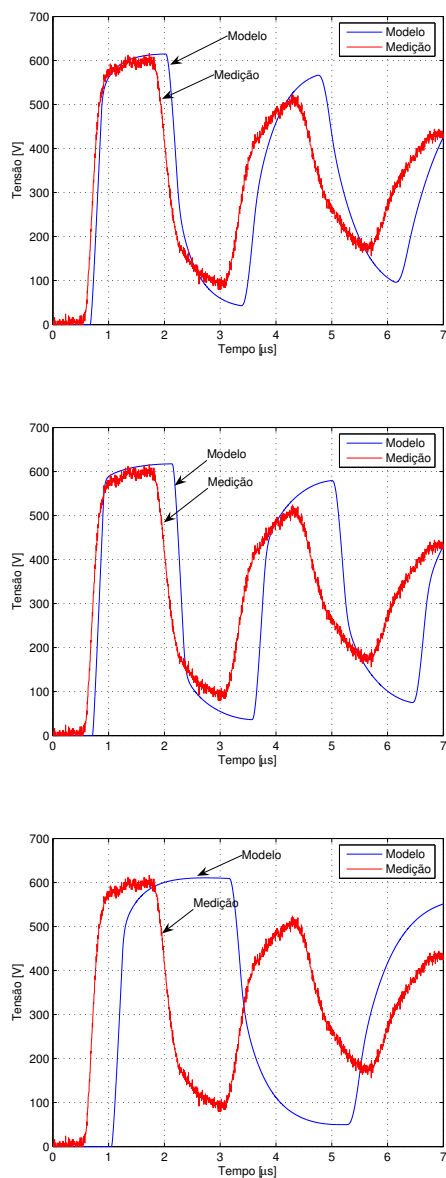


Figura 5.4: Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 100 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ) igual a 1,9 e variando-se resistividade do solo ( $\rho_t - \Omega \cdot m$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando  $\rho_t \approx 0$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando  $\rho_t = 50$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando  $\rho_t = 100$ .

## 5.2.2 Cabo de potência disposto em bandeja

Na configuração apresentada na Figura 5.5, o cabo de potência que interliga o inversor PWM ao motor de indução encontra-se disposto em uma bandeja metálica conectada ao plano de terra.

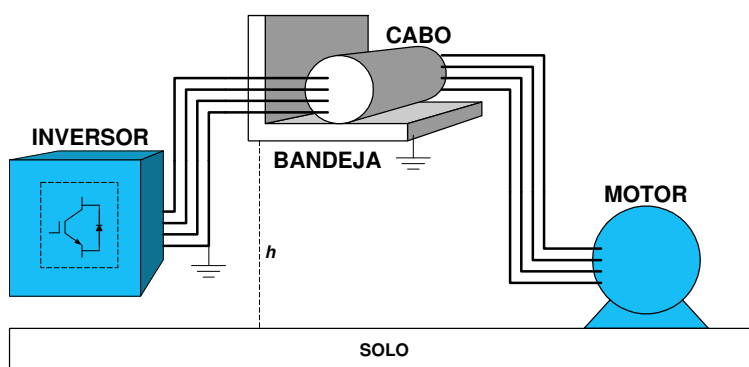


Figura 5.5: Acionamento elétrico de um motor de indução composto por um sistema inversor-cabo-motor, sendo que o cabo de potência encontra-se disposto sobre uma bandeja metálica.

Da mesma forma que na primeira configuração, o objetivo é a análise das sobretensões transitórias nos terminais do motor de indução. Assim, para a realização da medição de sobretensão transitória nos terminais do motor foram utilizados os mesmos equipamentos descritos na Tabela 5.1.

Para a utilização do sistema modelado foram considerados os seguintes dados:

- Inversor PWM:

tensão barramento CC: 330 V;

tempo de subida do pulso: 150 ns;

- Cabo de potência:

raio do condutor: 2,35 mm;

espessura da camada isolante: 1,60 mm;

comprimento do cabo de potência: 20 m;

permeabilidade relativa do condutor: 1;

permeabilidade relativa da camada isolante: 1;

- Motor de indução:

parâmetros referentes ao motor GE - 3 hp - 4 pólos - 220V/380V;

Com o objetivo de verificar o desempenho do sistema implementado no programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> frente ao sistema real, foram realizadas diversas simulações onde se observou a sensibilidade do sistema modelado frente a variações de resistividade do solo e da permissividade relativa da camada isolante do cabo de potência. Adotando o mesmo procedimento utilizado na Figura 5.3, a Figura 5.6 mostra a comparação entre a curva de sobretensão obtida pelo sistema modelado e pelo sistema real (medição) para diferentes valores de permissividade relativa equivalente da camada isolante do cabo de potência assumido a resistividade do solo igual a aproximadamente zero.

Assim, na comparação entre os diversos resultados, as figuras de mérito utilizadas para classificar o melhor desempenho obtido pelo modelo computacional, foram o perfil das oscilações, principalmente, durante o primeiro pico de tensão nos terminais do motor, a taxa de amortecimento e a distorção das formas de onda de tensão nos terminais do motor de indução e a velocidade de propagação.

Considerando as mesmas figuras de mérito, citadas anteriormente, para classificar o

desempenho do modelo computacional, pode-se concluir que o melhor resultado obtido ocorreu para a situação em que a permissividade relativa equivalente foi igual a 2,6 e a resistividade do solo igual a aproximadamente zero. O aumento da resistividade do solo provoca um aumento significativo do tempo de trânsito, diminuindo, conseqüentemente, a taxa de amortecimento da forma de onda de tensão.

A Figura 5.7 mostra a comparação entre a curva de sobretensão obtida pelo sistema modelado e pelo sistema real (medição) para diferentes valores de resistividade do solo assumindo a permissividade relativa da camada isolante do cabo de potência igual a 2,6. O aumento da resistividade provoca um acréscimo significativo do tempo de trânsito. O valor de permissividade relativa equivalente para o caso do cabo de potência disposto em bandeja é maior do que para o caso do cabo disposto sobre o solo, devido ao fato do modelo computacional implementado não conseguir levar em consideração a existência de um plano de terra na posição vertical. O modelo computacional foi desenvolvido somente para situações em que o plano de terra encontra-se localizado na posição horizontal, ou seja, embaixo do cabo de potência e não do lado do cabo, como é o caso da configuração da bandeja metálica.

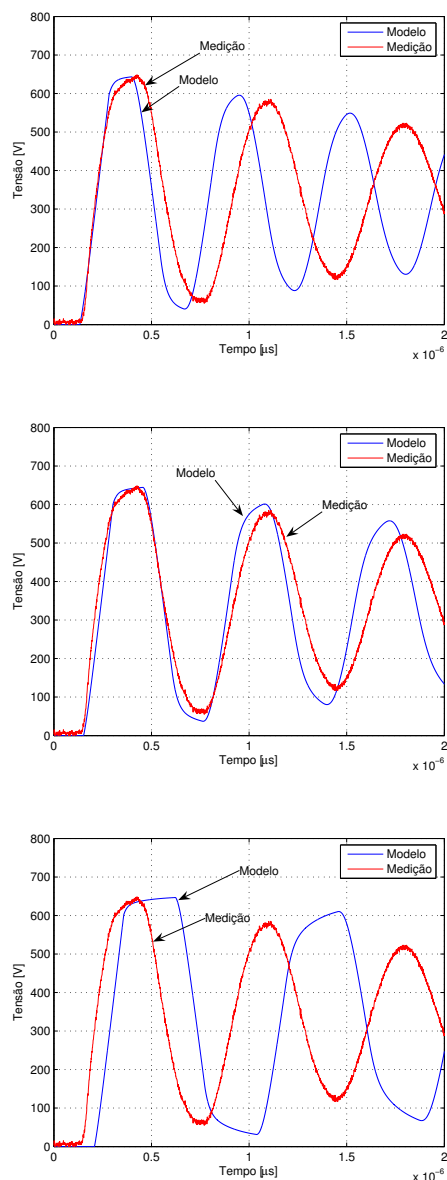


Figura 5.6: Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 20 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a resistividade ( $\rho_t - \Omega \cdot m$ ) igual a aproximadamente zero e variando-se a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 1,9$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 2,6$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando  $\epsilon_r - equiv = 5,1$ .



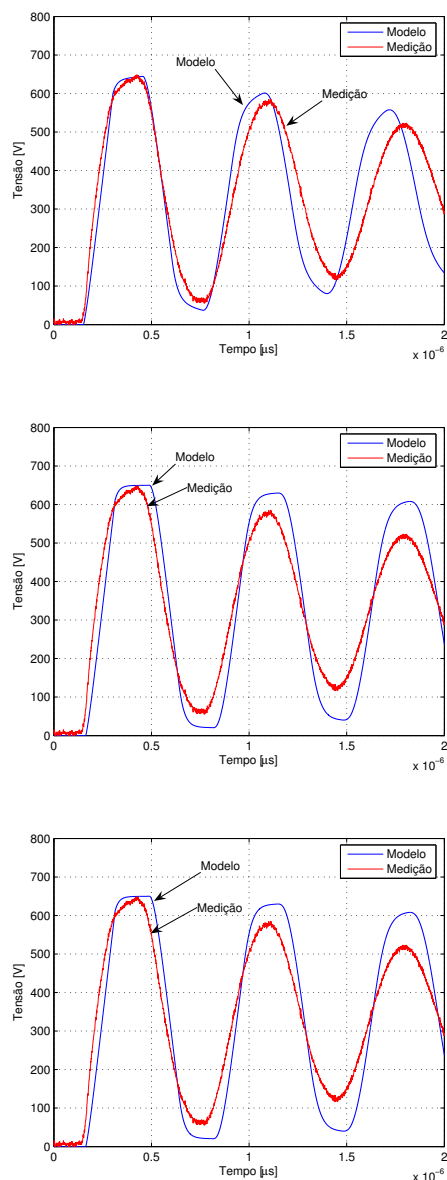


Figura 5.7: Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência de 20 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor entre o sistema real e sistema modelado mantendo-se a a permissividade relativa equivalente da camada isolante ( $\epsilon_r - equiv$ ) igual a 2,6 e variando-se resistividade ( $\rho_t - \Omega \cdot m$ ). Gráfico superior: modelo computacional utilizando  $\rho_t \approx 0$ . Gráfico do meio: modelo computacional utilizando  $\rho_t = 50$ . Gráfico inferior: modelo computacional utilizando  $\rho_t = 100$ .

Utilizado-se da mesma configuração apresentada na Figura 5.5, pretende-se estabelecer a seguir, uma comparação entre o modelo computacional implementado neste trabalho e o modelo desenvolvido por Moreira [31].

No modelo computacional desenvolvido em [31], a parâmetros concentrados, é sugerido um circuito combinando elementos  $R$ ,  $L$  e  $C$  de tal forma que sua resistência e indutância equivalentes representem corretamente a dependência dos com a frequência. A determinação dos parâmetros deste circuito equivalente é realizada a partir de um conjunto de equações que utilizam como dados de entrada apenas as medições de impedância do cabo, em aberto e em curto-circuito, na maior e na menor frequência do intervalo que se deseja.

A Figura 5.8, mostra os resultados de tensão nos terminais do motor de indução para as mesmas configurações de inversor de tensão, cabo e motor mencionadas anteriormente para o estudo de caso do cabo de potência disposto em bandeja metálica. A análise dos gráficos presentes na figura indica que o modelo computacional implementado neste trabalho apresentou um melhor desempenho em relação modelo proposto em [31], especialmente no que se refere ao número de oscilações e taxa de amortecimento ao longo do tempo de simulação, quando comparado com o resultado experimental, obtido por meio de medições realizadas nas dependência do LAI. Além disso, pode-se dizer que o modelo, a parâmetros concentrados, proposto por Moreira [31] exige um maior esforço computacional.

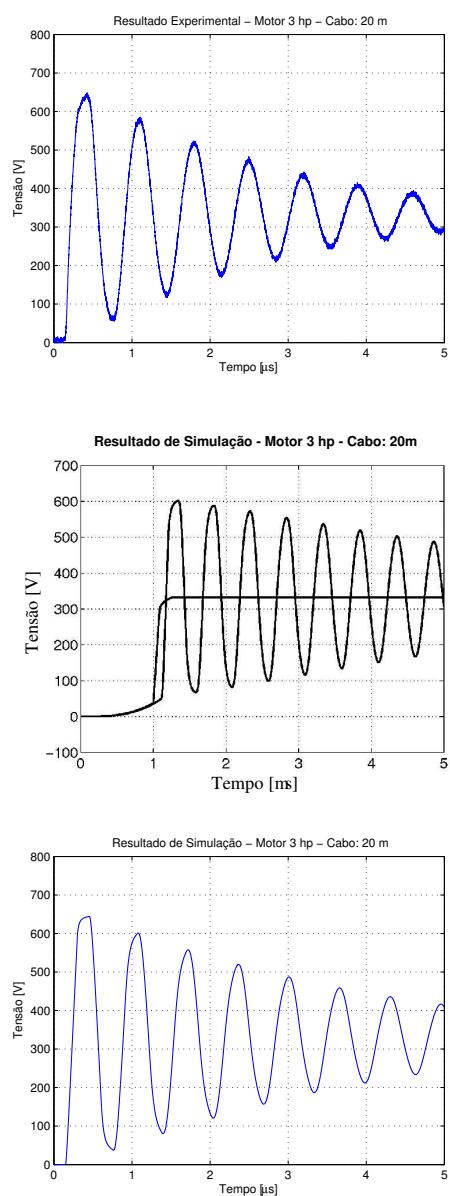


Figura 5.8: Análise da sobretensão transitória em um motor de indução de 3 hp com um cabo de potência 6 AWG de 20 metros. Comparação das tensões fase-fase nos terminais do motor. Gráfico superior: resultados experimentais. Gráfico do meio: resultados obtidos com a utilização do modelo computacional a parâmetros concentrados implementado por Moreira. Gráfico inferior: resultados obtidos com a utilização do modelo computacional a parâmetros distribuídos implementado neste trabalho.

## 5.3 Conclusões

O presente capítulo apresenta duas configurações diferentes para a aplicação de modelo computacional para cabos de potência em acionamento elétricos de baixa tensão. Sendo que a primeira destina-se a modelagem de cabos que encontram-se dispostos sobre o solo, enquanto que a segunda destina-se a modelagem de cabos de potência que encontram-se dispostos em bandejas metálicas.

Para a primeira configuração, em que o cabo de potência encontra-se disposto sobre o solo, os resultados apresentados pelo modelo computacional proposto foram satisfatórios no que se diz respeito ao valor máximo de tensão medida nos terminais do motor, perfil das oscilações, taxa de amortecimento e distorção da forma de onda. Entretanto, pode-se verificar que para todos os resultados apresentados o tempo de trânsito do modelo diferiu do apresentado pelos resultados experimentais. Isto pode ser explicado, em parte, pela forma de como o cabo encontrava-se disposto sobre o solo, não encontrando-se totalmente esticado, e pelo grid de aterramento presente no local onde foram realizadas as medições. Diante destes fatos que certamente causam incertezas para a modelagem do sistema, foi decidido fazer uma variação dos parâmetros relativos a permissividade relativa equivalente da camada isolante do cabo de potência devido ao fato do cabo encontrar-se entrelaçado e principalmente em virtude do mesmo não ser blindado (Figura 5.3), bem como da resistividade do solo devido a presença de um grid de aterramento no local de medição (Figura 5.4). Assim, a combinação dos valores de permissividade e resistividade que resultou num modelo que apresentasse os resultados de simulação mais próximos dos resultados experimentais foi quando se considerou o valor da permissividade relativa equivalente da camada isolante igual a 1,9 e o valor da resistividade do solo igual a aproximadamente zero.

Por outro lado, para a segunda configuração, em que o cabo de potência encontra-se disposto em uma bandeja metálica aterrada junto ao solo, os resultados foram mais satisfatórios apesar da complexidade da geometria do sistema ser maior, especialmente, por apresentar um plano de terra na posição vertical, ou seja, ao lado do cabo. Ao contrário da situação apresentada na primeira configuração, o cabo de potência encontrava-se totalmente esticado e sobre uma superfície metálica caracterizando um plano de terra quase que ideal. Desta forma, as incertezas na modelagem foram menores, apesar do modelo computacional desenvolvido não conseguir levar em consideração o plano de terra localizado na posição vertical. Para a segunda configuração a combinação de valores de permissividade relativa equivalente da camada isolante do cabo de potência e de resistividade que apresentou o melhor resultado em relação aos dados experimentais foi quando se considerou o valor da permissividade relativa igual a 2,6 e o valor da resistividade igual a aproximadamente zero.

A comparação estabelecida entre o modelo computacional implementado neste trabalho e modelo proposto por Moreira [31] em relação ao resultado experimental apresentado na Figura 5.8, revela que o modelo a parâmetros distribuídos apresentou um melhor desempenho do que o modelo a parâmetros concentrados, sobretudo, no que tange o número de oscilações de tensão, taxa de amortecimento e velocidade de propagação.

## Capítulo 6

# Conclusões Finais e Propostas de Continuidade

A crescente utilização de inversores PWM em acionamentos elétricos de motores de indução em ambientes industriais empregando dispositivos semicondutores de comutação cada vez mais rápida faz com que, mesmo quando se utiliza cabos de potência de pequenos comprimentos, apareça sobretensões transitórias nos terminais dos motores. Dentro deste contexto, o presente trabalho é justificado, uma vez que o desenvolvimento de ferramentas computacionais que permitam o estudo e a análise do fenômeno das sobretensões transitórias é de suma importância, haja visto que a partir destas ferramentas pode-se projetar e desenvolver soluções que minimizem este fenômeno.

Assim, apresentou-se uma revisão bibliográfica concernente ao tema em estudo, onde procurou-se mostrar as principais técnicas disponíveis, além dos principais trabalhos desenvolvidos para a modelagem de linhas de transmissão que podem ser adaptados para a modelagem de cabos de potência utilizados em acionamentos elétricos de motores de indução.

O método de ajuste vetorial mostrou-se uma ferramenta computacional bastante prática e eficiente na síntese de funções polinomiais racionais aproximadas para a impedância

característica e o fator de propagação no domínio dos modos. A utilização desta ferramenta foi crucial para que o modelo computacional proposto pudesse ser implementado no domínio do tempo, uma vez que os dados de entrada requeridos pelo programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> se constituíam nos dados de saída fornecidos pelo método de ajuste vetorial.

O modelo computacional desenvolvido, baseado na representação do cabo de potência no domínio dos modos a parâmetros distribuídos e dependentes da frequência, se mostrou preciso e eficiente. No entanto, é importante ressaltar que na literatura técnica existe uma certa carência no que se diz respeito à formulação matemática para a impedância série e admitância “*shunt*” que possam ser aplicadas de forma direta na modelagem de cabos de potência utilizados nos estudos deste trabalho. Assim, foi preciso adaptar a formulação matemática existente de forma a obter os resultados de simulação digitais apresentados.

Os resultados apresentados na seção de validação do modelo computacional no domínio do tempo mostram que para a representação do modo “*zero*” de propagação, o modelo apresentou um pior desempenho quando comparado aos resultados obtidos para a representação do modo “*aéreo*” de propagação. Isto se deve a dificuldade de se obter uma formulação matemática precisa e eficiente para a modelagem da admitância “*shunt*”. No entanto, de um modo geral, os resultados apresentaram uma concordância bastante satisfatória entre os obtidos via simulação digital e os obtidos experimentalmente.

Uma das características mais interessante destacada por estes resultados na seção de validação, está no fato de que o tempo de trânsito apresentado pelo modo zero de propagação ser menor do o apresentado pelo modo metálico. Isto pode ser explicado pelo fato da admitância “*shunt*” entre os condutores do cabo de potência ser maior do que a admitância “*shunt*” entre os condutores e plano de terra.

Com relação aos resultados apresentados na seção de aplicações do modelo computacional é importante elucidar alguns pontos. Para que os resultados apresentados pelo modelo computacional proposto seja satisfatório em relação aos dados experimentais, urge que as condições de contorno sejam bem conhecidas, ou seja, é necessário que se tenha um bom conhecimento do valor de permissividade relativa a ser utilizada na modelagem da camada isolante do condutor do cabo de potência, bem como do valor da resistividade do solo em que o cabo encontra-se disposto, pois caso contrário, é preciso realizar um variação deste dois parâmetros de forma a estabelecer uma combinação que conduza a resultados de simulação próximos dos resultados experimentais. Os valores de permissividade relativa da camada isolante adotados nos processos de validação e de aplicação do modelo computacional foram bem menores do que os indicados pela maioria dos fabricantes de cabos elétricos. Esta discrepância de valores ocorreu devido a simplificação que foi adotada no desenvolvimento do modelo computacional, onde não foi modelado o espaço livre existente entre os condutores e nem a camada isolante que envolve os quatro condutores. Desta forma, para o modelo computacional, foi estabelecido um valor equivalente para a permissividade relativa da camada isolante.

Um aspecto interessante observado nos resultados obtidos via simulação digital no capítulo 5, foi que com o aumento da resistividade do solo, o amortecimento das curvas de tensão tornaram-se mais lentos. Isto pode ser explicado pelo fato de se trabalhar com um modelo de cabo polifásico, onde existem diferentes tempos de propagação para os modos metálicos concernentes as ondas de tensão. Assim, é possível que nos terminais de saída do cabo, estas ondas de tensão sejam refletidas de tal forma a se coincidirem contribuindo para a diminuição da taxa com que ocorre o amortecimento da curva de tensão.

A comparação estabelecida, na seção 5.2.2, entre o modelo computacional baseado



na representação a parâmetros concentrados desenvolvido por Moreira [31] e modelo implementado neste trabalho, mostra uma evolução no que tange a modelagem de cabos de potência utilizados em acionamentos elétricos de motores de indução. Sobretudo, em virtude de se utilizar um modelo a parâmetros distribuídos e dependentes da frequência. Os resultados revelam que do ponto de vista do perfil das oscilações, taxa de amortecimento e velocidade de propagação, o modelo a parâmetros distribuídos e dependente da frequência são mais adequados, sobretudo, quando se pretende estudar o tema das sobretensões transitórias em motores de indução acionados por inversores de tensão.

No apêndice A, é apresentado um guia prático para a utilização do programa comercial *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> com o objetivo de mostrar os primeiros passos necessários para a implementação de modelos que incluam tanto a modelagem de linhas de transmissão quanto de cabos elétricos a serem utilizados em acionamentos elétricos.

## 6.1 Propostas de Continuidade

Com relação às propostas de continuidade do trabalho desenvolvido pode-se listar as seguintes opções:

- Ampliar o modelo computacional desenvolvido neste trabalho para a modelagem de cabos de potência blindados utilizados em sistemas de acionamentos elétricos de motores de indução para média tensão. Para tanto, é preciso desenvolver e implementar uma nova rotina para o cálculo dos parâmetros do cabo de potência blindado.
- Refinar e incorporar o modelo computacional desenvolvido em programas do tipo

EMTP, como por exemplo, o *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup>, de forma que o usuário possa escolher na biblioteca principal do programa dentre os modelos de cabos pré-definidos, o modelo desenvolvido neste trabalho;

- Aplicar o modelo computacional desenvolvido em estudos sobre as correntes de modo-comum que circulam pelo condutor aterrado do cabo de potência, sendo necessário para tanto a obtenção de um modelo para o inversor PWM em alta frequência, principalmente que se diz respeito a modelagem das capacitâncias das chaves (IGBT) para o plano de terra, e para o transformador de alimentação do sistema, sobretudo no que tange a modelagem da impedância de seqüência zero;
- Investigar de forma mais minuciosa, métodos para a estimativa da admitância do cabo de potência, utilizando-se, para tanto, um programa baseado em cálculos por elementos finitos.

# Referências Bibliográficas

- [1] L. A. Saunders, G. L. Skibinski, S. T. Evon, and D. L. Kempkes, “Riding the reflected wave - igbt drive technology demands new motor and cable considerations,” in *IEEE 43<sup>o</sup> IAS Annual Meeting*, September, 1996, pp. 75–84.
- [2] B. Gustavsen, J. A. Martinez, and D. Durbak, “Parameter determination for modeling system transients - part ii: Insulated cables,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 3, pp. 2045–2050, July 2005.
- [3] A. E. A. de Araújo and W. L. A. Neves, *Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia*. Editora UFMG, 2005.
- [4] B. Gustavsen and A. Semlyen, “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, July 1999.
- [5] A. Morched, B. Gustavsen, and M. Tartibi, “A universal model for accurate calculation of electromagnetic transients on overhead lines and underground cables,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1032–1038, July 1999.
- [6] J. R. Marti, “Accurate modeling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transients simulations,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 101, no. 1, pp. 147–157, January 1982.
- [7] H. W. Dommel, *Electromagnetic Transients Program Reference Manual - EMTP*

- Theory Book*, Department of Electrical Engineering, The University of British Columbia, Vancouver, 1996.
- [8] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Simulation of transmission line transients using vector fitting and modal decomposition," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 2, pp. 605–614, April 1998.
- [9] ———, "Combined phase and modal domain calculation of transmission line transients based on vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 2, pp. 596–604, April 1998.
- [10] T. Noda, N. Nagaoka, and A. Ametani, "Further improvements to a phase-domain arm line model in terms of convolution, steady-state initialization, and stability," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 3, pp. 1327–1334, July 1997.
- [11] L. M. Wedepohl, "Application of matrix methods to the solution of travelling wave phenomena in polyphase systems," *Proc. IEEE*, vol. 110, no. 12, pp. 2200–2212, December 1963.
- [12] D. E. Hedman, "Propagation on overhead transmission lines. i - theory of modal analysis. ii - earth-conduction effects and practical results," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-84, pp. 205–211, May 1965.
- [13] A. Budner, "Introduction of frequency-dependent line parameters into electromagnetic transients program," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-89, pp. 88–97, January 1970.
- [14] J. K. Snelson, "Propagation of travelling waves on transmission lines - frequency

- dependent parameters,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-91, pp. 85–91, January/February 1972.
- [15] W. S. Meyer and H. W. Dommel, “Numerical modelling of frequency-dependent transmission line parameters in an electromagnetic transients program,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, pp. 1401–1409, September/October 1974.
- [16] L. Marti, “Simulation of transients in underground cables with frequency-dependent modal transformation matrices,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, no. 3, pp. 1099–1110, July 1988.
- [17] B. Gustavsen, J. Sletbak, and T. Henriksen, “Calculation of electromagnetic transients in transmission cables and lines taking frequency-dependent effects accurately into account,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 2, pp. 1076–1084, April 1995.
- [18] L. Marti, “Low-order approximation of transmission line parameters for frequency-dependent models,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 11, pp. 3582–3589, November 1983.
- [19] J. R. Marti and L. R. Linhares, “Real-time emtp - based transients simulation,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 1309–1317, August 1994.
- [20] A. B. Fernandes and W. L. A. Neves, “Frequency-dependent low order approximation of transmission lines parameters,” in *IPST'99 - International Conference on Power Systems Transients*, Budapest, Hungary, June 20-24, 1999, pp. 43–48.

- [21] L. Marti, “Simulation of electromagnetic transients in underground cables using the emtp,” in *APSCOM - 2nd International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management*, vol. 1, December 1993, pp. 147–152.
- [22] L. M. Wedepohl, H. V. Nguyen, and G. D. Irwin, “Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using newton-raphson method,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 11, no. 3, pp. 1538–1546, August 1996.
- [23] T. Noda, N. Nagaoka, and A. Ametani, “Phase domain modeling of frequency-dependent transmission lines by means of an arma model,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 1, pp. 401–411, January 1996.
- [24] H. V. Nguyen, H. W. Dommel, and J. R. Marti, “Direct phase-domain modelling of frequency-dependent overhead transmission lines,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 3, pp. 1335–1342, July 1997.
- [25] A. B. Fernandes, “Linhas de transmissão: Um modelo no domínio de fases preciso e eficiente,” Ph.D. dissertation, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande - Paraíba, Outubro 2001.
- [26] A. B. Fernandes and W. L. A. Neves, “Frequency-dependent transformation matrices for phase-domain transmission line models,” in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 3, July 2001, pp. 1782–1787.
- [27] —, “Phase-domain transmission line models considering frequency-dependent transformation matrices,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 2, pp. 708–714, April 2004.

- [28] A. B. Fernandes, W. L. A. Neves, E. G. Costa, and M. N. Cavalcanti, "Transmission line shunt conductance from measurements," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 2, pp. 722–728, April 2004.
- [29] A. C. S. de Lima, A. B. Fernandes, and S. Carneiro, "Rational approximation of frequency domain responses in the s and z planes," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 2005, pp. 2219–2224.
- [30] A. C. S. de Lima, R. M. Stephan, and A. I. Costa, "Comparison of overvoltage mitigation methods in industrial drives with long cables," in *ISIE '03 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics.*, vol. 1, June 2003, pp. 252–257.
- [31] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataramanan, and S. Bernet, "High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1297–1306, September/October 2002.
- [32] H. de Paula, "Uma nova metodologia para a determinação das sobretensões diferenciais e correntes de modo-comum em sistemas de acionamento de motores de indução através de inversores pwm," Ph.D. dissertation, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - Minas Gerais, Junho 2005.
- [33] A. Kunakom, J. Hiley, and K. S. Smith, "Frequency-dependent time domain models for calculating switching transients in pwm drives," in *PowerCon - International Conference on Power System Technology*, vol. 1, December 2000, pp. 205–210.
- [34] Y. Okuyama, K. Hitosugi, and S. Moriyasu, "Surge propagation and overvoltages for pwm-inverter-driven motors," in *ICEM*, August 2000, pp. 1192–1196.

- [35] A. Tarkiainen, J. Pyrhonem, H. Burzanowska, and J. Kaukonen, "Transfer function based model for reflected wave phenomena," in *ICEM*, August 2000, pp. 1188–1191.
- [36] A. Hussein and G. Joos, "Modeling and simulation of traveling waves in induction motor drives," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 1997, pp. 128–134.
- [37] S. L. Capitaneanu, B. de Fornel, M. Fadel, F. Jadot, and F. Malrait, "Modelling and identification for reduction of overvoltage transients," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no. 2, pp. 175–184, March 2003.
- [38] A. Semlyen, "Time domain modelling of frequency dependent three-phase transmission line impedance," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, no. 6, pp. 1540–1555, June 1985.
- [39] J. R. Carson, "Wave propagation in overhead wires with ground return," *Bell System Technical Journal*, vol. 5, pp. 539–554, 1926.
- [40] A. Deri, G. Tevan, A. Semlyen, and A. Castanheira, "The complex ground return plane: A simple model for homogeneous and multi-layer return," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 8, no. PAS-100, pp. 3686–3693, August 1981.
- [41] M. D'Amore and M. S. Sarto, "A new formulation of lossy ground return parameters for transient analysis of multiconductor dissipative lines," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 1, pp. 303–313, January 1997.
- [42] S. Todd, A. R. Wood, P. S. Bodger, and B. C. Smith, "Rational functions as frequency dependent equivalents for transients studies," in *IPST'97 - International Conference on Power Systems Transients*, Seattle, USA, June 22-26, 1997, pp. 137–142.



- [43] L. A. Aguirre, *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG, Segunda Edição, 2004.
- [44] D. L. G. Skibinski and R. J. Kerkman, “Cable characteristics and their influence on motor over-voltages,” in *IEEE Applied Power Electronic Conference*, 1993, pp. 114–120.
- [45] *Cabos de Potência*. [www.inbracsa.com.br](http://www.inbracsa.com.br), INBRAC SA., 1999.
- [46] A. F. Moreira, “Modeling and design of filter networks for high power converters utilizing fast hard switching devices,” Ph.D. dissertation, Universidade Federal de Uberlândia, University of Wisconsin - Madison - USA, 2002.
- [47] A. Boglietti and E. Carpaneto, “Induction motor high frequency model,” in *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, vol. 1, Phoenix, AZ, USA, 1999, pp. 153–161.
- [48] T. F. L. Milagres, P. M. Santos, F. M. Panadés, and A. F. Moreira, “Over-voltage analysis using multi-conductor transmission line with distributed parameter representation,” in *Anais da VI Conferência Nacional de Aplicações Industriais*, 2004.
- [49] *PSCAD/EMTDC Getting Started: Basics and Installation*, V 4.2.0 personal edition ed., Manitoba HVDC Research Centre, Winnipeg, Manitoba, Canada, 2005.

# Apêndice A

## Guia Prático para a Utilização do Programa *PSCAD/EMTDC*©

### A.1 Visão Geral

Ao longo dos anos, os programas especializados em cálculos de transitórios eletromagnéticos têm sido aperfeiçoados no sentido de oferecer uma maior facilidade em sua utilização por parte dos usuários. Dentro deste contexto, destacam-se duas vertentes distintas:

- Programas no domínio da frequência (FDTP): a resposta transitória é calculada no domínio da frequência, sendo que a solução no domínio do tempo é obtida por meio de transformadas inversas, como por exemplo a transformada rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*). Como limitações, este tipo de programa apresenta grande dificuldade para representar elementos não-lineares e a incapacidade de poder incorporar mudanças no sistema em análise durante a simulação.
- Programas no domínio do tempo (EMTP): a resposta transitória é calculada diretamente no domínio do tempo, sendo que a solução é determinada para cada instante de tempo  $\Delta t$ . Neste tipo de programa, mudanças súbitas na configuração do sistema e a representação de elementos não-lineares não representam uma limitação, podendo ser modelados sem muita dificuldade [3]. Os Programas no domínio do tempo são capazes de modelar cada componente por meio de admitâncias (ou impedâncias)

equivalentes e fontes de corrente (ou tensão) históricas, obtidas por meio de modelos matemáticos quando uma dada técnica de integração numérica é aplicada.

Em virtude da facilidade de se utilizar os programas no domínio do tempo, esta técnica se encontra largamente disseminada. A primeira versão de um programa do tipo EMTP foi implementada por H. W. Dommel no início da década dos anos 60 do século passado, no Instituto de Tecnologia de Munique. Em conjunto com Scott Meyer, o programa continuou a ser desenvolvido na Bonneville Power Administration (BPA), sendo aprimorado posteriormente na Universidade de British Columbia (UBC) e na BPA, recebendo inúmeras contribuições de forma a aumentar a capacidade do programa.

Atualmente, existem diversos programas comerciais do tipo EMTP [3], tais como:

- *EMTP – DCG* (*Development Coordinating Group*), desenvolvido em conjunto com o EPRI (*Electrical Power Research Institute*);
- *PSCAD/EMTDC*© (*Manitoba HVDC Research Center*), desenvolvido pela parceria entre a Universidade de Manitoba e a Manitoba HVDC Research Center;
- *MICROTRAN*© (*Microtran Power Systems Analysis Corporation*), desenvolvido na UBC;
- *ATP* (*Alternative Transients Program*), desenvolvido pela BPA;
- *NETOMAC*, desenvolvido pela SIEMENS (*SIEMENS Power Transmission and Distribution*);
- *ARENE*<sup>TM</sup>, desenvolvido pela EDF (*Electricité de France*) em parceria com a Hewlett Packard;

- *SABER*, *SPICE* e o *PSPICE* destinados a área de eletrônica de potência.

No desenvolvimento deste trabalho foi escolhido o programa comercial especializado em cálculo de transitórios eletromagnéticos *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup>, em virtude do conhecimento adquirido em trabalhos anteriores [46, 48], da praticidade e facilidade para a implementação de modelos no programa, e da disponibilidade do mesmo no ambiente acadêmico em que este trabalho foi desenvolvido.

## A.2 *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> - Aspectos Gerais

Para se implementar um novo estudo de caso no programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup>, é preciso seguir basicamente os seguintes passos:

- Criação e implementação de um novo modelo de simulação que irá representar o sistema que se pretende estudar e analisar;
- Ajuste dos parâmetros de simulação;
- Obtenção dos resultados de simulação no domínio do tempo.

### A.2.1 Implementando um novo modelo de simulação

O programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> possui diversas bibliotecas pré-definidas, dentre as quais destacam-se:

- Elementos Passivos;
- Fontes de tensão e corrente;
- HVDC, FACTS e Eletrônica de Potência;

- Transformadores;
- Linhas de Transmissão e Cabos.

Estas bibliotecas permitem ao usuário representar as mais diversas situações. Além disso, a versão estudante 3.1 do programa permite ao usuário criar a sua própria biblioteca, sendo necessário para tanto a utilização da linguagem de programação Fortran. Uma vez criada esta biblioteca, o usuário poderá incorporar a mesma em versões mais recentes do programa sem maiores problemas; no entanto, na versão 4.1 em diante isto somente é permitido quando se utiliza a versão profissional do programa.

Desta forma, para implementar um novo caso de estudo, é preciso copiar os elementos disponíveis na biblioteca principal para o novo arquivo cujo nome será definido a posteriori pelo usuário.

Caso o sistema a ser implementado no programa apresente modelos de linhas de transmissão ou de cabos, conectando dois ou mais elementos, é necessário introduzir a interface mostrada na Figura A.1.

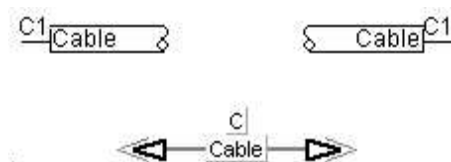


Figura A.1: Interface para inserir o modelo do cabo no sistema de simulação do programa *PSCAD/EMTDC*®.

Uma vez introduzida a interface do cabo, cabe ao usuário determinar algumas características físicas e elétricas do mesmo. Para tanto, primeiramente deve-se determinar o comprimento do cabo e a frequência de estado estacionário, conforme se pode observar na Figura A.2.

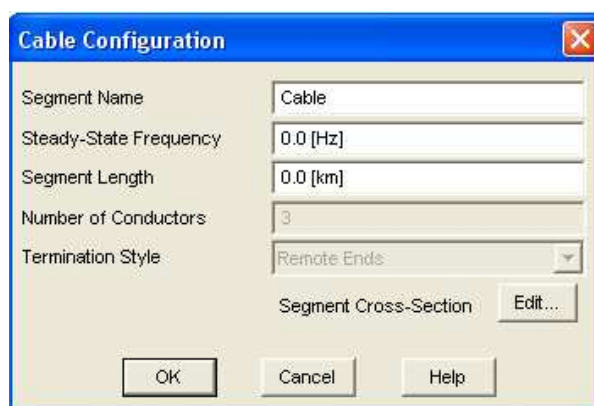


Figura A.2: Interface para inserir o comprimento e a frequência de estado estacionário do modelo do cabo.

Além disso, é necessário editar o modelo do cabo, ou seja, determinar o número e a dimensão das camadas que compõem o modelo do cabo (Figura A.3), e a disposição do cabo com relação ao solo (Figura A.4).

[Cable\_Coax] Cable Constants Coax Cable Data

Main Cable Data

Cable Number (1-6): 1

Depth of Cable: 0 [m]

X Position of Cable: 0 [m]

Cable Configuration?

C1-I1

C1-I1-C2

C1-I1-C2-I2

C1-I1-C2-I2-C3

C1-I1-C2-I2-C3-I3

C1-I1-C2-I2-C3-I3-C4

C1-I1-C2-I2-C3-I3-C4-I4

Ground Last Metallic Layer?

No

Yes

Show Extra Graphic Labels?

No

Yes

Label for 1st Conducting Layer: Conductor

Label for 2nd Conducting Layer: Sheath

Label for 3rd Conducting Layer: Armour

Label for 4th Conducting Layer: Outside Cond.

OK Cancel Help...

Figura A.3: Interface para inserir as características físicas (diâmetro de cada camada, distância entre condutores, distância em relação ao solo) e elétricas (permeabilidade relativa, permissividade relativa e a condutividade).

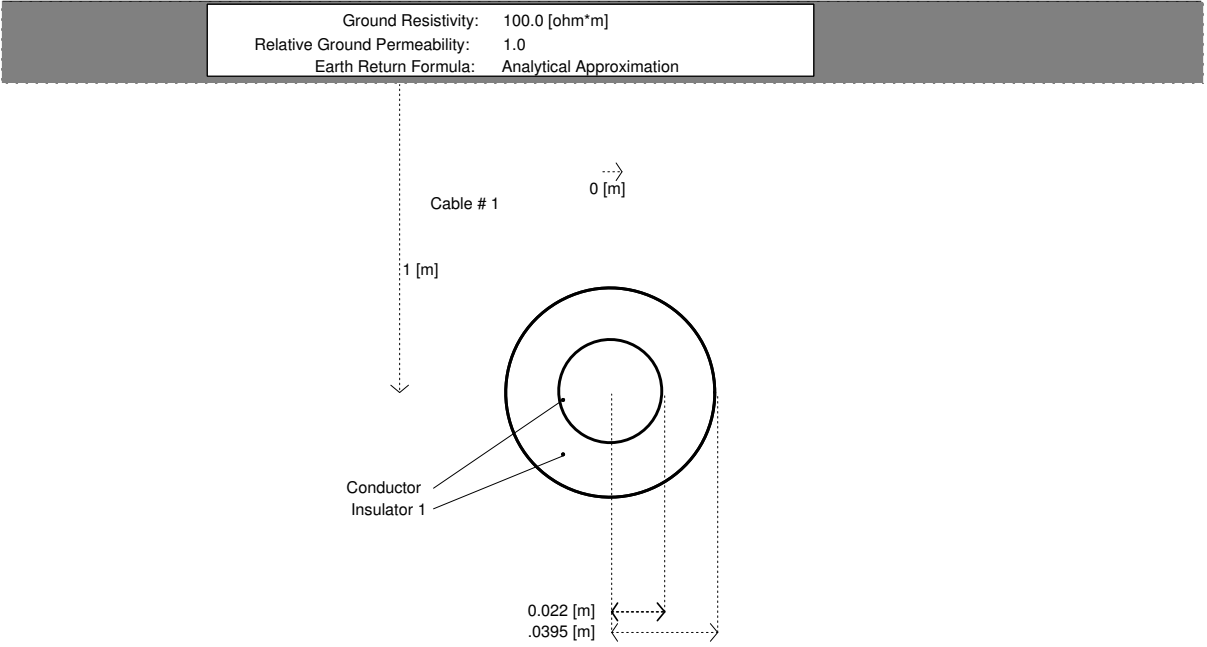


Figura A.4: Interface para inserir a configuração geométrica do modelo de cabo.



Uma outra tarefa a ser realizada pelo usuário consiste na escolha do modelo a ser utilizado de acordo com a forma de resolução das equações de onda, destacando-se os seguintes modelos:

- Modelo Bergeron: representa o fenômeno físico da propagação de ondas por meio de uma indutância e capacitância distribuída ao longo de diversas seções  $\pi$ , sendo a resistência representada a parâmetros concentrados. A Figura A.5 mostra a interface para a utilização deste modelo.
- Modelo no domínio dos modos: representa o fenômeno físico da propagação de ondas por meio da utilização da técnica da transformação modal. A Figura A.6 mostra a interface para a utilização deste modelo, onde o usuário pode determinar a frequência da matriz transformação e a faixa de frequência para a qual será realizada a síntese das funções racionais polinomiais aproximadas, bem como o número de pólos a ser utilizado para a obtenção da impedância característica ( $Z_c(\omega)$ ) e do fator de propagação ( $A(\omega)$ ).
- Modelo no domínio de fases: representa o fenômeno físico da propagação de ondas diretamente no domínio de fases, evitando a transição para o domínio modal durante a simulação no tempo. A Figura A.7 mostra a interface para a utilização deste modelo, onde o usuário pode determinar a faixa de frequência para a qual será realizada a síntese das funções racionais polinomiais aproximadas, bem como o número de pólos e resíduos a ser utilizado na determinação da admitância característica ( $Y_c(\omega)$ ) e do fator de propagação ( $A(\omega)$ ).

Bergeron Model Options	
Travel Time Interpolation:	On
Reflectionless Line (ie Infinite Length):	No

Figura A.5: Interface para utilização do modelo Bergeron.

Frequency Dependent (Mode) Model Options	
Travel Time Interpolation:	On
Curve Fitting Starting Frequency:	0.5 [Hz]
Curve Fitting End Frequency:	1.0E6 [Hz]
Maximum Order of Fitting for ZSurge:	20
Maximum Order of Fitting for Prop. Func.:	20
Maximum Fitting Error for ZSurge:	1.0 [%]
Maximum Fitting Error for Prop. Func.:	1.0 [%]

Figura A.6: Interface para utilização do modelo no domínio dos modos.

Frequency Dependent (Phase) Model Options	
Travel Time Interpolation:	On
Curve Fitting Starting Frequency:	0.5 [Hz]
Curve Fitting End Frequency:	1.0E6 [Hz]
Total Number of Frequency Increments:	100
Maximum Order of Fitting for YSurge:	20
Maximum Order of Fitting for Prop. Func.:	20
Maximum Fitting Error for YSurge:	1.0 [%]
Maximum Fitting Error for Prop. Func.:	1.0 [%]

Figura A.7: Interface para utilização do modelo no domínio de fases.

### A.2.2 Ajuste dos parâmetros principais do modelo de simulação

Uma vez concluída a etapa de implementação do sistema a ser simulado, é preciso definir alguns parâmetros importantes, como, por exemplo o tempo de simulação e o passo de tempo ( $\Delta t$ ), entre outros. Todos estes parâmetros podem ser observados por meio da interface denominada "*Project Settings*", apresentada na Figura A.8. Em programas do tipo EMTP é muito comum a utilização de um passo de tempo cujo valor seja inferior a dez vezes o menor valor de tempo presente no sistema em estudo. Desta forma, se o menor tempo presente no sistema for igual  $10 \mu s$ , o passo de tempo ( $\Delta t$ ) deverá ser igual a no mínimo  $1 \mu s$ . Com relação ao campo intitulado "*Channel Plot Step*", presente na interface apresentada na Figura A.8, é usual adotar o mesmo valor determinado para o passo de tempo.

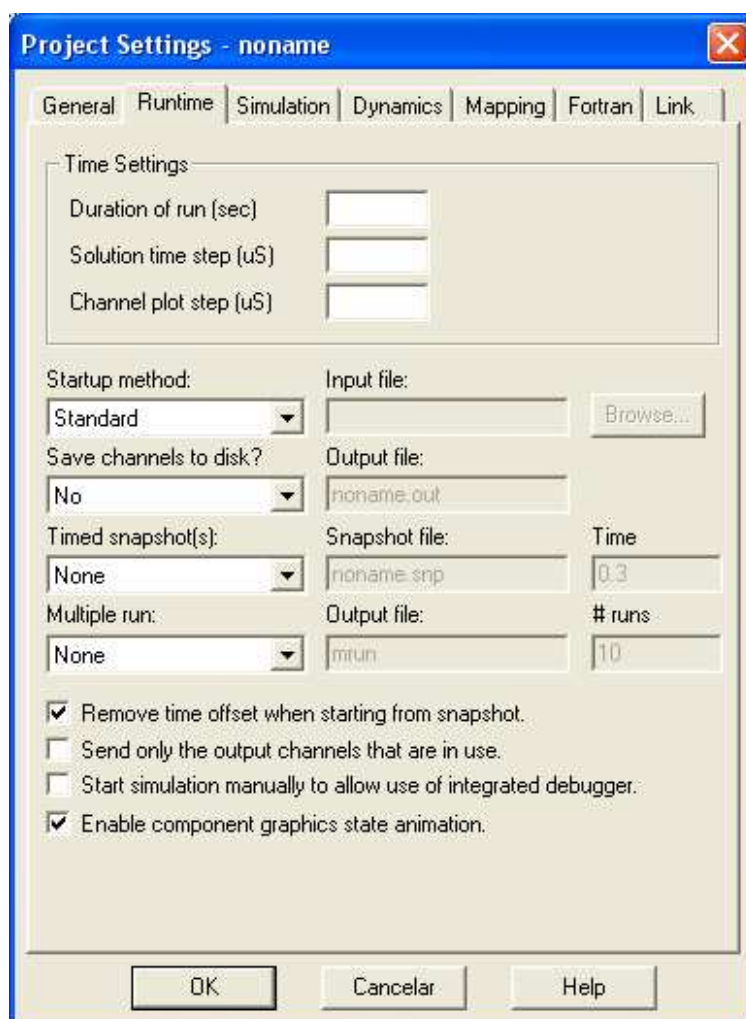


Figura A.8: Interface utilizada para ajuste dos parâmetros do modelo de simulação.

### A.2.3 Visualização dos resultados do modelo de simulação

O programa *PSCAD/EMTDC*<sup>©</sup> disponibiliza basicamente dois modos de visualização de resultados. O primeiro refere-se à possibilidade do usuário visualizar os resultados obtidos de diretamente na própria plataforma gráfica do programa. Para tanto, deve-se introduzir no modelo de simulação algum dos medidores de variáveis disponíveis (como por exemplo, os medidores de tensão e de corrente), conforme mostrado na Figura A.9. Além destes medidores, o usuário deve introduzir também um quadro onde serão apresentados os resultados provenientes do modelo de simulação, apresentado na Figura A.10. No entanto, é preciso estabelecer uma conexão entre os medidores e quadro de visualização por meio da estrutura apresentada na Figura A.11. Todos estes componentes podem ser facilmente encontrados na biblioteca principal do programa.



Figura A.9: Interface gráfica de medidores (medidor de corrente, medidor de tensão fase-fase e fase-terra) utilizados para extrair resultados de tensão e corrente do modelo de simulação.

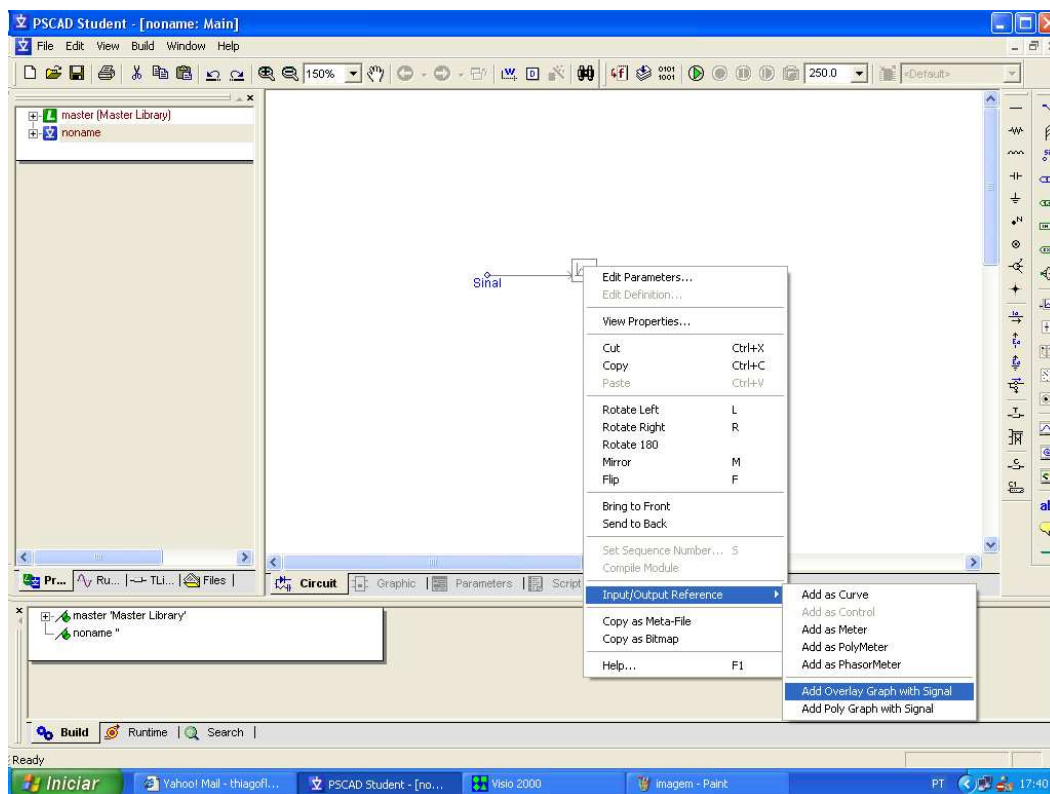


Figura A.10: Procedimento para obtenção do quadro de visualização de resultados.



Figura A.11: Estrutura para estabelecer a conexão entre os sinais medidos e o quadro de visualização de resultados.

Uma outra alternativa para visualizar os resultados obtidos pelo modelo de simulação é utilizar um arquivo fornecido pelo programa que contém a evolução das variáveis mensuradas a cada instante de tempo  $\Delta t$ . Desta forma, ao invés do resultado do modelo de simulação ser visualizado no próprio interface gráfica do programa, o usuário tem a opção de visualizar o resultado em outro programa de seu interesse. Esta opção é importante quando se deseja estabelecer comparações entre resultados experimentais e resultados obtidos por meio de simulação. Para utilizar esta opção de visualização, o usuário precisa configurar na Figura A.8 no campo intitulado "Save channels to disk?" que deseja salvar as variáveis mensuradas a cada instante de tempo  $\Delta t$  para arquivo, cujo nome será especificado pelo usuário. O arquivo a ser gerado será do tipo \*.out, que pode ser facilmente editado por um bloco de notas e então pós-processado por outro programa.

O programa *PSCAD/EMTDC*® , além de possibilitar a visualização dos resultados no domínio do tempo conforme mencionado anteriormente, também permite ao usuário o acesso a importantes variáveis calculadas durante execução do programa. Estas variáveis encontram-se disponíveis em diversos arquivos do tipo \*.clo e \*.out. Para o modelo no domínio de fases, encontram-se disponíveis os seguintes arquivos:

- \*.clo - apresenta todos os pólos e resíduos utilizados para a síntese das funções racionais polinomiais aproximadas da admitância característica ( $[Y_c(\omega)]$ ) e do fator de propagação ( $[A(\omega)]$ ), bem como os tempos de trânsito no domínio de fases;
- \*.out - apresenta a matriz de impedância série, a de admitância "shunt", uma matriz de correção para a impedância série e para a admitância "shunt", além das matrizes de seqüência para a impedância série, admitância "shunt" e de transformação;
- \*amp.out - apresenta o módulo do fator de propagação para o domínio de fases;

- \*app.out - apresenta o argumento do fator de propagação para o domínio de fases;
- \*lamdam.out - apresenta a magnitude para a constante de propagação ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*lamdap.out - apresenta o argumento para a constante de propagação ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*timp.out - apresenta a magnitude da matriz transformação ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*tipp.out - apresenta o argumento da matriz transformação ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*ycmp.out - apresenta o módulo da matriz de admitância característica ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*ycpp.out - apresenta o argumento da matriz de admitância característica ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*ym.out - apresenta o módulo da matriz de admitância “*shunt*” ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*yp.out - apresenta o argumento da matriz de admitância “*shunt*” ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*zm.out - apresenta o módulo da matriz de impedância ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*zp.out - apresenta o argumento da matriz de impedância ao longo da faixa de frequência determinada.



Para o modelo no domínio modal, se encontra disponíveis os seguintes arquivos:

- \*.clo - apresenta os conjuntos de pólos e resíduos utilizados em cada modo referentes à impedância característica e ao fator de propagação, os tempos de trânsito para cada um dos modos, além da matriz de transformação;
- \*.out - apresenta a matriz de impedância série, a de admitância “*shunt*”, uma matriz de correção para a impedância série e para a admitância “*shunt*”, além de matrizes de sequência para a impedância série, admitância “*shunt*” e de transformação;
- \*amp.out - apresenta o módulo do fator de propagação calculado e ajustado (Método de ajuste vetorial);
- \*app.out - apresenta o argumento do fator de propagação calculado e ajustado (Método de ajuste vetorial);
- \*lamdam.out - apresenta a magnitude para a constante de propagação ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*lamdap.out - apresenta o argumento para a constante de propagação ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*timp.out - apresenta o módulo da matriz transformação ( $|T_i(1-N, 1-N)|$ ) calculado e ajustado (Método de ajuste vetorial);
- \*tipp.out - apresenta o argumento da matriz transformação ( $|T_i(1-N, 1-N)|$ ) calculado e ajustado (Método de ajuste vetorial);
- \*ym.out - apresenta a magnitude da matriz de admitância “*shunt*” ao longo da faixa de frequência determinada;

- \*yp.out - apresenta o argumento da matriz de admitância “*shunt*” ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*zcmm.out - apresenta o módulo da matriz de impedância característica ( $|Z_0(1-N)|$ ) ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*zcpm.out - apresenta o argumento da matriz de impedância característica no domínio dos modos ( $\arg\{Z_0(1-N)\}$ ) ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*zm.out - apresenta a magnitude da matriz de impedância série ao longo da faixa de frequência determinada;
- \*zp.out - apresenta o argumento da matriz de impedância série ao longo da faixa de frequência determinada.

Para obter maiores informações sobre estes arquivos, o usuário pode acessar o menu de ajuda do programa *PSCAD/EMTDC*© [49].

### A.3 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um guia prático para a utilização do programa comercial especializado em cálculo de transitórios eletromagnéticos *PSCAD/EMTDC*©. Sendo destacado algumas dos principais menus de configuração do programa, bem como algumas dicas importantes, sobretudo no que se diz respeito a implementação de modelos que contenham linhas de transmissão ou cabos.

Foi elaborado também uma lista com todas as variáveis que são disponibilizadas pelo programa, tanto para o domínio de fases quanto para o dos modos, seguidas por um comentário que descreve de forma sucinta o que cada uma representa.