



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PABLO BEZERRA VILAR

MODELAGEM MATEMÁTICA DE VARISTORES DE ZNO

Campina Grande, Paraíba
Fevereiro de 2017

PABLO BEZERRA VILAR

MODELAGEM MATEMÁTICA DE VARISTORES DE ZNO

Tese de doutorado submetida à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Doutor em Ciências, no domínio Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Orientadores:

Professor Edson Guedes da Costa, D.Sc.

George Rossany Soares de Lira, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba
Fevereiro de 2017

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

V697m Vilar, Pablo Bezerra.
Modelagem matemática de varistores de ZNO / Pablo Bezerra Vilar. –
Campina Grande, 2017.
138 f. Il.: color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2017.

"Orientação: Prof. Dr. Edson Guedes da Costa, Prof. Dr. George
Rossany Soares de Lira".

Referências.

1. Varistor de óxido de Zinco – Comportamento Dinâmico. 2.
Identificação de Ssistemas – Relação entre Corrente e Tensão no Varistor. 3.
Para raios de óxido de Zinco. I. Costa, Edson Guedes da. II. Lira, George
Rossany Soares de. III. Título.

CDU 621.316.933(043)

**"DESENVOLVIMENTO DE UM MODELO MATEMÁTICO PARA VARISTORES DE
ÓXIDO DE ZINCO"**

PABLO BEZERRA VILAR

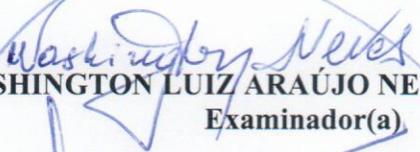
TESE APROVADA EM 17/04/2017



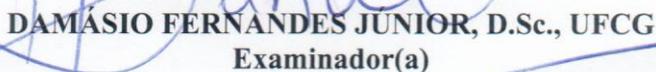
EDSON GUEDES DA COSTA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



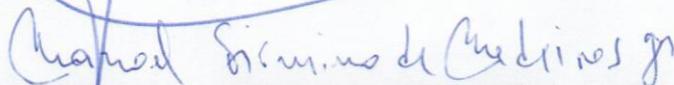
GEORGE ROSSANY SOARES DE LIRA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG
Examinador(a)



DAMÁSIO FERNANDES JUNIOR, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



MANOEL FIRMINO DE MEDEIROS JÚNIOR, Dr., UFRN
Examinador(a)

JOSÉ PISSOLATO FILHO, Dr., UNICAMP
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho não seria possível sem o apoio técnico e pessoal fornecido por várias pessoas, venho aqui agradecer da melhor forma que posso a essas pessoas.

Agradeço a todos os meus amigos pelo apoio e companheirismo, não sei exatamente como consegui me cercar de tantas pessoas admiráveis que me acompanharam em vários litros de café e cerveja, horas de jogos e quilômetros de estrada.

Faço questão de destacar entre meus amigos os nomes Edson Guedes, George Rossany e Valdemir Brito. Valdemir trilhou ao meu lado o duro caminho de um doutorado conciliado com o peso de trabalhar em uma cidade distante, espero ter conseguido ajudá-lo tanto quanto ele me ajudou. Quanto aos professores Edson e George, antes de agradecê-los como meus orientadores, faço questão de agradecê-los como meus amigos, pois é assim que sempre vou me lembrar deles.

Assim, agradeço aos meus orientadores Edson Guedes e George Rossany, por todo auxílio, todas as oportunidades e todo o tempo que se dedicaram a me ajudar.

Agradeço aos companheiros de trabalho Luiz Augusto, Raphael Nóbrega, Gabriel Vidal e Ramon Dias. Pessoas que conheci como alunos de graduação e passaram a dividir uma sala comigo à medida que o tempo foi passando, sua ajuda foi inestimável para conclusão desse trabalho.

Agradeço a minha mãe, Marinalva Vilar, uma pessoa única que sempre me deu seu apoio e carinho incondicionais. Agradeço a meu pai, Sanção Vilar, a epigrafe deste trabalho foi me dita por ele. Na época eu tinha 12 anos e ele estava desempregado, duvido que ele vá lembrar-se daquele dia, eu nunca esquecerei. Acredito que isso seja suficiente para entender o homem que ele é.

Agradeço a Bruna, minha tão amada esposa. É impossível lhe fazer um agradecimento apropriado, simplesmente por que não há nada em minha vida que não seja melhor graças a ela, só me resta dedicar minha vida a nossa família e esperar que esse agradecimento baste.

Por fim, agradeço a Deus, por todas as oportunidades e pelas pessoas fantásticas em meu caminho.

“Todo dinheiro gasto num livro é um dinheiro bem gasto”

Sanção Vilar

RESUMO

Neste trabalho, foram desenvolvidos dois modelos matemáticos capazes de representar o comportamento dinâmico de um varistor de óxido de zinco. Para isso, empregaram-se técnicas de identificação de sistemas que permitiram a criação de modelos que determinem a relação entre corrente e tensão no varistor, sem explicar a física do processo. Para desenvolver e validar o modelo matemático proposto, uma base de dados foi construída com amostras de varistores com diferentes características físicas. Os varistores foram submetidos a sinais de impulsos de corrente com diferentes amplitudes e formas de onda, com tempos de frente variando de 1,5 a 30 μs . A determinação dos parâmetros dos modelos desenvolvidos é realizada a partir do método dos mínimos quadrados, que deve ser aplicado a resposta ao impulso de corrente padrão 8/20 μs . Assim, os modelos desenvolvidos são capazes de representar a resposta dos diferentes varistores utilizando apenas informações que são tipicamente fornecidas pelos fabricantes. Foi também proposto um procedimento de simulação que permite que os modelos desenvolvidos neste trabalho possam ser utilizados no *software* ATP, que é utilizado para realização de simulação de transitórios em sistemas elétricos. O desempenho dos modelos desenvolvidos foi comparado com o desempenho de modelos tradicionais, observou-se que os desenvolvidos foram capazes de representar a resposta dos varistores superando as limitações dos modelos existentes. O desenvolvimento deste trabalho trouxe como principais contribuições um modelo de varistores completamente funcional e com características únicas em comparação com os já existentes e um procedimento de simulação que permite a interação de modelos matemáticos e sistemas elétricos no ambiente do ATP.

ABSTRACT

In this work, two mathematical models were developed capable of representing the dynamic behavior of a zinc oxide varistor. For this, systems identification techniques were used, that allowed the creation of models that determine relationship between current and voltage in a zinc oxide varistor, without explaining the physics of the process. To develop and validate the proposed mathematical model, a database was constructed with samples of varistors with different physical characteristics. The varistors were subjected to current pulse signals with different amplitudes and waveforms, with front times ranging from 1.5 to 30 μs . The determination of the parameters of the developed models is carried out using the least squares method, which must be applied the response to the standard current impulse $8/20 \mu\text{s}$. Thus, the developed models are able to represent the response of the different varistors using only information that is typically provided by the manufacturers. It was also proposed a simulation procedure that allows the models developed in this work to be used on the ATP software, which is used to perform simulations of transients on power systems. The performance of the developed models was compared with the performance of traditional models, it was observed that the proposed models were able to represent the response of the varistors overcoming the limitations of the existing models. The development of this work brought as main contributions, a broad database that characterizes the dynamic behavior of the varistors, a model of varistors fully functional and with unique characteristics in comparison with the existing ones and a simulation procedure allows the interaction of mathematical models and Electrical systems in the ATP environment.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Representação esquemática das tensões e sobretensões em um sistema elétrico de alta tensão em função da duração das sobretensões.	17
Figura 2.2: Curva característica de um para-raios ZnO de 420 kV (HINRICHSEN, 2001).....	18
Figura 2.3: Circuito equivalente proposto para um varistor de óxido de zinco(LEVINSON e PHILIPP, 1975).....	21
Figura 2.4: Modelo proposto por Schmidt et al. (1989).	22
Figura 2.5: Modelo proposto por Hileman et al. (1990).....	22
Figura 2.6 Modelo proposto pelo IEEE W. G. 3.4.11 (1992).....	23
Figura 2.7: Modelo proposto por Pinceti et al. (1999).....	25
Figura 2.8: Modelo proposto por Fernandez & Diaz (2001).	26
Figura 2.9:Modelo proposto por Zitnik et al.(2005).....	27
Figura 2.10: Modelo proposto por Xin et al (2011).....	28
Figura 2.11: Modelo proposto por Triruttanapiruk e Yurthagowith com base em resultados experimentais (TRIRUTTANAPIRUK e YURTHAGOWITH, 2014).....	29
Figura 2.12:Modelo proposto por Brito (2016).....	32
Figura 2.13: Resposta de diferentes modelos a um impulso 8/20 μ s com 20 kA (BAYADI, HARID, <i>et al.</i> , 2003).....	39
Figura 2.14: Resposta de diferentes modelos a um impulso 1/2 μ s(BAYADI, HARID, <i>et al.</i> , 2003).....	39
Figura 3.1: Fluxograma da construção de um modelo (NELLES, 2001).	50
Figura 4.1: Fotografia dos varistores utilizados na construção da base de dados deste trabalho.....	59
Figura 4.2: Fotografia do arranjo utilizado nos ensaios de impulso de corrente.	60
Figura 4.3: Fotografia do transformador elevador e diodo retificador utilizados nos ensaios.	61
Figura 4.4: Fotografia de uma das amostras e da ponta de prova utilizada nos ensaios	61
Figura 4.5: Fotografia da mesa de controle utilizada nos ensaios.	61
Figura 4.6: Circuito elétrico do gerador de impulso de corrente.	62
Figura 4.7: Resultado dos testes realizados para determinação da necessidade da compensação da indutância.	64
Figura 4.8: Resposta de uma amostra de varistor a impulsos com polaridades distintas. Os sinais apresentados em valor absoluto.	65
Figura 4.9: Exemplo da filtragem empregada nos dados. (a) Sinal Completo e (b) Zoom na região mais ruidosa.	69
Figura 4.10: Resposta de um varistor tipo A a impulsos de corrente de 8 kA com diferentes tempos de frente.....	70
Figura 4.11: Efeito provocado pela variação da amplitude na forma de onda da resposta, para impulsos tipo IV.	72
Figura 4.12: Resposta para um varistor tipo A para todos os impulsos normalizados e re-amostrados para um mesmo numero de amostras.....	73
Figura 4.13: Circuito utilizado na realização do ensaio de caracterização.	75
Figura 4.14: Kit de alta tensão preparado para realização de ensaio de caracterização. Na fotografia não aparecem o osciloscópio nem o resistor shunt.	75
Figura 4.15:Formas de onda de tensão e corrente medidas na região de baixa corrente no varistor A1. ...	76
Figura 4.16: Curva V x I das amostras de varistores obtidas nos ensaios de caracterização das amostras.	77
Figura 5.1: Resposta de um modelo NARX a um impulso tipo V com 10 kA de amplitude, (a) modelo de primeira ordem, (b) modelo de terceira ordem e (c) modelo de décima ordem.....	85
Figura 5.2: Resposta do modelo NARX apresentado na Figura 5.1 (c) a um impulso com mesma forma, porém com amplitude de 15 kA.	86
Figura 5.3: Resposta de um modelo NARX de primeira ordem com realimentação da saída mais recente.	87
Figura 5.4:Resposta de um modelo de terceira ordem a um sinal de (a) 15 kA e (b) 8 kA.	89
Figura 5.5: Resposta do modelo apresentado na Equação 5.8 a impulsos tipo (a) V,(b) III e (c) II.	91
Figura 5.6: Resposta do modelo na Equação 5.8 a impulsos tipo III após o uso do sinal composto para cálculo dos parâmetros.	93
Figura 5.7: Resultado de uma simulação do modelo com e sem a exclusão de regressores espúrios para um varistor Tipo D submetido a um impulso Tipo V com 15 kA.	95
Figura 5.8: resposta do modelo matemático do varistor a sinais tipo V e IV.	96

Figura 5.9: Exemplos de simulações de impulsos tipo I para varistor tipo (a)A e (b) E.	102
Figura 5.10: Resultado da simulação do varistor C1.	104
Figura 5.11: resultados da simulação do varistor C2.	105
Figura 6.1: comparação da simulação do MMV no ATP e no MATLAB.....	120
Figura 6.2: Sistema elétrico típico utilizado nas simulações do MMV (DANTAS, 2007).....	123
Figura 6.3: Tensão no sistema sem para-raios.	124
Figura 6.4: Simulação dos modelos submetidos a um impulso 8/20 μ s	124
Figura 6.5: Respostas dos modelos a um impulso 1/2 μ s.	126

SUMÁRIO

Capítulo 1	12
1.1 Introdução	12
1.2 Objetivos	13
1.3 Contribuição da tese.....	14
1.4 Estrutura da Tese.....	15
Capítulo 2	17
2 Para-raios de óxido de zinco.....	17
2.1 Introdução	17
2.1 Curva VxI de para-raios	18
2.2 Modelos elétricos de para-raios	19
2.2.1 Modelo Convencional	20
2.2.2 Modelos Propostos por Levinson e Philipp (1975)	20
2.2.3 Modelo proposto por Tominaga et al. (1979)	21
2.2.4 Modelos propostos por Schmidt <i>et al.</i> (1989) e Hileman et al (1990)	22
2.2.5 Modelo IEEE (1992).....	23
2.2.6 Modelo proposto por Kim <i>et al.</i> (1996)	24
2.2.7 Modelos propostos por Pinceti <i>et al.</i> (1999), Fernandez & Diaz (2001) e Magro <i>et al.</i> (2004).....	24
2.2.8 Modelo proposto por Zitnik <i>et al.</i> (2005).....	26
2.2.9 Modelo proposto por Valsalal <i>et al.</i> (2011)	27
2.2.10 Modelo proposto por Xin <i>et al.</i> (2011)	28
2.2.11 Modelo proposto por Triruttanapiruk e Yurthagowith (2014)	29
2.2.12 Modelo proposto por Vilar (2013).....	30
2.2.13 Modelo proposto por Brito (2016).....	31
2.2.14 Demais trabalhos envolvendo Modelos matemáticos de para-raios	36
2.2.15 Otimizações de modelos propostos.....	36
2.2.16 Estudos comparativos entre modelos.....	38
2.2.17 O Exame de qualificação de Vilar (2015) e a tese de Vilar (2017)	41
2.3 Considerações sobre as limitações dos modelos existentes	43
2.4 Considerações gerais.....	45
Capítulo 3	48
3 Modelagem matemática e identificação de sistemas	48
3.1 Introdução	48
3.2 Procedimento de identificação de sistemas	49
3.2.1 Escolha dos sinais de entrada e saída do modelo.....	51
3.2.2 Escolha do sinal de excitação do modelo	51
3.2.3 Detecção de estrutura.....	52

3.2.3.1	NARMAX e NARX	52
3.2.3.2	Escolha da ordem, estrutura e complexidade do modelo	53
3.2.3.3	Determinação dos parâmetros	54
3.2.4	Validação do modelo	54
3.3	Estatística R-Quadrado	55
3.4	Considerações gerais.....	56
Capítulo 4	57
4	Metodologia e Resultados experimentais	57
4.1	Introdução	57
4.1	Características das amostras de varistores utilizadas	58
4.2	Descrição dos ensaios de impulso de corrente	60
4.2.1	Análise dos resultados dos ensaios de impulso de corrente	63
4.2.1.1	Avaliação do arranjo de medição	63
4.2.1.2	Análise do efeito da polaridade do impulso	64
4.2.1.3	Características dos impulsos aplicados	65
4.2.1.4	Filtragem dos sinais.....	68
4.2.1.5	Análise das medições	69
4.3	Ensaio de caracterização na região de baixa corrente das amostras	73
4.3.1	Análise dos resultados	76
Capítulo 5	78
5	Modelo matemático de um varistor de Óxido de Zinco	78
5.1	Introdução	78
5.2	Arquitetura geral do modelo e determinação da estrutura a ser utilizada	78
5.3	Determinação da representação da não-linearidade	80
5.4	Determinação de parâmetros do modelo desenvolvido.....	82
5.5	Desenvolvimento do modelo Matemático para varistores de óxido de zinco	84
5.6	Validação do modelo	95
5.7	Cálculo dissociado e amplitude e forma de onda da resposta de um varistor	106
5.8	Comparação dos modelos desenvolvidos com modelos tradicionais	113
5.9	Considerações finais	116
Capítulo 6	117
6	Aspectos práticos do funcionamento do MMV	117
6.1	Introdução	117
6.2	Representação do MMV no ATP.....	118
6.3	Especificidades do procedimento de simulação proposto.....	120
6.3.1	Resposta do modelo a correntes de polaridade negativa	121
6.3.2	Estabelecimento da Faixa de utilização do MMV	121
6.4	Simulação de descargas em linhas de transmissão utilizando o MMV	122
6.4.1	Simulação de uma descarga atmosférica com impulso padrão 8/20 μ s	123
6.4.2	Simulação de descarga atmosférica com sinal rápido 1/2 μ s	126
6.5	Procedimento de uso do MMV	128
6.6	Considerações Finais	128

Capítulo 7	130
7 Conclusões e perspectivas para trabalhos futuros.....	130
7.1 Conclusões	130
7.2 Propostas para trabalhos futuros	132
7.2.1 Ampliação da faixa de aplicação do modelo desenvolvido	132
7.2.2 Modelagem de outras características dos varistores	132
7.2.3 Simplificação do processo de simulação do MMV	133
7.2.4 Modelagem de outros equipamentos e fenômenos de interesse em sistemas elétricos	133
Referências	134

Capítulo 1

1.1 INTRODUÇÃO

Os para-raios são equipamentos utilizados na proteção de outros equipamentos contra surtos de tensão, sejam esses surtos atmosféricos ou decorrentes de manobras no próprio sistema onde os equipamentos estão inseridos. Sua capacidade de proteção é promovida por blocos de óxido de zinco dopados com outros óxidos metálicos. Esses blocos são conhecidos como varistores.

Quando submetidos a sua tensão normal de operação, os varistores devem se comportar como uma elevada resistência, de forma a não influenciar significativamente o funcionamento do sistema. Por outro lado, na ocorrência de uma sobretensão, o varistor deve se comportar como uma baixa resistência, absorvendo, assim, a maior parte da energia do surto e limitando a tensão que surgirá nos demais equipamentos, protegendo-os então dos efeitos do surto. Esse comportamento de variação da sua resistência mostra que o varistor pode ser compreendido como uma resistência que varia em função da tensão aplicada, contudo, estudos mais aprofundados indicam que quando submetidos a surtos impulsivos a resposta do varistor também é influenciada pela forma de onda aplicada, caracterizando assim um comportamento dinâmico. Tal comportamento dinâmico indica que o varistor não pode ser representado exclusivamente como uma resistência variável e dessa forma, tornando complexa a modelagem dos para-raios.

Diversos estudos dependem de uma modelagem adequada dos para-raios, como: seleção de níveis de tensão, capacidade de absorção de energia, coordenação de isolamentos e confiabilidade do sistema. Por isso, diversos pesquisadores vêm direcionando esforços para propor um modelo que seja capaz de representar o comportamento dinâmico do varistor de forma razoável. Como exemplo desse esforço, a revisão bibliográfica deste trabalho apresenta 16 modelos diferentes propostos a partir de 1975, além de vários outros trabalhos que se propõe a avaliar, comparar e aplicar esses modelos.

A metodologia majoritariamente aplicada nesses trabalhos consiste em propor um circuito elétrico cuja resposta seja semelhante à resposta do varistor ao impulso de corrente $8/20 \mu\text{s}$. Posteriormente, os parâmetros dos modelos são determinados com base em ensaios ou, quando não é tecnicamente viável realizar ensaios, curvas características providas por referências ou fabricantes. Esta metodologia naturalmente é válida, mas não é a única forma viável de propor um modelo.

Em seu trabalho de dissertação, Vilar (2013) propôs outra metodologia para elaboração do modelo de um varistor de óxido de zinco. Baseando-se em técnicas de identificação de sistemas, o autor propôs um modelo matemático para representação do comportamento do varistor. Contudo, conforme será discutido no Capítulo 2, apesar de promissor, uma série de fatores inviabilizam o uso de um modelo matemático da forma que foi proposto naquele trabalho.

Neste trabalho de doutorado foi desenvolvido um novo modelo matemático de varistor que representa seu comportamento com uma precisão adequada, porém, sem apresentar as limitações dos modelos existentes, limitações estas que serão apresentadas e discutidas no Capítulo 2. Além disso, o modelo desenvolvido foi avaliado e aplicado em situações típicas para comprovar sua aplicabilidade prática.

O desenvolvimento do trabalho de doutorado estava vinculado ao projeto de pesquisa e desenvolvimento intitulado “Modelo de Para-raios de Óxido de Zinco para Estudos de Sobretensões em Sistemas de Potência” que foi desenvolvido em parceria pela Universidade Federal de Campina Grande e a Companhia Hidroelétrica do São Francisco (CHESF) que é parte do grupo ELETROBRAS.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um modelo matemático que represente satisfatoriamente o comportamento de para-raios de óxido de zinco, superando as limitações teóricas, práticas e técnicas dos modelos existentes. Para tanto, o modelo matemático necessita:

- Que seus parâmetros possam ser determinados exclusivamente a partir de dados providos pelo fabricante do para-raios;
- Que a característica dinâmica dos varistores seja plenamente representada;

- Que seja capaz de reproduzir satisfatoriamente toda a forma de onda da resposta do varistor modelado;
- Que seja capaz de reproduzir satisfatoriamente o comportamento de varistores independentemente de sua classe;
- Que seja capaz de reproduzir o comportamento de um dado para-raios com um único conjunto de parâmetros;
- Que esteja apto a ser utilizado em um *software* de simulação de transitórios eletromagnéticos.

Para alcançar o objetivo geral do trabalho foram necessários o desenvolvimento dos objetivos específicos:

- Estudo das características dos modelos existentes de para-raios de óxido de zinco;
- Construção e análise de uma base de dados que possa representar o comportamento de varistores de Oxido de Zinco com diferentes características físicas;
- Análise e avaliação de estruturas que possam ser utilizadas na representação do comportamento presente na base de dados, bem como, a seleção de informações, previamente conhecidas ou observadas durante os ensaios, que possam melhorar o desempenho dos modelos desenvolvidos;
- Desenvolvimento de um modelo cujos parâmetros possam ser identificados apenas a partir de informações básicas ou ensaios de rotina;
- Adaptação do modelo matemático para ser utilizado em um ambiente de simulação de transitórios eletromagnéticos;
- Emprego do modelo desenvolvido em estudos de sobretensões em sistemas elétricos.

1.3 CONTRIBUIÇÃO DA TESE

Existem atualmente vários modelos de circuitos elétricos de para-raios de óxido de zinco, todos eles foram propostos seguindo metodologias similares. Em virtude

disso, as características de operação e as limitações destes modelos são também similares. A pesquisa desenvolvida quebra esse paradigma ao propor um modelo com uma metodologia diferente para superar as limitações dos modelos existentes.

Assim, foi proposto um modelo matemático baseado em técnicas de identificação de sistemas para representar o comportamento de um para-raios de óxido de zinco. Além de permitir uma representação de maior exatidão dos para-raios, a aplicabilidade e a versatilidade da metodologia desenvolvida abre a possibilidade de aplicar os procedimentos na modelagem de outros equipamentos e fenômenos de interesse em sistemas elétricos.

O modelo desenvolvido neste trabalho necessita funcionar em *softwares* de simulação de transitórios eletromagnéticos, só assim ele poderá ser utilizado nos estudos típicos onde modelos de para-raios são necessários. Contudo, tais programas realizam suas simulações a partir de circuitos elétricos, inviabilizando assim o uso direto de modelos matemáticos.

Assim, neste trabalho foi proposto um procedimento que permite que um modelo matemático possa ser simulado no *Alternative Transients Program* (ATP).

A metodologia de simulação no ambiente ATP desenvolvida não está restrita aos modelos propostos neste trabalho, abrindo possibilidades para utilizar as técnicas de identificação de sistemas a outros equipamentos e fenômenos de interesse em sistemas elétricos e posteriormente simulá-los no Ambiente do ATP.

1.4 ESTRUTURA DA TESE

No Capítulo 2 será apresentada uma revisão bibliográfica acerca de para-raios de óxido de zinco, com ênfase na evolução dos modelos tradicionalmente utilizados para descrever seu funcionamento.

O Capítulo 3 fornece um embasamento teórico básico na área de identificação de sistemas, sendo apresentados apenas conceitos consolidados com o intuito de facilitar a compreensão do trabalho.

Os procedimentos experimentais aplicados na obtenção de todos os dados utilizados estão descritos no Capítulo 4, onde também é realizada uma análise dos dados obtidos.

O Capítulo 5 apresenta o desenvolvimento e validação de dois modelos matemáticos para varistores de óxido de zinco, enquanto que, no Capítulo 6 são discutidos alguns aspectos práticos do uso dos modelos.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e as propostas de trabalhos futuros.

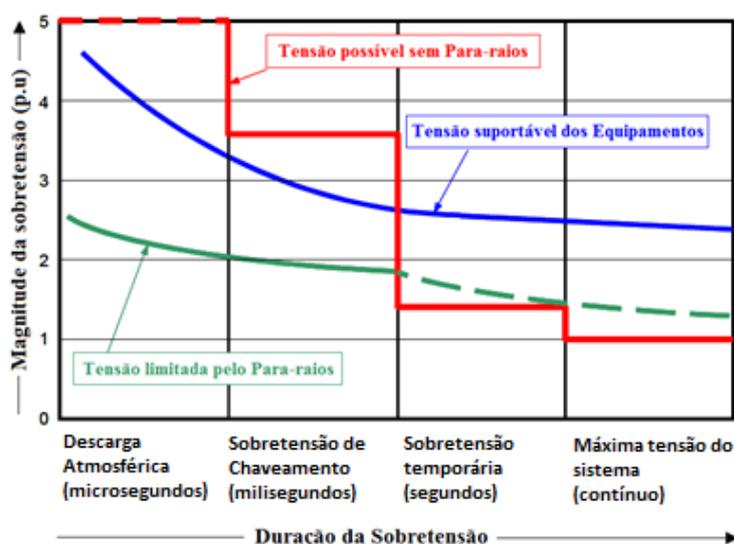
Capítulo 2

PARA-RAIOS DE ÓXIDO DE ZINCO

2.1 INTRODUÇÃO

Os equipamentos de alta tensão são suscetíveis a diferentes tipos de sobretensões durante sua operação. Naturalmente, tais equipamentos necessitam suportar descargas atmosféricas ou surtos de manobra sem se danificar. Contudo, elevar o nível de isolamento dos equipamentos, para que possam suportar sobretensões, elevaria demasiadamente o custo dos equipamentos. Assim, a alternativa é utilizar equipamentos de proteção que possam limitar as sobretensões. Neste contexto, os para-raios se mostram fundamentais, sendo parte indispensável da coordenação de isolamentos do sistema. Na Figura 2.1 é possível verificar o efeito dos para-raios nos níveis de tensão em um sistema elétrico de alta tensão.

Figura 2.1: Representação esquemática das tensões e sobretensões em um sistema elétrico de alta tensão em função da duração das sobretensões.



Fonte: Hinrichsen (2001).

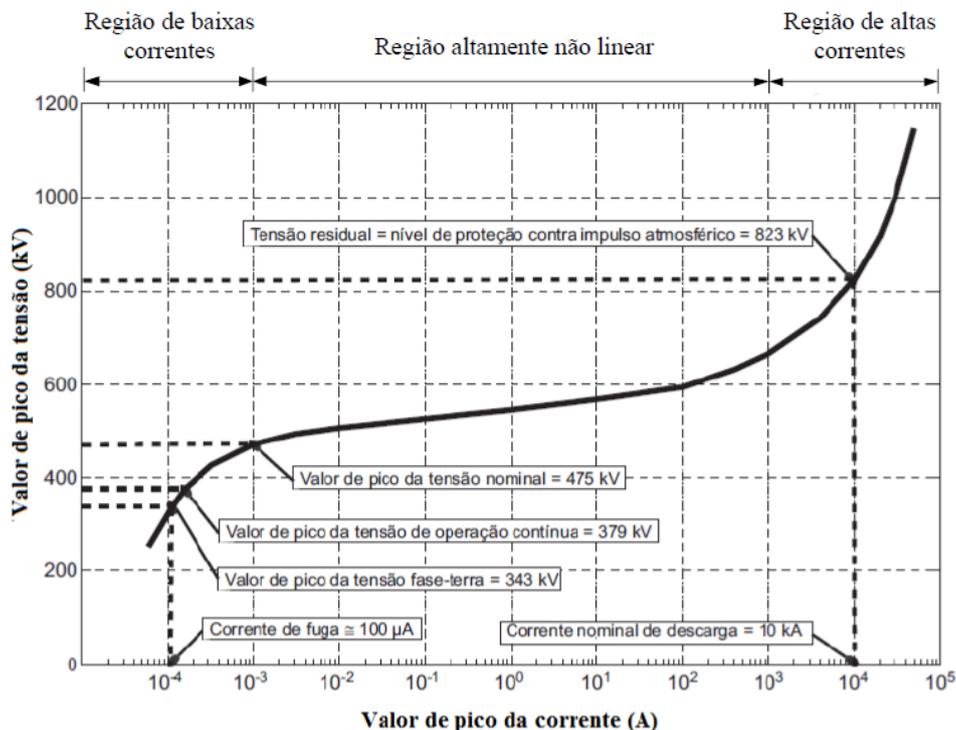
A capacidade de proteção dos para-raios é devido à sua resposta não linear em função do nível de tensão aplicada, de modo que para os níveis normais de operação do

sistema elétrico, o para-raios se comporta como um dispositivo de elevada impedância e, na ocorrência de sobretensões, ele se comporta como um dispositivo de baixa impedância, drenando, para terra, parcela significativa da corrente de surto e limitando a tensão a níveis aceitáveis pelos equipamentos protegidos. Atualmente, a grande maioria dos para-raios emprega óxidos metálicos, dentre os quais se destaca o óxido de zinco dopado com outros óxidos metálicos (HINRICHSEN, 2001).

2.1 CURVA V_{XI} DE PARA-RAIOS

Na Figura 2.2 é apresentado um exemplo de uma curva tensão *versus* corrente, referida usualmente como curva V_{XI} , de um para-raios de óxido de zinco. Na curva também são ressaltados os pontos relevantes para o entendimento e aplicação dos para-raios.

Figura 2.2: Curva característica de um para-raios ZnO de 420 kV (HINRICHSEN, 2001).



A primeira parte da curva apresentada na Figura 2.2 corresponde à região de baixa corrente, onde a corrente elétrica, no caso, pode atingir até 0,75 mA. A figura representa apenas a componente resistiva da corrente que é da ordem de dezenas a centenas de microampères (HINRICHSEN, 2001).

O valor de pico da tensão fase-terra indicado na Figura 2.2 corresponde ao valor de pico da tensão normalmente aplicada diretamente ao para-raios em um sistema de 420 kV.

O próximo ponto de interesse na curva VxI é a máxima tensão de operação contínua (MCOV, do inglês, *maximum continuous operating voltage*), que corresponde ao máximo valor eficaz de tensão que pode ser aplicado ao para-raios por tempo indeterminado (IEEE, 2005). Na literatura é comum se referir a este valor através do símbolo U_c .

A tensão nominal, usualmente simbolizada por U_r , de um para-raios, ao contrário da maioria dos equipamentos, não corresponde à tensão para qual o para-raios foi projetado para operar continuamente. Em um para-raios de ZnO, a tensão nominal caracteriza a capacidade do equipamento de lidar com sobretensões temporárias. Este nível de tensão só deve ser aplicado por um intervalo curto de tempo, em geral 10 segundos, embora alguns fabricantes indiquem até 100 segundos. Durante a aplicação da tensão nominal, a corrente resistiva do para-raios não deve superar um determinado valor, específico de cada para-raios, pois, sob determinadas circunstâncias, isto pode levar à instabilidade térmica do equipamento (HINRICHSEN, 2001).

Na região de correntes superiores a 100 A, a principal grandeza de interesse do varistor é o nível de proteção contra impulsos, que corresponde ao valor de pico da tensão residual que surge no para-raios quando por ele passa a corrente de descarga nominal, que corresponde a uma corrente impulsiva com forma de onda e amplitude normatizadas (GUPTA, 1990).

2.2 MODELOS ELÉTRICOS DE PARA-RAIOS

A seguir, serão discutidos os principais modelos elétricos desenvolvidos para representar a resposta de um para-raios a impulsos rápidos. Neste trabalho, optou-se por utilizar a expressão “modelos tradicionais” para se referir ao conjunto de modelos desenvolvidos até o presente.

2.2.1 MODELO CONVENCIONAL

Devido à sua característica de funcionamento, os primeiros modelos dos para-raios o caracterizam como uma resistência não linear que se reduzia drasticamente em função da tensão aplicada. Tal representação passou a ser conhecida como modelo convencional.

Atualmente, os programas de simulação de transitórios eletromagnéticos que utilizam este modelo empregam a Equação 2.1 como representação da não linearidade (DOMMEL, 1996).

$$i = p\left(\frac{v}{V_{ref}}\right)^q. \quad (2.1)$$

Na Equação 2.1, os parâmetros i e v são os valores instantâneos da corrente e a tensão no para-raios, respectivamente, q é o expoente, p o multiplicador para cada segmento, porém, o uso de múltiplos segmentos pode levar a problemas de convergência, e V_{ref} é uma tensão de referência arbitrária que normaliza a equação e previne problemas de representação numérica durante a potenciação.

O modelo descrito na Equação 2.1 apresenta um bom desempenho na representação da resposta a impulsos lentos. Contudo, a característica dinâmica dos para-raios faz com que a sua tensão residual seja afetada pela forma de onda da descarga que incide no varistor. Tal comportamento não pode ser reproduzido pela Equação 2.1, de tal forma que o modelo convencional não é capaz de representar a característica dinâmica dos para-raios.

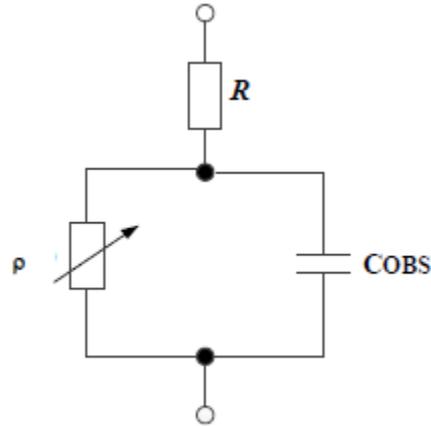
A variação da tensão residual em consequência de uma variação do tempo de frente da corrente incidente caracteriza um comportamento dinâmico do para-raios que não pode ser representado pelo modelo convencional. Portanto, o uso do modelo convencional em estudos de transitórios rápidos é desaconselhável.

2.2.2 MODELOS PROPOSTOS POR LEVINSON E PHILIPP (1975)

Tomando como base uma interpretação física do comportamento dos varistores de óxido de zinco, bem como, um conjunto de medições de alta frequência da resistência dos grãos, Levinson e Philipp (1975) propuseram um circuito elétrico que

pode ser ajustado para representar as características não-lineares dos varistores de óxido de zinco. O circuito elétrico proposto é apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3: Circuito equivalente proposto para um varistor de óxido de zinco(LEVINSON E PHILIPP, 1975)



Fonte: Brito (2016).

No circuito da Figura 2.3, a resistência r corresponde à resistência série dos grãos de óxido de zinco, enquanto que p e C_{obs} dizem respeito à camada intergranular.

Posteriormente, Levinson e Philipp publicaram um novo trabalho onde as características físicas do processo de condução dos varistores são analisadas de forma mais profunda. Neste novo trabalho, os autores propõem uma alteração no modelo apresentado na Figura 2.3. Assim, com o intuito de caracterizar a indutância do corpo do varistor, foi proposta inserção de uma indutância em série com a resistência r no circuito da Figura 2.3. Essa alteração melhorou a capacidade de representação do modelo (LEVINSON e PHILIPP, 1976).

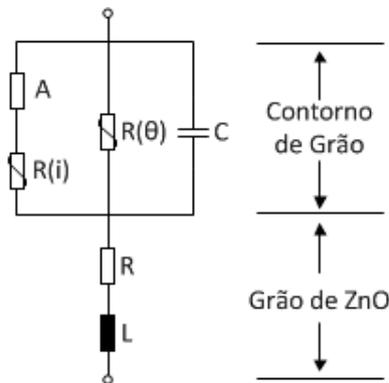
2.2.3 MODELO PROPOSTO POR TOMINAGA ET AL. (1979)

Tominaga *et al.* (1979) propuseram um modelo para contemplar a característica dinâmica do para-raios. Os autores buscaram representar a característica dinâmica dos varistores pelo laço de histerese de um circuito indutivo, de modo que, foi utilizado uma indutância em série com uma resistência não linear como estrutura para o modelo. Tal modelo obteve sucesso em testes particulares, contudo, os resultados apontam que uma indutância de valor fixo não pode representar todas as condições de operação do varistor (TOMINAGA *et al.*, 1979).

2.2.4 MODELOS PROPOSTOS POR SCHMIDT *ET AL.* (1989) E
HILEMAN *ET AL* (1990)

Schmidt et al (1989) propuseram o circuito equivalente de para-raios de ZnO mostrado na Figura 2.4. No trabalho, eles buscaram uma analogia entre o circuito-modelo e a estrutura do varistor, de modo que os elementos R e L são atribuídos aos grãos de ZnO, enquanto os outros elementos estão relacionados com contorno de grãos.

Figura 2.4: Modelo proposto por Schmidt et al. (1989).

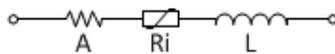


Fonte: Adaptado de Schmidt (2016).

Os resultados do trabalho apontam que, quando os parâmetros são determinados de forma correta o modelo apresenta bons resultados, sobretudo na determinação do valor de pico da tensão residual. Contudo, a determinação dos parâmetros do modelo apresentado na Figura 2.4 é dependente de curvas padronizadas, condições ambientais e dados providos pelo trabalho de outros pesquisadores ou fabricantes.

No ano seguinte, Hileman et al. (1990) propuseram uma simplificação do modelo de Schmidt et al. (1989), que mais tarde ficaria conhecido como modelo do *Cigré* e está apresentado na Figura 2.5. O desempenho e as características deste modelo são similares às do modelo apresentado na Figura 2.4, mas a determinação dos seus parâmetros não depende de dados de difícil acesso (HILEMAN *et al.*, 1990).

Figura 2.5: Modelo proposto por Hileman et al. (1990).

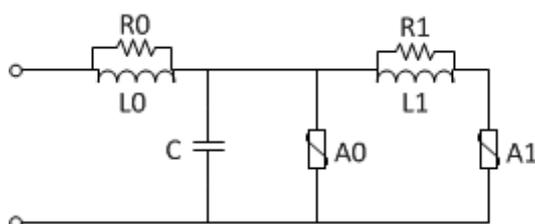


Fonte: Adaptado de Hileman (1990).

2.2.5 MODELO IEEE (1992)

O modelo do IEEE proposto pelo grupo de trabalho IEEE W. G. 3.4.11 (1992), formado em 1971 pelo comitê de equipamentos de proteção contra faltas do IEEE pode ser visto na Figura 2.6. Neste modelo, a característica não linear $V \times I$ do para-raios é obtida pelas duas resistências não lineares A_0 e A_1 . O filtro R-L entre as duas resistências não lineares é responsável por gerar o efeito dinâmico do modelo.

Figura 2.6 Modelo proposto pelo IEEE W. G. 3.4.11 (1992).



Fonte: Adaptado de IEEE W. G. 3.4.11 (1992).

O modelo apresentado na Figura 2.6 buscou uma analogia entre os elementos do circuito e características físicas do para-raios, de modo que a indutância L_0 representa a indutância associada a campos magnéticos nas imediações do para-raios, a capacitância C simula o efeito capacitivo do para-raios e a resistência R_0 é usada para evitar instabilidade numérica durante o uso do modelo.

A partir das dimensões físicas do para-raios, algumas fórmulas foram propostas para calcular L_0 , R_0 , C e R_1 (IEEE 3.4.11, 1992). O parâmetro L_1 tem maior influência no resultado e uma fórmula a partir das dimensões físicas do equipamento também é sugerida.

O artigo que apresenta o modelo proposto pelo IEEE relata bons resultados em termos de valores de pico, para transitórios com tempo de frente de $0,5 \mu\text{s}$ a $45 \mu\text{s}$. Contudo, verifica-se uma queda de tensão inesperada na cauda da curva de tensão, onde a forma de onda produzida pelo modelo às vezes é bastante discordante da forma de onda de tensão obtida experimentalmente (BAYADI *et al.*, 2003).

Segundo os autores do modelo IEEE, o conjunto de dados utilizados para proposição de tal modelo foi significativamente diferente dos dados existentes até então. Nos dados utilizados o efeito dinâmico provocava um aumento de cerca de 6% na tensão residual do para-raios, em consequência de uma redução no tempo de frente de $8 \mu\text{s}$ para $1 \mu\text{s}$, enquanto dados anteriores indicavam aumentos superiores a 12%. Os

autores do artigo atribuem essa diferença significativa à elevada indutância no arranjo de medição utilizado para construção das bases de dados existentes até então.

Embora o trabalho que propôs o modelo IEEE transpareça que o modelo tem o objetivo de representar a resposta do varistor a sinais impulsivos, não foi estabelecido de forma clara quais são os limites de operação do modelo em termos de faixa de frequência ou amplitude.

2.2.6 MODELO PROPOSTO POR KIM *ET AL.* (1996)

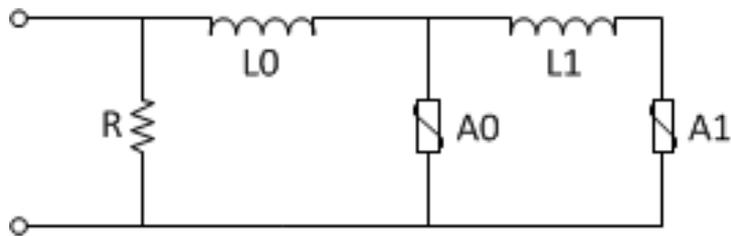
KIM *et al.* (1996) propuseram um modelo que consistia em uma resistência não linear em série com uma indutância não linear, introduzida para produzir o efeito dinâmico do para-raios. Este modelo foi construído a partir da curva VxI do impulso de onda 8/20 μ s e da taxa de aumento da frente de onda da tensão para o impulso padrão (KIM *et al.*, 1996). O modelo proposto tem uma boa resposta para impulsos de frente rápida, apresentando erros menores que 1% na determinação do valor de pico da tensão residual. Entretanto, para impulsos de corrente com tempos de frente maiores que 4 μ s não se constata os mesmos bons resultados. Conclui-se, portanto, que o modelo é útil apenas nas simulações com impulsos de frente rápida.

2.2.7 MODELOS PROPOSTOS POR PINCETI *ET AL.* (1999),

FERNANDEZ & DIAZ (2001) E MAGRO *ET AL.* (2004)

Pinceti *et al.* (1999) propuseram uma simplificação do modelo do IEEE, com pequenas modificações. Observando o modelo na Figura 2.7, verifica-se que as resistências R_1 e R_0 foram substituídas pela resistência R , a qual tem a finalidade de evitar problemas numéricos, e a capacitância C foi eliminada, pois os autores consideraram que esta apresentava pouco efeito sobre o comportamento do modelo (PINCETI e GIANNETTONI, 1999). O modo de funcionamento deste modelo é bastante similar ao proposto pelo IEEE.

Figura 2.7: Modelo proposto por Pinceti et al. (1999).



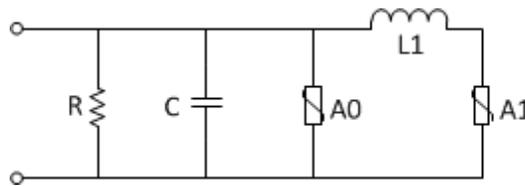
Fonte: Adaptado de Pinceti et al. (1999).

Sabe-se que, quando operando na região de baixa corrente, a componente capacitiva da corrente do varistor é significativa, enquanto que na região de altas correntes não. De tal forma que a eliminação da capacitância C indica que o modelo apresentado na Figura 2.7, assim como, o modelo IEEE, deve ser utilizado para representar o comportamento do varistor na reposta de impulsos de corrente, contudo, assim como no modelo IEEE não são investigados os limites de operação do modelo.

A principal vantagem do modelo apresentado na Figura 2.7, segundo seus autores, é a simplificação do processo de determinação dos parâmetros, em comparação com o modelo IEEE. Os critérios propostos levam em consideração apenas as características elétricas do para-raios e não é necessário o uso de processos iterativos. Segundo os autores, o modelo apresenta erros inferiores a 4,5% na determinação do valor de pico da tensão residual, para transitórios com tempo de crescimento de $1 \mu\text{s}$ a $30 \mu\text{s}$. Contudo, da mesma forma que no modelo IEEE, verifica-se uma queda de tensão inesperada na cauda da curva de tensão, onde a forma de onda produzida pelo modelo, às vezes, é bastante discordante da forma de onda de tensão obtida experimentalmente (BAYADI *et al.*, 2003).

O modelo proposto por Fernandez & Diaz (2001) é outra simplificação do modelo proposto pelo IEEE e pode ser visto na Figura 2.8. No modelo, em comparação com o modelo do IEEE, R_0 e L_0 foram descartados, restando apenas a indutância L_1 entre as resistências não lineares A_0 e A_1 . No modelo, C representa a capacitância terminal-terminal do para-raios, e a resistência R , em paralelo com A_0 , destina-se a evitar as oscilações numéricas. A determinação dos parâmetros do modelo possui muitos passos na determinação de A_0 e A_1 e, principalmente, de L_1 .

Figura 2.8: Modelo proposto por Fernandez & Diaz (2001).



Fonte: Adaptado de Fernandez & Diaz (2001).

Algumas vantagens do modelo é que todos os dados necessários podem ser obtidos no catálogo do fabricante ou, alternativamente, nas medições experimentais, e o mecanismo de ajuste é simples e não há necessidade de cálculos iterativos. Para correntes de frente rápida com tempos de frente de $1 \mu\text{s}$ a $8 \mu\text{s}$, o modelo tem um erro máximo de 1,7% no pico da tensão (FERNÁNDEZ e DÍAZ, 2001). No entanto, trabalhos posteriores realizaram simulações utilizando este modelo e observou-se na forma de onda características que não condizem com o comportamento natural de um varistor (BAYADI, HARID, *et al.*, 2003), tais trabalhos serão discutidos em mais detalhes posteriormente ainda neste capítulo.

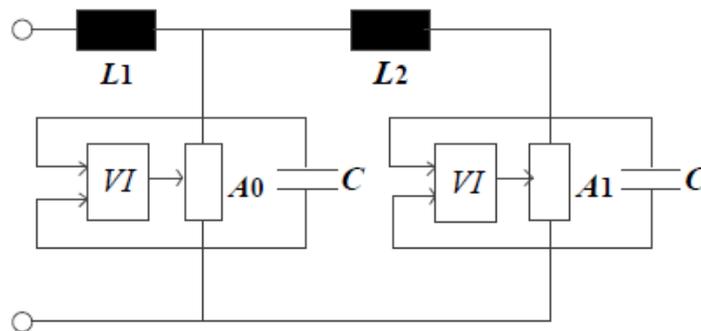
A partir do modelo apresentado na Figura 2.7, Magro *et al.* (2004) propuseram um novo método para determinação dos parâmetros. Segundo os autores, o modelo de Pinceti apresenta pouca precisão para diversos para-raios de média tensão. Além disso, a determinação dos parâmetros do modelo de Pinceti apresenta como dificuldade a indisponibilidade dos dados necessários para calcular os parâmetros dinâmicos do modelo, porque, muitas vezes, o fabricante não declara a tensão residual de pulso íngreme (com um tempo de subida entre 0,5 e $1 \mu\text{s}$). A fim de contornar o problema, Magro *et al.* (2009) propuseram um método para determinar os parâmetros L_0 e L_1 que não depende da tensão residual de pulso íngreme e que apresenta uma boa acurácia para para-raios de alta e média tensão. Contudo, este modelo apresenta as mesmas limitações do modelo Pinceti e IEEE, ou seja, é uma boa representação apenas do valor de pico da forma de onda de tensão.

2.2.8 MODELO PROPOSTO POR ZITNIK *ET AL.* (2005)

Zitnik *et al.* (2005) propuseram o modelo visualizado Figura 2.9. Os autores o desenvolveram a partir do modelo proposto por IEEE *Working Group* 3.4.11 (1992). A_0 e A_1 representam resistências não lineares, cuja curva característica VxI é obtida aplicando um fator de escala à curva característica VxI dos elementos A_0 e A_1 , presentes

no modelo IEEE. Os blocos VI , mostrados na Figura 2.9, representam o fator de escala. Os parâmetros L_1 e L_2 são obtidos a partir dos valores de indutância e tensão de operação do supressor de surto, que de acordo com os autores, são encontrados no *datasheet* do fabricante. Também de acordo com os autores, o valor da capacitância C é fornecido no *datasheet* do fabricante do para-raios. O modelo proposto por Zitnik et al. (2005) foi validado apenas para o impulso de corrente com forma de onda 8/20 μ s, portanto, não é possível avaliar o efeito dinâmico do modelo.

Figura 2.9: Modelo proposto por Zitnik et al. (2005)



Fonte: Adaptado de Zitnik et al. (2005).

2.2.9 MODELO PROPOSTO POR VALSALAL ET AL. (2011)

Valsalal et al. (2011) propuseram uma modificação no modelo de Magro, baseado no efeito das capacitâncias parasitas presentes no para-raios. Inicialmente, os autores afirmaram que o modelo de Magro não é capaz de prever a tensão residual do para-raios com acurácia quando o tempo de frente do impulso de corrente aplicado é inferior a 1 μ s.

Os autores explicaram que há diferenças significativas na resposta obtida quando o tempo de frente do impulso de corrente aplicado é inferior a 1 μ s. Para surtos de corrente com tempo frente maiores que 1 μ s, a tensão residual do para-raios atinge o pico antes da corrente. No entanto, para surtos de corrente com o tempo de frente menores que 1 μ s, a tensão residual do para-raios atinge o pico após a corrente. Além disso, eles observaram que o atraso na resposta inicial do para-raios aumenta com a inclinação do pico de corrente. Tal efeito foi atribuído às capacitâncias parasitas presentes no bloco de ZnO e, com base neste estudo, um modelo de para-raios para transitórios muito rápidos foi proposto, incorporando ao modelo de Magro o efeito destas capacitâncias, de tal forma que, os parâmetros do modelo são calculados

conforme idealizados por Magro e as capacitâncias parasitas adicionadas pelos autores desse trabalho são calculadas com base no Método dos Elementos Finitos.

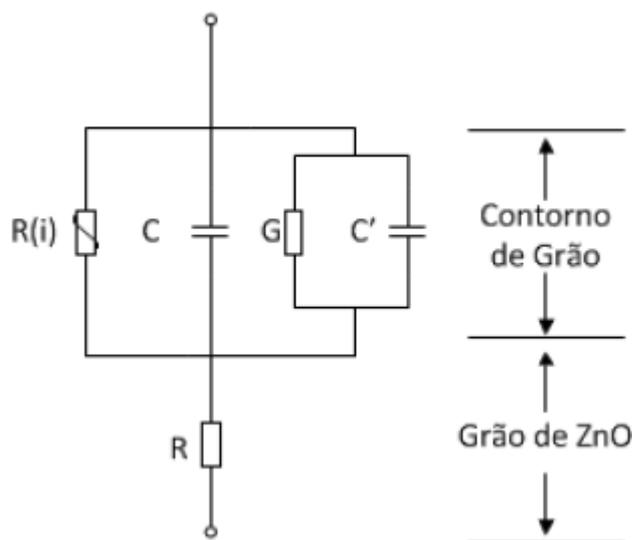
Os autores validaram o novo modelo verificando que o valor simulado da tensão residual é muito próximo do valor determinado pelo fabricante, afirmando assim que o modelo representa adequadamente os atrasos devido a descargas com tempo de frente maiores e menores que $1\mu\text{s}$, e que o modelo representa o efeito do uso de anéis equalizadores.

As características do processo de construção do modelo Valsalal *et al.* (2011) indicam que deve ser utilizado na simulação de impulsos rápidos, contudo, os autores não estabelecem uma faixa de frequência onde o modelo é adequado.

2.2.10 MODELO PROPOSTO POR XIN *ET AL.* (2011)

XIN *et al.* (2011) propuseram um modelo, apresentado na Figura 2.10, para altas frequências, baseado na microestrutura do varistor de ZnO e na teoria de polarização dos varistores de ZnO devido a campos elétricos alternados.

Figura 2.10: Modelo proposto por Xin et al (2011).



Segundo os autores, o grão é equivalente a uma resistência fixa R , que é determinada pela estrutura do para-raios. Os efeitos nos contornos dos grãos foram representados utilizando os diferentes elementos do circuito.

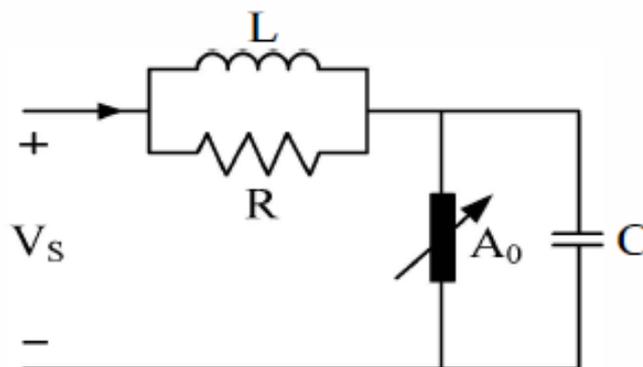
Com base no espectro de dielétrico obtido por experimentação, os valores propostos para G e C' foram $0,03\text{ S}$ e $12,312\text{ pF}$, respectivamente, já a capacitância C

foi estimada em 19 pF. Além disso, a resistência fixa deve ser determinada pela estrutura do para-raios e a resistência não linear com base na característica VxI do mesmo (XIN, JING e JIANYUAN, 2011).

2.2.11 MODELO PROPOSTO POR TRIRUTTANAPIRUK E YURTHAGOWITH (2014)

Em seu trabalho, Triruttanapiruk e Yurthagowith (2014), publicaram um trabalho onde é proposto um novo circuito elétrico para modelar o comportamento de um varistor de óxido de zinco. Este modelo baseia-se em um conjunto de medições realizadas pelos próprios autores, que também utilizaram tais medições para avaliar o desempenho do modelo IEEE em comparação ao modelo que propuseram. Na Figura 2.11 apresenta-se o modelo em questão.

Figura 2.11: Modelo proposto por Triruttanapiruk e Yurthagowith com base em resultados experimentais (TRIRUTTANAPIRUK E YURTHAGOWITH, 2014).



No circuito da Figura 2.11, a resistência R possui um valor fixo e deve apenas amortecer oscilações numéricas. A capacitância C deve ser medida diretamente no para-raios. Por sua vez, curva da resistência não linear A_0 é obtida através de uma linearização por partes do laço de histerese VxI do para-raios, que deve ser obtido através de ensaios. Os autores se referem ao parâmetro R como resposta estática do varistor. Por fim, indutância L deve ser calculada de tal forma a resposta do modelo se ajuste à resposta dinâmica do varistor modelado.

Embora os autores não calculem a diferença entre a resposta do modelo proposto e os resultados experimentais, os gráficos apresentados no trabalho dão a entender que seu desempenho é superior ao modelo do IEEE para os casos analisados, contudo, o modelo em questão foi avaliado apenas na resposta ao impulso padrão 8/20 μs .

2.2.12 MODELO PROPOSTO POR VILAR (2013)

Em sua dissertação, Vilar (2013) propõe uma nova abordagem para a modelagem de para-raios, que não se encaixa na categoria dos modelos tradicionais. Ao invés de utilizar um circuito elétrico, o autor propõe o uso de um modelo matemático, uma equação, que possa representar toda a característica dinâmica dos varistores de óxido de zinco. A Equação 2.2 apresenta o modelo proposto no trabalho de Vilar (2013).

$$\begin{aligned} V(t) = & K_1 * v(t - 1) + K_2 * i(t) + K_3 * i(t - 1) + K_4 * v(t - 1) * i(t) \quad (2.2) \\ & + K_5 * v(t - 1) * I(t - 1) + K_6 * (i(t))^2 + K_7 * i(t) \\ & * i(t - 1) + K_8 * (i(t - 1))^2. \end{aligned}$$

Na Equação 2.2, K representa os parâmetros do modelo, V e I a tensão e corrente no varistor respectivamente e t é a variável discreta tempo. Os valores de K devem ser determinados a partir da resposta ao impulso padrão 8/20 μ s por meio da aplicação direta do método dos mínimos quadrados. Equação 2.2 só está apta a lidar com dados normalizados, de tal forma que eventuais usuários do modelo precisariam de um segundo modelo para calcular o valor da tensão residual no para-raios. Por isso, além do modelo matemático para calcular a forma de onda da resposta dos varistores, o autor propôs um método para o cálculo da amplitude da tensão residual de amostras de varistores. O método consiste em determinar uma superfície tridimensional para correlacionar corrente, tensão e tempo de frente. No entanto, esse método não se adapta ao uso em simuladores de circuitos elétricos, uma vez que calcula tão somente a amplitude da tensão no varistor. Além disso, é necessário o uso da resposta a um impulso 4/10 μ s na determinação da resposta final do modelo. Como a resposta a impulsos 4/10 μ s não é uma informação comumente disponível, esse modelo tem severa limitação prática.

Durante a validação do modelo matemático, o autor o compara com alguns modelos tradicionais: o modelo IEEE, o modelo convencional, modelo Pinceti e modelo Magro. O autor constata que, em todos os casos avaliados, o modelo matemático é capaz de determinar o valor de pico da tensão residual com uma precisão semelhante à

dos modelos tradicionais, contudo, representa a forma de onda da resposta de forma mais fidedigna, evidenciando assim um diferencial em relação aos modelos existentes. Esse modelo ainda apresenta outras severas limitações que serão comentadas a seguir.

Primeiramente, todo o processo de desenvolvimento e validação do modelo foi baseado nas respostas de um único tipo de varistor. Sabe-se que modelos matemáticos costumam ser bastante específicos, assim é provável que a Equação 2.2 necessite ser alterada para poder representar um varistor de forma geral. Na verdade, nem se quer é possível garantir que a Equação 2.2 pode ser utilizada para representar um varistor de forma ampla.

Outra limitação está na plataforma de simulação, estudos envolvendo modelos de varistores geralmente são realizados em softwares de simulação de transitórios que não estão preparados para lidar, ao menos não de forma direta, com modelos como o apresentado na Equação 2.2.

Existem ainda algumas limitações menores, por exemplo, o fato de o autor não avaliar o efeito que mudanças nas polaridades dos impulsos de corrente possam provocar na resposta do modelo. Além disso, todas as validações foram realizadas com impulsos rápidos, de modo que não se pode ter ideia do desempenho do modelo em surtos de manobra.

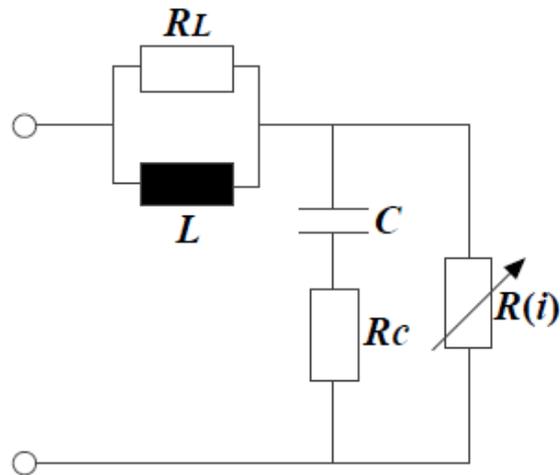
Além das limitações do modelo, trabalhos posteriores como o de Brito (2016) e de Vilar (2017) apontam que o arranjo de medição que foi utilizado na formação da base de dados utilizada por Vilar (2013) é suscetível a erros provocados por tensões induzidas que não foram avaliadas.

O trabalho de Vilar *et al.* (2015) utiliza uma base de dados de impulsos de corrente com a indutância de medição corrigida para avaliar o desempenho do modelo IEEE e do modelo convencional. Os resultados indicam que o desempenho desses modelos é significativamente inferior ao relatado pelos respectivos autores. Embora o trabalho de Vilar *et al.* (2015) não discuta o modelo proposto por Vilar (2013) diretamente, espera-se que o desempenho de Vilar (2013) também seja inferior em consequência das novas características da base de dados.

2.2.13 MODELO PROPOSTO POR BRITO (2016)

Em sua tese, Brito (2016) propôs o modelo apresentado na Figura 2.12 para representar o comportamento de um varistor de óxido de zinco.

Figura 2.12: Modelo proposto por Brito (2016)



Fonte: Brito (2016).

O trabalho de Brito (2016) que resultou no modelo apresentado na Figura 2.12 foi vinculado ao projeto de pesquisa e desenvolvimento intitulado “Modelo de Para-raios de Óxido de Zinco para Estudos de Sobretensões em Sistemas de Potência” do qual a presente tese também fez parte. De tal modo que o trabalho de Brito (2016) e o presente trabalho foram desenvolvidos em paralelo. Contudo, Brito (2016) expandiu a base de dados utilizada, analisando mais uma classe de varistores.

Para determinar os parâmetros do modelo apresentado na Figura 2.12 Brito (2016) estabelece o seguinte procedimento:

1. Determinar os parâmetros R_l e L a partir das Equações 2.3 e 2.4:

$$L = h \mu H \quad (2.3)$$

$$R_l = \frac{8L}{\Delta t} \quad (2.4)$$

em que h é a altura do para-raios em metros e Δt é o passo de cálculo utilizado na simulação.

2. Determinar o parâmetro C de acordo com o número n de colunas de varistores em paralelo no interior do para-raios, a altura h e a classe de descarga em linha de transmissão do para-raios, conforme apresentado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Capacitância C do modelo proposto por Brito (2016) em função da classe, número de colunas e altura do para-raios a ser modelado.

Classe de descarga em linha do para-raios	Capacitância (pF x n/h)
1	7,48
2	12,3
3	20,32
4	36,15
5	78,96

3. Determinar R_c de acordo com a Equação 2.5:

$$R_c = \frac{0,15\Delta t}{2C} \quad (2.5)$$

4. Para determinar $R(i)$, caso a simulação seja de uma descarga atmosférica padrão 8/20 μ s, impulso de manobra ou na região de baixa corrente do para-raios, multiplicar o valor da tensão residual para um impulso padrão 8/20 μ s com 10 kA pelos pontos em p.u. da característica V- I apresentados na Tabela 2.2, sendo que os pontos entre 250 e 2000 A dependem da classe do para-raios.
5. Caso a simulação seja de descargas de corrente, com formas de onda específicas, multiplicar os seis últimos pontos em p.u. da curva característica VxI da Tabela 2.2 pela tensão residual correspondente à amplitude de 10 kA, para forma de onda utilizada. Os demais pontos são multiplicados pela tensão residual para o impulso de corrente 8/20 μ s-10 kA.

Para representar a resistência não linear $R(i)$ o autor sugere utilizar a Equação 2.1 para interpolar os pontos da Tabela 2.2 conforme determinado nos itens 4 e 5.

O autor analisa o desempenho do modelo apresentado na Figura 2.12 com base na base de dados desenvolvida. Os parâmetros de avaliação foram o erro na determinação do valor máximo da resposta do para-raios, o erro na determinação da energia absorvida pelo para-raios e a estatística R-quadrado da resposta do modelo.

Tabela 2.2: Característica VxI da resistência não linear do modelo de Brito (2016).

Corrente (A)	Tensão (p.u.)
0,00015	0,30
0,00060	0,48
0,00200	0,56
0,00500	0,61
0,01000	0,63
0,01600	0,65
250	0,72 - 0,81
500	0,74 - 0,83
1000	0,77 - 0,86
2000	0,82 - 0,89
4000	0,91
8000	0,97
10000	1
15000	1,06
20000	1,10
40000	1,20

Os resultados indicam que o modelo desenvolvido por Brito (2016) representa o desempenho do modelo nas três regiões de operação do para-raios.

Na região de baixa corrente o modelo proposto por Brito (2016) obteve resultados com R-quadrado entre 0,8 e 0,98 enquanto o modelo convencional se quer atinge 0,3. Esse resultado se deve à incapacidade do modelo convencional representar as características das harmônicas da resposta do para-raios.

Na região altamente não linear, o autor compara o desempenho do modelo desenvolvido com o modelo convencional e com o modelo IEEE. O modelo apresentado na Figura 2.12 obteve um melhor desempenho nos parâmetros analisados na maioria dos casos, obtendo respostas com R-quadrado variando entre 0,5 e 0,9, enquanto para o modelo IEEE os resultados tem R-quadrado entre 0,3 e 0,6.

Na análise da resposta do modelo a impulsos de corrente o autor novamente compara o desempenho do modelo desenvolvido com o modelo IEEE e modelo convencional. Nesse caso o desempenho do modelo proposto por Brito (2016) foi próximo ao do modelo IEEE, atingindo valores de R-quadrado entre 0,65 e 0,9.

Assim, o modelo proposto por Brito (2016) é único modelo presente nesta revisão bibliográfica que representa de forma satisfatória o comportamento do varistor em todas as suas regiões de operação.

Quando se analisa o desempenho do modelo proposto por Brito (2016) na região de altas correntes, destaca-se que ele alcança os piores resultados, em termos de R-Quadrado, para o impulso 8/20 μ s. Tal resultado é indesejado, uma vez que este é o impulso padrão normatizado e serve de referência.

O modelo proposto por Brito (2016) apresenta limitações com relação a seu uso na representação da característica dinâmica dos varistores. Isso por que o modelo assume condições que restringem sua aplicabilidade, são elas:

- Que o usuário do modelo sabe exatamente a forma de onda da corrente que atinge o para-raios;
- Que o usuário conhece a resposta a um impulso 10 kA com a exata forma de onda da corrente que percorre os varistores.

Conforme descrito no item 5 da determinação dos parâmetros do modelo, dependendo da forma de onda que se pretende simular com o modelo proposto por Brito (2016), faz-se necessário multiplicar os últimos 6 números da Tabela 2.2 pela tensão residual do impulso de 10 kA com forma de onda que se pretende simular. Isso implica que o usuário deve saber qual forma de onda atingirá o para-raios. Este fato não é possível, uma vez que quando inserido num sistema elétrico, o próprio sistema distorce a forma de onda que atinge o para-raios. Além disso, mesmo que o usuário conheça a forma de onda que se estabelece nos terminais do para-raios, ele precisaria saber a resposta do para-raios a um impulso com aquela forma de onda e amplitude de 10 kA, o que não é possível devido à quantidade limitada de informações presentes no *datasheet* do fabricante.

De modo que no modelo de Brito (2016) o conjunto de parâmetros do modelo não é único, uma vez que as simulações realizadas na região de alta corrente utilizam um conjunto de parâmetros diferentes, ajustados caso a caso, variando em função da forma do impulso aplicado. Este tipo de abordagem poderia ser utilizado para melhorar o desempenho de qualquer modelo, contudo, isso limita a sua aplicabilidade.

2.2.14 DEMAIS TRABALHOS ENVOLVENDO MODELOS

MATEMÁTICOS DE PARA-RAIOS

Zhu & Raghuvver (1999) realizaram uma representação matemática da região de baixa corrente do para-raios. Foram utilizadas duas equações polinomiais de quinto grau na representação, obtendo uma boa precisão em relação a dados experimentais providos por suas referências bibliográficas. No entanto, são relatadas descontinuidades na função que descreve o para-raios, em consequência disso, observa-se imprecisões e problemas de convergência (ZHU e RAGHUVVEER, 1999).

Em sua tese, Silveira (2009) propõe um modelo baseado na equação de Langevin. Tal modelo ajusta-se bem aos dados experimentais sem utilizar múltiplas equações, fazendo com que o modelo proposto por Silveira não apresente os problemas de convergência observados no trabalho de Zhu & Raghuvver (1999).

Adosup e Kulworawanichpong (2012) propõem um método numérico, onde as equações nodais do modelo do IEEE são resolvidas com base no método de integração trapezoidal. O desempenho desse método de simulação é então comparado com o desempenho do modelo IEEE, bem como modelo de para-raios presente na plataforma MATLAB® (AODSUP and KULWORAWANICHPONG, 2012). Os resultados sugerem que o procedimento desenvolvido pelos autores alcança resultados equivalentes à resposta do circuito original.

Vilar *et al.* (2014) propuseram um método para melhorar o desempenho do modelo proposto por Vilar (2013). O método se apoia na semelhança entre formas de onda de diferentes amplitudes, contudo, apesar de melhorar a representação do modelo matemático existente, não supera nenhuma das suas limitações (VILAR *et al.*, 2014).

2.2.15 OTIMIZAÇÕES DE MODELOS PROPOSTOS

Li *et al.* (2002) propuseram uma técnica numérica de estimação paramétrica para modelos de para-raios de óxido de zinco. Os parâmetros dos modelos foram ajustados a partir dos valores de tensão residual medidos, após a injeção de um impulso de corrente em um conjunto de para-raios. Os melhores resultados foram obtidos quando se utilizou o modelo proposto pelo IEEE em conjunto com a técnica de otimização proposta pelos

autores. Mesmo assim, ainda foram obtidos erros em torno de 10%, para o ajuste da forma de onda da tensão no para-raios (LI, BIRLASEKARAM e CHOI, 2002).

Popov *et al.* (2002) realizaram um estudo sobre a re-ignição de disjuntores. Em seus estudos, eles utilizaram uma versão modificada do modelo proposto por Philipp e Levisson (1976). A modificação utilizada foi que os autores consideraram a indutância de elementos ligados ao para-raios no cálculo da indutância do modelo (POPOV, SLUIS e PAAP, 2002). Na sua análise, autores consideraram que o modelo em questão representa muito bem o comportamento do varistor, no entanto o estudo leva em consideração somente o cálculo da tensão residual.

Lira (2008) propôs outra abordagem para melhorar a seleção dos parâmetros dos modelos dinâmicos de para-raios, realizando um ajuste da resposta do varistor com base na resposta de ensaios. Os resultados obtidos com esta abordagem superaram aqueles obtidos com os procedimentos tradicionais de modelagem (LIRA, 2008).

Karbalaye *et al.* (2009) propuseram um método de ajuste dos parâmetros para o modelo apresentado na Figura 2.8. Conforme explicado pelos autores, os resistores não lineares A_0 e A_1 são definidos conforme sugerido pelo IEEE e os elementos L_1 e C_1 são ajustados com um algoritmo proposto pelos próprios autores. As equações assemelham-se bastante com as equações propostas por Pinceti *et al.* (1999) para cálculo da indutância L_1 , diferindo pelo termo exponencial e pelas constantes racionais. Conforme afirmado pelos autores, esse novo modelo apresentou resultados bastante satisfatórios para simular surtos de corrente de curta duração, surtos mais lentos não foram abordados. O modelo proposto apresentou pequenos valores de erro no valor de pico da tensão residual (KARBALAYE, ABNIKI e SHAYEGANI, 2009).

No mesmo ano, Chistodoulou *et al.* (2009) apresentaram um algoritmo de otimização de parâmetros baseado no método *downhill simplex*. O algoritmo apresentado não é exclusivo para um determinado modelo, tanto é que o mesmo foi aplicado aos modelos dependentes da frequência mais bem aceitos (IEEE W. G. 3.4.11, 1992; PINCETI *et al.*, 1999; FERNANDEZ & DIAZ, 2001), obtendo-se uma redução dos erros em quase 50%, quando comparados com os métodos de ajuste de parâmetros convencionais dos respectivos modelos (CHRISTODOULOU, EKONOMOU, *et al.*, 2009). Após a aplicação do algoritmo, o modelo que apresentou menor erro foi o proposto pelo IEEE W. G. 3.4.11 (1992).

Os métodos de otimização da seleção de parâmetros obtiveram sucesso em melhorar o desempenho dos modelos dinâmicos existentes mas não abordam as limitações impostas pela estrutura do circuito utilizado para representar o para-raios.

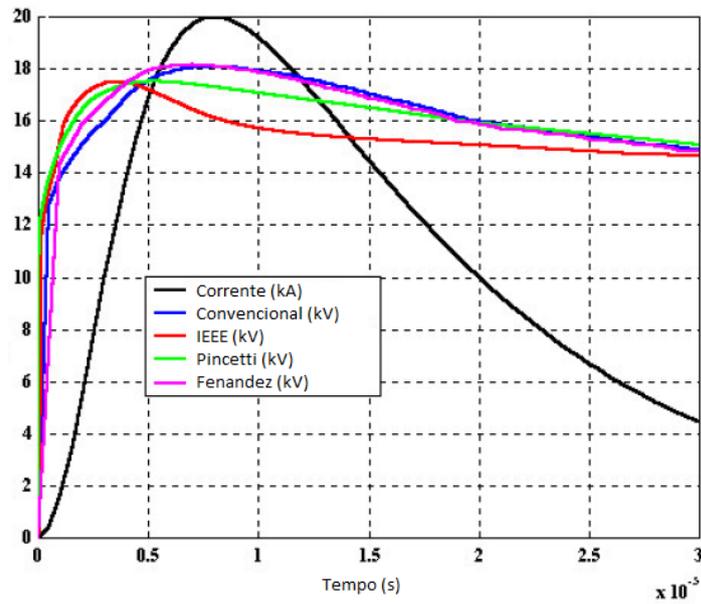
2.2.16 ESTUDOS COMPARATIVOS ENTRE MODELOS

Além dos trabalhos que propunham novos modelos de varistores de óxido de zinco e dos trabalhos que propunham melhorias na determinação de parâmetros em modelos existentes, alguns autores se propuseram a avaliar de forma comparativa o desempenho de alguns dos modelos existentes na literatura.

Em seu artigo Bayadi *et al.* (2013) realizaram um estudo comparativo entre diferentes modelos de varistores utilizando o simulador de transitórios eletromagnéticos ATP. Em suas análises, foram avaliados os modelos propostos por Kim *et al.*(1996), Tominaga *et al.*(1979), Shmidt *et al.*(1989), Pinceti *et al.*(1999), Fernandez *et al.*(2001) e o modelo proposto pelo IEEE (1992), além do modelo convencional que é normalmente utilizado pelo ATP.

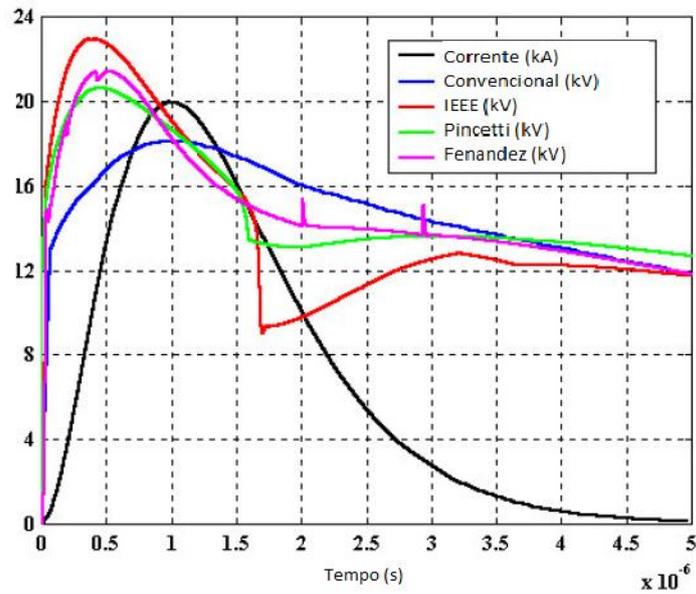
Uma vez que o trabalho de Bayadi *et al.* (2003) não utiliza dados de medição, a precisão dos modelos só pode ser avaliada comparando-se a tensão residual de cada modelo com os dados fornecidos pelo fabricante. Segundo os autores, apenas o modelo convencional não apresentou a característica dinâmica dos varistores, embora represente bem seu comportamento em surtos lentos, enquanto que, para surtos rápidos apenas o modelo IEEE apresentou um erro elevado, superando 12 % de erro em relação aos dados do fabricante do varistor (BAYADI, HARID, *et al.*, 2003). A Figura 2.13 e a Figura 2.14 apresentam exemplos de simulações realizadas no trabalho de Bayadi *et al.* (2003).

Figura 2.13: Resposta de diferentes modelos a um impulso 8/20 μ s com 20 kA (BAYADI, HARID, *ET AL.*, 2003).



Fonte: Bayadi *Et Al.* (2003).

Figura 2.14: Resposta de diferentes modelos a um impulso 1/2 μ s (BAYADI, HARID, *ET AL.*, 2003)



Fonte: Bayadi *et al.* (2003).

Comparando os resultados apresentados na Figura 2.13 e na Figura 2.14 destacam-se:

- Apenas no modelo convencional os picos de tensão e corrente estão em fase indicando, conforme esperado, ausência de característica dinâmica nesse modelo;

- Observam-se diferenças significativas entre os modelos, mesmo considerando apenas o valor de pico da resposta;
- Com exceção do modelo convencional, os modelos apresentam variações bruscas na resposta, o que não é um comportamento esperado num bloco de ZnO real.

O comportamento apresentado na Figura 2.14 não reflete o que se espera da operação normal de um para-raios. Este tipo de anomalia no comportamento dos modelos é consequência do fato de eles serem desenvolvidos e analisados tendo em vista somente o valor de pico de sua resposta.

Vita *et al.* (2010) realizaram um estudo comparativo entre os modelos propostos por Schmidt *et al.* (1989), Pinceti *et al.* (1999), Fernandez *et al.* (2001), e o modelo proposto pelo IEEE (1992), com o intuito de determinar o efeito que diferentes modelos poderiam apresentar sobre o cálculo da probabilidade de falha de um para-raios. Segundo os autores, o cálculo da probabilidade de falha, bem como a tensão residual, não apresenta diferenças significativas para os diferentes modelos avaliados, de tal forma que a escolha dos modelos poderia se basear no julgamento do usuário (VITA *et al.*, 2010).

Em seu trabalho, Meister *et al.* (2011) realizaram um novo estudo comparativo entre os modelos propostos por Kim *et al.* (1996), Tominaga *et al.* (1979), Pinceti *et al.* (1999), Fernandez *et al.* (2001), o modelo proposto pelo IEEE (1992) e o modelo convencional. Novamente, o estudo baseou-se nas tensões residuais fornecidas pelos fabricantes, para realizar uma comparação entre as tensões residuais modelos. O trabalho avaliou também a energia absorvida por cada modelo. Segundo os autores, mesmo em simulações de impulsos rápidos, com 1 μ s de tempo de frente, todos os modelos apresentaram um bom desempenho, sendo que o pior deles foi o modelo convencional com 7,5% de erro para o impulso rápido. Com relação a energia absorvida, não houve diferença significativa entre os modelos (MEISTER *et al.*, 2011).

Nafar *et al.* (2012) realizaram um estudo em que foi desenvolvido um novo algoritmo para determinação dos parâmetros dos modelos propostos por Pinceti *et al.* (1999), Fernandez *et al.* (2001) e do modelo proposto pelo IEEE. Além disso, o trabalho compara o desempenho desses modelos entre si com base nos dados experimentais presentes no trabalho de Kim *et al.* (1996). O método de determinação de parâmetros proposto no trabalho reduziu o erro percentual de todos os modelos estudados, para simulações de impulsos com 8, 4 e 1 μ s, de tal forma que, sem o uso do algoritmo

proposto o erro máximo era superior a 8% e foi reduzido para 4,4%. Ainda segundo os autores, o modelo com melhor desempenho foi o modelo proposto pelo IEEE.

Peppas *et al* (2012) realizaram simulações dos modelos propostos pelo IEEE e por Pinceti *et al* (1999). Eles calcularam os parâmetros desses modelos para para-raios com diferentes tensões nominais e submeteram os modelos a surtos de corrente de diferentes amplitudes e formas de onda. Os autores observaram, que considerando para-raios de diferentes tensões nominais, o erro no cálculo da tensão residual pode variar significativamente, tendo um erro máximo de 7,2% para alguns casos e atingindo 21% em outros. Os autores propuseram alterações nos modelos para melhorar esse desempenho, porém os autores não calcularam os erros após as alterações, concluindo que é muito difícil propor um modelo que possa atender de forma geral a diferentes para-raios, formas de onda e amplitudes.

Miguel (2014) propôs um método para um cálculo alegadamente mais adequado para indutância do modelo convencional. Além disso, o autor realiza uma comparação entre o modelo convencional e o modelo proposto pelo IEEE através de simulações de impulsos com diferentes formas de onda. Novamente, a ausência de dados experimentais no trabalho faz com que as comparações que entre os modelos se baseiem na tensão residual fornecida pelo fabricante. Segundo o autor, o desempenho dos dois modelos é idêntico para surtos com tempo de frente superior a 0,5 μ s, apresentando desvios inferiores a 2%, em termos de tensão residual e energia absorvida pelos modelos (MIGUEL, 2014).

2.2.17 O EXAME DE QUALIFICAÇÃO DE VILAR (2015) E A TESE DE VILAR (2017)

Em continuidade ao seu trabalho de dissertação (2013) que já foi apresentado nesta revisão bibliográfica, o exame de qualificação de Vilar (2015) propôs um novo modelo matemático para representar o comportamento dos varistores do óxido de zinco. A Equação 2.6 apresenta o modelo matemático de um varistor (MMV) conforme proposto naquele trabalho.

$$v(t) = K_0 + \sum_{i_1=1}^3 (K_{i_1} * X_{i_1}) + \sum_{i_1=1}^3 \sum_{i_2=i_1}^3 (K_{i_1 i_2} * X_{i_1} * X_{i_2}). \quad (2.6)$$

Em que, K são os parâmetros do modelo, t é a variável discreta tempo e X representa os regressores do modelo, que no caso são tensão e corrente no para-raios modelado. Os parâmetros K da Equação 2.6 são determinados a partir de método dos mínimos quadrados aplicados à resposta do varistor ao impulso padrão 8/20 μ s.

Ao contrário do modelo proposto no trabalho de Vilar (2013), o MMV não necessita da resposta do varistor a impulsos com outra forma de onda além do impulso padrão 8/20 μ s. O modelo também não necessita que os dados sejam normalizados para que seja realizada a simulação. Além disso, alcançou melhores resultados tanto em termos de determinação do valor de pico da resposta do varistor quanto da representação forma de onda como um todo. Adicionalmente, ele foi implementado com sucesso em um *software* de simulação de transitórios em sistemas elétricos, no caso, o ATP.

Para que a Equação 2.6 pudesse ser desenvolvida, foi necessária a construção de uma base de dados de resposta de varistores a impulsos de corrente muito mais ampla do que a utilizada no trabalho de Vilar (2013). A base de dados em questão foi a mesma utilizada no trabalho de Brito (2016) e contém a resposta de varistores de diferentes classes a impulsos de corrente de diferentes formas de onda. As características da base de dados utilizada, bem como o seu processo de construção será descrito no Capítulo 4.

O autor compara o desempenho do MMV com os do modelo convencional e do modelo IEEE em relação à base de dados desenvolvida. A comparação é realizada em termos do valor de pico da resposta e da estatística R-quadrado. De forma geral, o desempenho do MMV foi superior na maioria dos casos.

Além do MMV, o autor propõe outro método de simulação no qual a Equação 2.6 é utilizada de forma dissociada para calcular a amplitude e a forma de onda normalizada da resposta do varistor. Observa-se que essa abordagem conduz a resultados na maioria dos casos melhores do que o uso direto do MMV. O autor se refere a essa abordagem como modelo matemático composto de um varistor (MMCV).

Apesar do bom desempenho do MMV, vários aspectos do modelo matemático ainda precisavam ser corrigidos antes de o modelo ser considerado finalizado, sobretudo

no que diz respeito a sua representação no ambiente ATP. O presente trabalho procurou corrigir os principais aspectos apontados como falhas do MMV.

No exame de qualificação de Vilar (2015) foi proposto um procedimento para simulação do MMV no ambiente ATP, tal procedimento não foi totalmente satisfatório por apresentar as seguintes limitações:

- O procedimento utiliza a linguagem TACs, que insere atrasos na simulação;
- Na codificação da Equação 2.6 em linguagem MODELS foi inserido outro atraso artificialmente;
- O procedimento não estava preparado para lidar com reflexões de sinais;
- O procedimento não estava preparado para lidar com sinais de polaridade negativa;
- As simulações realizadas do para-raios em situações corriqueiras obtiveram resultados insatisfatórios.

Para superar essas limitações, todo o procedimento de simulação no ambiente ATP foi refeito. O Capítulo 6 apresenta o novo procedimento de simulação onde os problemas citados foram corrigidos e o MMV foi simulado com sucesso em uma linha de transmissão típica.

2.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE AS LIMITAÇÕES DOS MODELOS EXISTENTES

Ao analisar, em conjunto, os trabalhos que realizaram estudos comparativos entre modelos, observam-se várias inconsistências no desempenho dos modelos em diferentes situações, sobretudo do ponto de vista quantitativo. Embora seja difícil explicar de forma conclusiva por que diferentes autores alcançaram resultados tão significativamente diferentes, a ausência de medições reais e bem embasadas no desenvolvimento e validação dos modelos é provavelmente um dos fatores que contribui para a falta de coerência.

Além disso, a ausência de medições reais fez com que fosse prática comum avaliar o desempenho dos modelos propostos com base apenas no valor de sua tensão residual fornecido pelo fabricante. Ao qualificar o modelo apenas com base na sua

capacidade de representar a tensão residual do varistor, não se avaliar a forma geral de sua resposta, por isso comportamentos com o apresentado na Figura 2.14 existem nos modelos. Além disso, a ausência de medições faz com que não seja possível estabelecer de forma clara os limites de aplicação da maioria dos modelos existentes, uma vez que faltam dados para avaliar os modelos satisfatoriamente.

Como forma de sintetizar e ressaltar pode-se agrupar as limitações dos modelos da seguinte forma:

- Limitações teóricas: modelos em que a estrutura do próprio modelo não se adequa a resposta do varistor;
- Limitações práticas: modelos que apresentam dificuldades práticas na determinação de seus parâmetros;
- Limitações técnicas: modelos que apresentem dificuldades no processo de simulação.

O exemplo mais claro de limitações teóricas em um modelo seria o modelo convencional, já que tal modelo não apresenta comportamento dinâmico, nem mesmo em teoria ele pode representar a resposta de um varistor de forma precisa e completa.

A ausência de validação com medições reais para a maioria dos modelos faz com que seja difícil estabelecer suas faixas de aplicação e suas limitações teóricas, contudo, resultados como o apresentado na Figura 2.14 evidenciam que esses modelos podem apresentar comportamentos que não condizem com o que se espera de um equipamento real.

Muitos dos trabalhos que propuseram novos modelos, sobretudo aqueles que propuseram simplificações de modelos pré-existentes, justificaram a sua importância alegando melhoria na sua aplicabilidade prática. Nesse caso considera-se como limitações práticas dificuldades na determinação dos parâmetros, como por exemplo, a necessidade de dados tabelados e processos iterativos. Além disso, não há um consenso sobre quais informações estão de fato disponíveis nos *data sheets* dos fabricantes.

Normalmente, o modelo do IEEE é um exemplo de modelo com limitações práticas, devido ao processo de determinação dos seus parâmetros. Contudo, a maioria dos trabalhos realiza simulações utilizando o modelo IEEE, de tal forma que a limitação prática desse modelo não é de fato tão relevante. Por outro lado o modelo proposto por Vilar (2013) depende de informações que normalmente não estão disponíveis, no caso a resposta do varistor a um impulso $4/10 \mu\text{s}$, assim, para eventuais usuários esse é um modelo com severa limitação prática.

Do ponto de vista da sua simulação, a maioria dos modelos não apresenta muitas limitações, uma vez que os modelos são circuitos elétricos. Assim, se pode dizer que limitações técnicas não são comuns. Por outro lado, o modelo proposto por Vilar (2013) não apresentava nenhum procedimento adequado de simulação, de forma que além da severa limitação prática mencionada anteriormente, ele apresenta uma severa limitação técnica.

Embora o modelo matemático apresentado no exame de qualificação de Vilar (2015) propusesse um procedimento de simulação para um modelo matemático no ATP, tal procedimento apresentava limitações técnicas. O procedimento utilizava a linguagem TACs em conjunto com a linguagem MODELS e foi necessário que o autor inserisse deliberadamente um atraso de um passo de cálculo entre o modelo e o sistema elétrico. Utilizando esse procedimento foram realizadas simulações de para-raios operando em um sistema elétrico típico e os resultados foram incoerentes com o esperado, além de incoerentes em comparação com os demais modelos, demonstrando a fragilidade do procedimento de simulação proposto.

Já o modelo proposto por Brito (2016), embora seja também um circuito elétrico, apresenta dificuldades técnicas em sua simulação. Isso por que, a depender do sinal que se deseja simular, utiliza-se um conjunto distinto de parâmetros.

O modelo proposto neste trabalho procurou evitar as limitações dos modelos existentes, sobretudo àquelas apresentadas no exame de qualificação de Vilar (2015). Contudo, naturalmente ele apresenta sua própria limitação de ser destinado somente a resposta a impulsos, não sendo adequado para representar as regiões de operação do varistor onde o efeito dinâmico não seja significativo.

2.4 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo foram apresentadas as características básicas dos para-raios para a compreensão do trabalho. Também foi apresentada uma breve revisão bibliográfica acerca das pesquisas mais relevantes na área de modelagem de para-raios. Para sintetizar as informações apresentadas neste capítulo, a Tabela 2.3 apresenta algumas características presentes nos trabalhos que propuseram modelos para para-raios. .

A grande maioria dos trabalhos busca propor ou simplificar um circuito com base em características do para-raios. Observa-se que há vários estudos que comparam

os modelos e técnicas de determinação de parâmetros, no entanto, muitos dos estudos apresentam resultados contraditórios, sobretudo no aspecto quantitativo da precisão dos diferentes modelos. Destaca-se também que a maioria dos trabalhos não estabelece faixas de operação para os modelos que propõem.

É importante salientar que a metodologia tradicional apresenta bons resultados em diversos casos, porém, todo modelo possui limitações. Portanto, é importante estudar novas abordagens de modelagem que supram as carências dos modelos atuais. Posteriormente, os modelos desenvolvidos no trabalho serão comparados com os principais modelos apresentados neste capítulo.

Exceto no trabalho de Vilar (2013), não foi verificado o uso formal de técnicas de identificação de sistemas, mesmo nos trabalhos que usam modelos matemáticos, pois os modelos matemáticos estavam concentrados apenas na região de baixa corrente do para-raios.

O próximo capítulo apresentará conceitos básicos acerca de identificação de sistemas para facilitar a compreensão da metodologia de modelagem empregada nesta tese.

Tabela 2.3: Síntese de contribuições dos trabalhos discutidos na Revisão Bibliográfica.

Autor	Ano	Estudo do comportamento dos Varistores	Proposição de Modelo Dinâmico	Melhoria na Seleção de Parâmetros	Modelo Matemático	Estudo comparativo de modelos
Tominaga, S. <i>et al.</i>	1971		X			
Schmidt, W. <i>et al.</i>	1989	X	X			
IEEE work group	1992		X			
I. Kim <i>et al.</i>	1996		X			
Zhu, H.; Raghuvver, M. R.	1999				X	
Pinceti, P.; Giannettoni, M.	1999		X			
Fernández, F.; Díaz, R.	2001		X			
Li et al.	2002			X		
Bayadi et al.	2003					X
Magro, M. C. <i>et al.</i>	2004			X		
Zitnik	2005		X			
Lira, G. R. S.	2008			X		
Silveira, J.	2009				X	
Vita et al.	2010					X
Meister et al.	2011					X
Valsalal et al.	2011		X			
Xin et al.	2011	X	X			
Karbalaye, Z.	2009			X		
Peppas et al.	2012					X
Adosup e Kulworawanichpong	2012		X		X	X
Vilar	2013	X	X		X	
Vilar e Costa et. Al.	2014			X	X	X
Miguel	2014			X		X
Triruttanapiruk e Yurthagowith	2014		X			X
Vilar e Costa et. Al.	2015	X				X
Vilar	2015	X	X		X	X
Brito	2016	X	X	X		X
Vilar	2017	X	X	X	X	X

Capítulo 3

MODELAGEM MATEMÁTICA E IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS

3.1 INTRODUÇÃO

Modelos são utilizados em praticamente todas as áreas do conhecimento humano para facilitar a compreensão dos fenômenos que nos cercam, desde simples modelos mentais que alguém constrói para interpretar uma determinada situação do dia a dia, até modelos complexos utilizados no estudo de ciência aplicada. Assim, o termo “modelo” é bastante vasto, sendo utilizado para designar uma grande quantidade de representações utilizadas como forma de interpretação de um dado fenômeno ou sistema.

Dentre as inúmeras formas de se construir um modelo, destaca-se a modelagem matemática, onde um dado fenômeno é descrito com base numa equação. Inúmeros são os exemplos dessa categoria de modelos, uma vez que muitas das leis da física se encaixam na descrição.

A construção de modelos baseados na observação e no conhecimento acerca do fenômeno costuma ser difícil, pois na maioria dos casos não se dispõe do tempo ou recursos para obter tal conhecimento. Além disso, mesmo que tal modelo venha a ser construído, sua aplicação direta é muitas vezes inviável devido à infinidade de variáveis que afetam os problemas reais.

A alternativa direta para contornar as dificuldades existentes na modelagem baseada nas leis da física é determinar uma relação de causa e efeito entre os dados de interesse sem necessariamente determinar como se dá tal relação, ou seja, sem necessariamente dar um significado físico a equação que será utilizada como modelo. Esse tipo de abordagem para construção de um modelo é chamado de identificação de sistemas ou modelagem caixa-preta, em contraste com a metodologia baseada na física do processo, que é usualmente chamada de modelagem caixa-branca.

Naturalmente, em um problema complexo, o bom senso diz que nenhuma informação deve ser deixada de lado, de modo que, quando os modelos desenvolvidos

pelas abordagens citadas não são suficientes, deve-se utilizá-las em conjunto, realizando o que se entende por modelagem caixa-cinza.

Este capítulo tem o objetivo de apresentar os conceitos básicos do estudo de identificação de sistemas para facilitar a compreensão do trabalho desenvolvido.

3.2 PROCEDIMENTO DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS

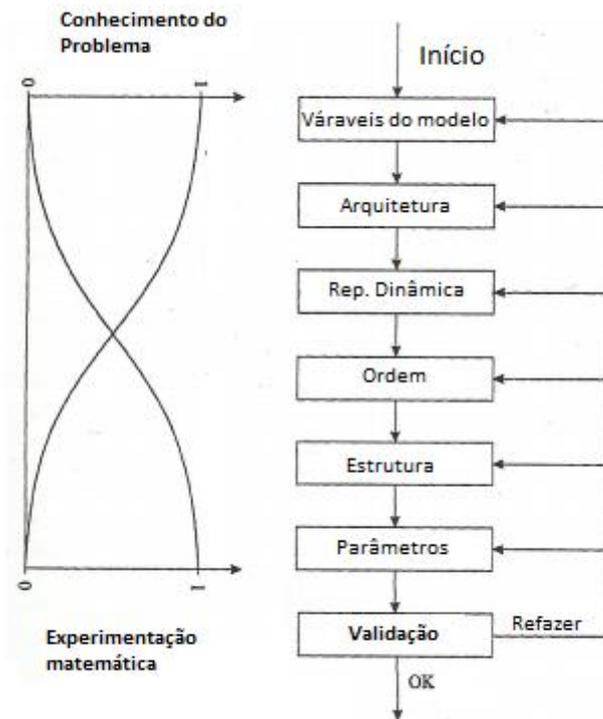
Segundo Norton (1986), “Identificação de sistemas não é um problema de aplicação de técnicas padronizadas de uma forma específica que atinja resultados garantidos. Na verdade, devem-se observar os objetivos do modelo, as observações obtidas, as possibilidades de experimentação, o tempo e o esforço disponíveis e então, reunir um modelo baseado na união de experimentação, processamento, análise e revisão. Cada estágio do processo é incerto e a experiência indica que cada exercício de identificação levanta algum problema novo”.

Assim sendo, não há muito sentido em estabelecer um passo a passo para criar um modelo, no entanto, independente do caminho escolhido, alguns pontos básicos devem ser observados (NELLES, 2001):

- Escolha dos sinais de entrada e saída do modelo;
- Escolha dos sinais de excitação;
- Escolha da arquitetura do modelo;
- Escolha da representação dinâmica a ser utilizada;
- Escolha da ordem, estrutura e complexidade do modelo;
- Escolha dos parâmetros;
- Validação dos modelos.

Em seu livro, Nelles (2001) ilustra o processo de construção de um modelo a partir do fluxograma mostrado na Figura 3.1.

Figura 3.1: Fluxograma da construção de um modelo (NELLES, 2001).



Conforme apresentado na Figura 3.1, quanto mais próximo da validação do modelo, mais representativo se torna a experimentação e menos relevante é o conhecimento físico do problema. Assim, aspectos finais do modelo são determinados muitas vezes com base em testes de tentativa e erro, enquanto que aspectos mais gerais, como a equação a ser utilizada, são determinados com base no conhecimento técnico do desenvolvedor do modelo. Contudo, a mensagem mais importante da Figura 3.1 é que, independentemente de como uma determinada característica do modelo foi escolhida, só se sabe se a escolha foi correta ao fim do processo de modelagem, e se o modelo não for satisfatório, qualquer etapa do processo está sujeita a ser revista.

Assim, ao longo do tempo em que um modelo vem sendo desenvolvido, várias escolhas foram feitas e descartadas, várias estruturas pareceram promissoras e foram esquecidas sem uma justificativa mais forte do que o simples fato de não atingirem os resultados esperados. As discussões e análises que se seguem em todo este trabalho dizem respeito às escolhas que atingiram, por fim, os resultados esperados.

3.2.1 ESCOLHA DOS SINAIS DE ENTRADA E SAÍDA DO MODELO

Em muitas situações, a escolha das variáveis que serão utilizadas como entrada e saída é simples de ser feita. Nesses casos, a própria aplicação do modelo desenvolvido deixa claro qual variável se deseja estimar (saída) e qual variável controla a variável de interesse (entrada). Infelizmente, nem sempre a escolha é tão fácil, por exemplo, quando o sistema a ser modelado for multivariável e houver muitas variáveis a disposição, é preciso escolher quantas e quais variáveis são mais adequadas para caracterizar o sistema.

Dentre as técnicas de seleção das variáveis candidatas, pode-se citar a decomposição em valores singulares, análise em componentes principais e funções de correlação cruzada, todavia, estas e outras técnicas só são empregadas quando o uso de conhecimentos prévios acerca do fenômeno de interesse não for suficiente para guiar a escolha das variáveis de entrada e saída.

3.2.2 ESCOLHA DO SINAL DE EXCITAÇÃO DO MODELO

Quando se utiliza os métodos mais comuns de otimização de modelos, como o método dos mínimos quadrados por exemplo, é comum que surja a necessidade de realizar a inversão de matrizes contendo combinações, sejam elas lineares ou não, das entradas e saídas do modelo. Além disso, sabe-se que quanto mais constante for o sinal de entrada, mais mal condicionada deverá ser a matriz a ser invertida. Sob este aspecto, quanto mais aleatório for o sinal de entrada, melhor numericamente condicionado será o problema (AGUIRRE, 2004).

O uso de sinais aleatórios implica em sinais de excitação de larga faixa de frequência. Este aspecto é ainda mais importante na identificação de sistemas não-lineares, pois o modelo produzido só representará as dinâmicas que forem excitadas. Além da necessidade do uso de uma larga faixa de frequência, sistemas não-lineares comumente precisam ser excitados em diferentes faixas de amplitude para que se possa excitar suas características estáticas e dinâmicas.

Na prática, nem sempre é possível excitar um sistema em uma ampla faixa de operação. Em particular, no estudo de varistores, onde não é possível gerar um sinal

aleatório, de amplitude variável e de alta corrente elétrica para excitar uma pastilha de óxido de zinco em uma única operação ou ensaio, a alternativa utilizada neste trabalho foi a composição de uma base de dados de diversos experimentos isolados.

3.2.3 DETECÇÃO DE ESTRUTURA

As escolhas da arquitetura do modelo, da representação dinâmica e da estrutura e complexidade do modelo são usualmente referidas como etapa da detecção de estrutura. Esta etapa é sem dúvida a mais subjetiva do processo de criação do modelo.

A arquitetura geral do modelo consiste em diversas observações prévias que devem balizar o desenvolvimento do modelo.

Com base na arquitetura geral do problema, os estudos conduzem à escolha da representação NARX polinomial. A representação NARX será discutida nas seções seguintes e motivação para seu uso será apresentada no Capítulo 5.

3.2.3.1 NARMAX E NARX

A estrutura NARMAX, do inglês *Nonlinear Autoregressive Moving Average with Exogenous Variable*, consiste em representar discretamente a saída $y(k)$ de um dado sistema como uma combinação não linear dos valores anteriores da saída $y(k)$, da entrada $u(k)$ e do ruído $e(k)$.

Um caso particular da representação NARMAX é a representação NARX (*Nonlinear Autoregressive with Exogenous Variable*) onde o termo de média móvel, ruído $e(k)$, é considerado não significativo. Na Equação 3.1 é apresentada a forma geral de um modelo NARX:

$$y(k) = F(y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k-\tau_d), u(k-\tau_d-1), \dots, u(k-n_u)). \quad (3.1)$$

Na Equação 3.1 τ_d é o tempo morto do sistema, F é uma função não linear e n_y e n_u , são os atrasos na saída e na entrada, respectivamente. Entende-se por atraso, o maior número de amostras passadas que o modelo irá considerar na predição do valor futuro.

A primeira dificuldade que se encontra é a determinação da função não linear F , as duas representações NARX mais utilizadas, tradicionalmente, são a polinomial e a

racional, devido à sua simplicidade e capacidade de generalização (CHEN e BILLINGS, 1989). No entanto, a popularização dos *softwares* de identificação de sistemas vem fazendo com que as representações sejam substituídas por outras mais complexas, como a equação sigmóide e a transformada *wavelet* (NELLES, 2001). Existem diversos trabalhos que visam prover um embasamento para a escolha da função F , mas não há resultados conclusivos.

3.2.3.2 ESCOLHA DA ORDEM, ESTRUTURA E COMPLEXIDADE DO MODELO

A escolha da ordem a ser utilizada no modelo, em geral, é realizada a partir de experimentação, que por sua vez é balizada pelo conhecimento do funcionamento do sistema real. O número de termos em modelos não lineares tende a crescer em função da ordem e do número de atrasos utilizados. Essa característica é particularmente pronunciada em modelos NARX, podendo atingir níveis impraticáveis, em muitos casos reais. Todavia, é possível obter representações concisas, desde que se possa escolher dentre os termos, aqueles que sejam representativos na dinâmica do sistema modelado.

Neste contexto, são comuns os termos *overfitting* e *underfitting*, para designar os modelos com excesso ou falta de termos, respectivamente. Os modelos sobreparametrizados tendem a apresentar dinâmicas espúrias (AGUIRRE e BILLINGS, 1995), ou seja, dinâmicas que não fazem parte do sistema a ser modelado, enquanto modelos subparametrizados não representam todas as características do sistema. Assim, a escolha da ordem e complexidade adequadas para o modelo é fundamental. Dependendo da representação escolhida para o modelo, existem diversos algoritmos e conceitos que podem ser utilizados, contudo, em muitos casos um procedimento de tentativa e erro é utilizado, sobretudo na indústria. Os motivos para a não aplicação das técnicas de escolha de complexidade de modelo são (NELLES, 2001):

- Elevado tempo de desenvolvimento das técnicas;
- Grande número de parâmetros a ser determinado nos problemas reais;
- Pouca ou nenhuma aplicação em problemas de identificação dinâmica, sobretudo naqueles voltados para simulação, que é precisamente o caso deste trabalho;
- Pouco apoio na forma de *softwares* e *toolboxes*.

3.2.3.3 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS

A determinação dos parâmetros é quase sempre a etapa mais simples do processo de construção de um modelo, uma vez que geralmente é realizada com algoritmos tradicionais adequados à estrutura escolhida. As escolhas feitas até o momento da determinação dos parâmetros ditam o algoritmo que será utilizado para este fim e, não raramente, o algoritmo já se encontra implementado em um *software* comercial qualquer. O algoritmo utilizado para determinação dos parâmetros do modelo desenvolvido neste trabalho será apresentado no Capítulo 5.

3.2.4 VALIDAÇÃO DO MODELO

Uma vez que o sistema tenha sido identificado, os modelos ou família de modelos necessitam ser avaliados para averiguar se o resultado é compatível com a aplicação desejada. O processo de avaliação é chamado validação.

O método de validação mais utilizado é a simulação que consiste em apresentar o modelo a um banco de dados de validação, para o qual a resposta medida seja conhecida. Portanto, é fundamental que os dados utilizados na etapa de validação não sejam exclusivamente os mesmos utilizados no processo de estimação dos parâmetros. Isso por que, uma vez que um conjunto de dados foi utilizado para parametrizar o modelo, ele está otimizado para responder aqueles dados. Desse modo, só é possível avaliar a capacidade do modelo de reproduzir o comportamento do sistema original quando avaliado com dados novos.

É comum na literatura de modelagem, sobretudo em *softwares* que implementem identificação de sistemas, simular o modelo pelo método “um passo a frente”, onde o modelo prevê o próximo valor no tempo, mas não utiliza o valor predito nas próximas previsões. Devido às características matemáticas do processo de modelagem, em alguns casos, as previsões “um passo a frente” apresentam erros pequenos para modelos inadequados, transmitindo a falsa ideia de que o modelo é válido. A solução para este problema seria a validação pelo método “infinitos passos à frente” onde nenhuma saída medida é utilizada no processo de previsão.

Naturalmente, as validações “um passo a frente” e “infinitos passos a frente” são casos extremos. Na maioria dos casos utiliza-se tanto dados determinados pelo modelo como dados estimados na chamada validação “ K -passos a frente”, nesse caso o valor de

K depende da aplicação do modelo. Contudo, no caso particular deste trabalho, onde o equipamento a ser modelado é um para-raios, nas aplicações práticas o modelo não tem acesso a dados de medição *on-line*, o que implica que necessariamente ele necessita ser validado em infinitos passos a frente.

3.3 ESTATÍSTICA R-QUADRADO

Ao longo do processo de desenvolvimento de um modelo o desenvolvedor busca atingir um nível de desempenho satisfatório. Por isso, é necessária alguma métrica que possa ser utilizada para avaliar o desempenho do modelo em diferentes situações.

A métrica a ser utilizada normalmente está intimamente ligada com a aplicação do modelo. No caso dos modelos de para-raios, normalmente a métrica utilizada é a diferença percentual entre o valor esperado da tensão residual do para-raios e a tensão residual obtida na simulação do modelo. Esta forma de avaliar os modelos foi adotada pela maioria dos trabalhos que desenvolvem modelos de para-raios. Tal escolha se dá por que o valor da tensão residual é o que se leva em consideração em estudos de coordenação de isolamentos.

O modelo desenvolvido neste trabalho se preocupa em caracterizar de forma completa o comportamento dinâmico dos para-raios, tornando-o apto a representar toda a resposta do varistor a impulsos com diferentes formas de onda, assim, é necessário uma métrica que possa avaliar toda a forma de onda da resposta do varistor a impulsos de corrente. Por isso, além de utilizar a métrica tradicional de avaliar a tensão residual do varistor, este trabalho utiliza a estatística R-quadrado como métrica de avaliação do desempenho do modelo em diferentes situações.

No estudo da estatística o coeficiente de determinação, conhecido comumente como R^2 ou R-quadrado, é um número que indica a proporção da variância de uma variável dependente que é previsível a partir da variável independente.

Na prática o R-Quadrado consiste numa métrica largamente utilizada em modelagens cujo objetivo é a previsão de eventos futuros e testes de hipóteses. O R-quadrado varia entre 0 e 1, indicando, em porcentagem, o quanto o modelo consegue explicar os valores observados. Quanto maior o R-quadrado, mais explicativo é modelo.

3.4 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo foram apresentados conceitos acerca de identificação de sistemas, com o objetivo de facilitar a compreensão do procedimento adotado para desenvolver o modelo adequado aos varistores de óxido de zinco.

É importante destacar que os processos de experimentação mencionados não consistem em testes aleatórios, e sim, em testes baseados nos conhecimentos prévios acerca do problema. Além disso, salienta-se que as metodologias brevemente discutidas, neste capítulo, já foram utilizadas com sucesso na modelagem de diversos problemas físicos reais (AGUIRRE, 2004).

No próximo Capítulo será apresentada a metodologia experimental que foi empregada para caracterizar o comportamento de varistores de óxido de zinco, bem como uma análise dos dados obtidos a partir de tal metodologia.

Capítulo 4

METODOLOGIA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Para o desenvolvimento e validação de um modelo matemático, é necessário que exista uma base de dados que represente todos os fenômenos de interesse, uma vez que, características que não estejam presentes nos dados não serão transmitidas ao modelo. Além disso, a observação e interpretação dos dados experimentais muitas vezes fornecem informações que são utilizadas para guiar a própria construção do modelo, caracterizando o que se entende como um modelo caixa-cinza.

A primeira base de dados de impulsos de corrente utilizada na proposição de um modelo matemático para varistores de óxido de zinco foi apresentada no trabalho de Vilar (2013). Tal base foi formada pelas respostas de 9 amostras idênticas de varistores, cada varistor foi submetido a 26 impulsos de corrente com diferentes formas de onda e amplitude. Considerando que cada ensaio foi realizado no mínimo duas vezes para verificar se haveria diferença significativa na resposta do varistor. Essa base de dados contém um total de 468 registros. O uso de um único tipo de varistor fez com que o modelo de Vilar (2013) fosse especializado apenas para este caso particular, estando inapto a caracterizar outro tipo de varistor.

Por isso, para construir um modelo matemático que represente de fato o comportamento dos varistores de óxido de zinco de forma geral, foi necessário construir uma base de dados de impulsos de corrente mais ampla e significativa, contendo varistores de diferentes classes e respostas a formas de onda mais rápidas e mais lentas do que as apresentadas no trabalho de Vilar (2013).

Na base de dados desenvolvida nesta tese foram realizados ensaios com cinco tipos diferentes de varistores, além disso, para cada tipo foram utilizadas duas amostras idênticas. Assim, a base de dados foi formada com dez varistores diferentes. Cada varistor foi submetido a impulsos com cinco formas de onda e amplitudes diferentes. Além disso, cada impulso foi repetido pelo menos uma vez para se certificar que a

resposta não continha desvios significativos. Assim, cada amostra de varistor foi submetida à, no mínimo, cinquenta impulsos de corrente distintos, totalizando uma base de dados de mais de quinhentas respostas a impulsos de corrente.

Durante a construção da base de dados, a tensão induzida do arranjo de medição foi avaliada e observou-se que seria necessário compensar o seu efeito. O processo de avaliação e compensação da indutância de medição será discutido em mais detalhes posteriormente.

Os ensaios de impulso de corrente são considerados destrutivos para as amostras, podendo degenerar suas características, caso isso aconteça a alguma amostra, ela não deverá ser considerada para a proposição do modelo.

Para acompanhar a evolução das amostras, foram realizados ensaios de aplicação de tensão em frequência industrial, com o varistor operando na região de baixa corrente. O intuito dos ensaios foi observar se a resposta do varistor está se degenerando ao longo dos ensaios de impulso de corrente. Nos casos em que tal degeneração foi observada, a amostra foi descartada. Dessa forma que, as dez amostras que compõe a base de dados não apresentaram indícios de degeneração em virtude dos impulsos aplicados.

Assim, além da base de dados de impulsos de corrente, também foi construída uma base de dados de respostas do varistor operando na região de baixa corrente.

4.1 CARACTERÍSTICAS DAS AMOSTRAS DE VARISTORES UTILIZADAS

Para a construção da base de dados foram utilizados ao todo dez varistores, sendo cinco tipos diferentes. Os tipos de varistores foram nomeados A, B, C, D e E. Na Figura 4.1 está apresentada uma fotografia dos varistores e na Tabela 4.1 estão apresentadas as dimensões dos varistores.

Figura 4.1: Fotografia dos varistores utilizados na construção da base de dados deste trabalho.

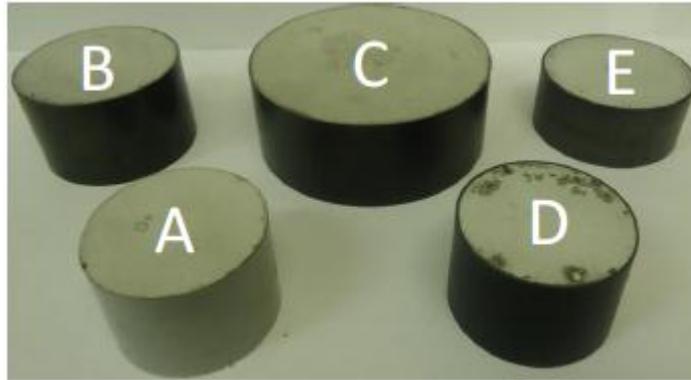


Tabela 4.1: Dimensões dos varistores utilizados para construção da base de dados.

Varistor	Altura (mm)	Diâmetro (mm)
A1	28,4	41,0
A2	28,3	40,9
B1	27,9	41,0
B2	27,8	41,0
C1	30,1	75,7
C2	30,2	75,6
D1	30,0	49,0
D2	30,5	49,2
E1	22,5	48,3
E2	22,5	48,4

Todos os varistores utilizados foram fornecidos pelo Laboratório de Alta tensão (LAT) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). É importante mencionar que os varistores do tipo A são idênticos àqueles utilizados no trabalho de Vilar (2013), já os varistores do tipo B, C, D e E são de tipos e fabricantes diferentes. As características elétricas, como por exemplo, tensão nominal e máxima tensão de operação contínua, dos varistores tipo B, C, D e E não são conhecidas. Para os varistores tipo A, a tensão nominal e MCOV são 4,0 e 3,4 kV, respectivamente.

4.2 DESCRIÇÃO DOS ENSAIOS DE IMPULSO DE CORRENTE

O ensaio de impulso de corrente, ou ensaio de tensão residual, consiste basicamente em aplicar uma corrente impulsiva no varistor e medir a forma de onda da tensão que surge no varistor em consequência do impulso. A seguir serão descritos o material e metodologia deste ensaio.

Para a realização dos ensaios foram utilizados:

- Gerador de impulso de corrente;
- Amostras de varistores;
- Blocos de alumínio com as mesmas dimensões dos varistores;
- Osciloscópio Agilent *InfiniiVision* DSO-X 3104A;
- Ponta de prova de alta tensão Tektonix P6015A;
- Computador.

O osciloscópio é utilizado em conjunto com o computador para realizar a aquisição dos dados de tensão e corrente no varistor. No entanto, devido aos elevados níveis de tensão residual tornou-se necessário utilizar uma ponta de prova de alta tensão para reduzir os níveis de tensão na entrada do osciloscópio.

O gerador de impulso utilizado nos ensaios foi fabricado pela empresa suíça *Haefely® Test Ag*. Da Figura 4.2 a Figura 4.5 apresentam-se fotografias que mostram o gerador de impulsos utilizado.

Figura 4.2: Fotografia do arranjo utilizado nos ensaios de impulso de corrente.



Figura 4.3: Fotografia do transformador elevador e diodo retificador utilizados nos ensaios.



Figura 4.4: Fotografia de uma das amostras e da ponta de prova utilizada nos ensaios .

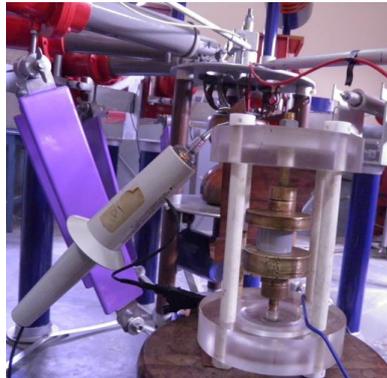
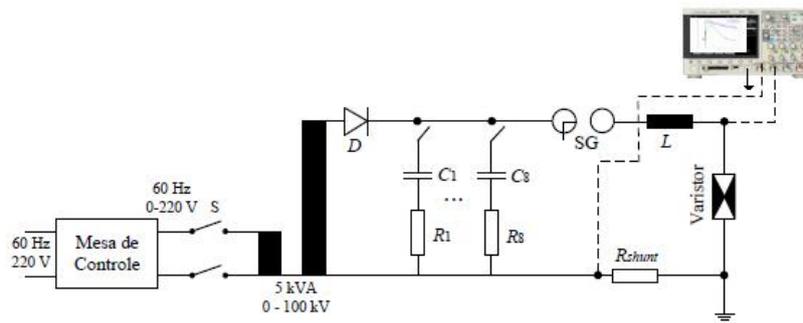


Figura 4.5: Fotografia da mesa de controle utilizada nos ensaios.



Na Figura 4.6 é apresentado o circuito elétrico do gerador de impulso de corrente. Para aplicação de um impulso, a tensão do transformador é utilizada para carregar o capacitor C , posteriormente, um mecanismo controlado a distância, aproxima lentamente as esferas do *gap* SG , quando a distância for suficientemente pequena formar-se-á um arco que permitirá o descarregamento do capacitor sobre o varistor. A forma de onda do descarregamento será determinada pelos valores de R , L , C e pelo próprio varistor. A tensão residual é obtida diretamente sobre o varistor, enquanto, a corrente aplicada é obtida através do resistor *shunt*.

Figura 4.6: Circuito elétrico do gerador de impulso de corrente.



Fonte: Brito (2016).

Cada capacitor do gerador de impulso apresenta uma capacitância de $2,0 \mu\text{F}$, o indutor utilizado pode ser de $0,885$; $5,7$ ou $61 \mu\text{H}$, o resistor *shunt* pode ser de $5,488$ ou $10,54 \text{ m}\Omega$, no caso foi utilizado o de $10,54 \text{ m}\Omega$, e os resistores R podem ser de $2,3$; $2,4$; $5,0$; $6,3$; $16,3$ e $200,0 \Omega$.

Conforme discutido brevemente na sessão 2.3.5, acoplamento indutivo do sistema de medição pode afetar de forma significativa os resultados do ensaio de impulso de corrente. A norma IEC 60099-4 de 2014 estabelece um procedimento que determina se o acoplamento indutivo do arranjo de medição está alterando significativamente os resultados e, caso isso seja observado, estabelece também como essa fenômeno deve ser compensado. Assim, aplicando o procedimento estabelecido em norma (IEC, 2014), deve-se:

- Aplicar um impulso de corrente idêntico no bloco varistor e num bloco de metal não ferroso;
- Comparar a tensão residual no bloco varistor e no bloco metálico:
 - Caso a tensão residual no bloco não supere 2% da tensão residual no varistor não há necessidade de correção da indutância;
 - Caso a tensão residual no bloco metálico esteja entre 2% e 20% da tensão residual no varistor, deve haver uma compensação da indutância do arranjo de medição;
 - Caso a tensão residual no bloco metálico supere 20% da tensão residual no varistor, não é possível corrigir a indutância da medição, o arranjo de medição precisa então ser revisto.

- Caso haja a necessidade da compensação da indutância de medição, esta deverá ser realizada subtraindo a tensão do bloco metálico da tensão residual do varistor.

A ideia central do procedimento descrito acima é que não deveria haver tensão significativa no bloco metálico, se isso for observado essa tensão está sendo induzida no arranjo de medição pelos campos eletromagnéticos presentes.

Durante a construção da segunda base de dados o procedimento descrito acima foi utilizado e observou-se a necessidade de aplicar a compensação da indutância do arranjo de medição.

A norma não especifica se os impulsos de corrente na amostra e no bloco de metal devem ser aplicados ao mesmo tempo ou em um ensaio em separado, contudo, como a corrente em ambos deve ser a mesma, neste trabalho, os dois blocos foram colocados em série garantindo assim que a corrente seria a mesma nos dois.

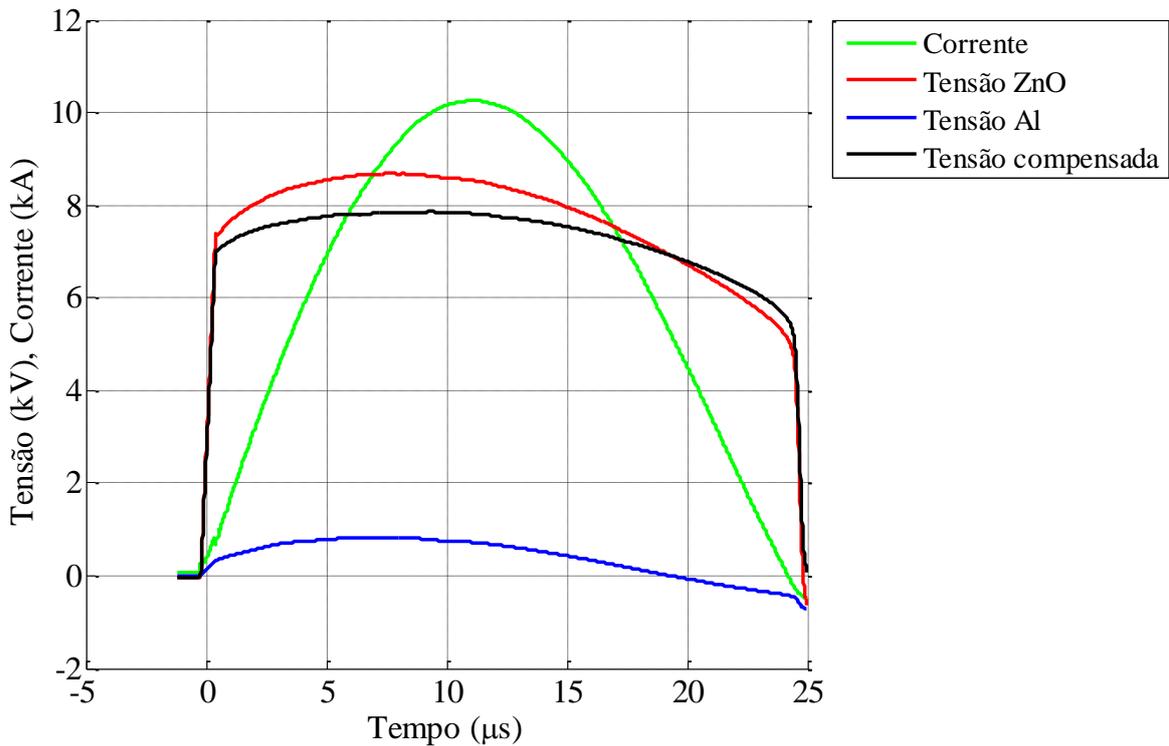
4.2.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS DE IMPULSO DE CORRENTE

4.2.1.1 AVALIAÇÃO DO ARRANJO DE MEDIÇÃO

O trabalho de Metwally (2011) indica que o uso de uma ponta de prova de alta tensão pode conduzir a erros de medição em consequência da indutância do sistema de medição. Para observar se o efeito foi relevante na medição dos impulsos de corrente deste trabalho, o procedimento descrito na norma IEC 60099-4 de 2014 foi aplicado.

Na Figura 4.7 um resultado típico destas medições é apresentado. A medição apresentada mostra que há uma tensão significativa no bloco de alumínio. Tal tensão é utilizada para corrigir a medição da tensão do varistor.

Figura 4.7: Resultado dos testes realizados para determinação da necessidade da compensação da indutância.



Observou-se a necessidade da realização da correção do acoplamento indutivo, que foi realizada segundo o procedimento previsto na norma IEC 60099-4. Foram utilizados blocos metálicos de alumínio e latão. Contudo, não se observou diferença significativa entre os resultados obtidos com blocos desses materiais.

4.2.1.2 ANÁLISE DO EFEITO DA POLARIDADE DO IMPULSO

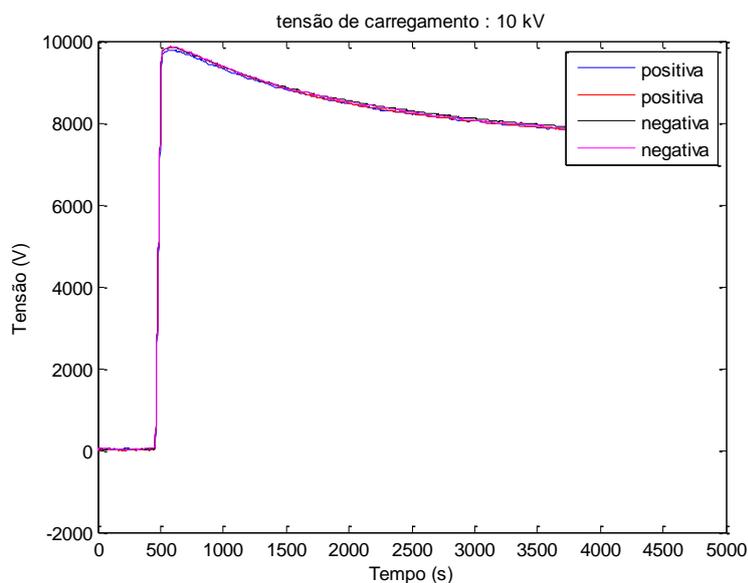
Iniciando a análise dos varistores foram aplicados impulsos com polaridade positiva e negativa em uma amostra de varistor. O objetivo do ensaio preliminar é determinar se mudanças na polaridade do impulso de corrente tem qualquer efeito significativo na resposta do ensaio.

Caso algum efeito fosse observado, seria necessário analisá-lo a fundo para determinar se a alteração seria consequência do comportamento real da amostra ou algum erro do arranjo de medição. Contudo, na Figura 4.8 apresenta-se a resposta de um varistor a quatro impulsos diferentes e a resposta observada em todos os casos foi idêntica, sendo dois com polaridade negativa e dois com polaridade positiva.

Com base nos resultados apresentados na Figura 4.8, o desenvolvimento do modelo matemático que será apresentado no Capítulo 5 pressupõe que a resposta de um

varistor não é afetada pela polaridade do impulso que nele incide. Esta é um exemplo de uma característica observada na base de dados que foi utilizada para guiar o processo de modelagem. Observar e utilizar tais características é um dos objetivos específicos desta tese.

Figura 4.8: Resposta de uma amostra de varistor a impulsos com polaridades distintas. Os sinais apresentados em valor absoluto.



O trabalho de Leitão (1999) analisou o efeito de descargas sucessivas em varistores. A autora observou que se um conjunto de descargas de mesma polaridade for aplicado a uma amostra varistor, a resposta de tal amostra a um impulso de polaridade oposta será distorcida.

Não foram realizados ensaios com o intuito de reproduzir os efeitos relatados no trabalho de Leitão (1999) na base de dados da presente tese, portanto o modelo matemático cujo desenvolvimento será apresentado no capítulo 5 não é capaz de reproduzir o efeito de descargas sucessivas na resposta de varistores.

4.2.1.3 CARACTERÍSTICAS DOS IMPULSOS APLICADOS

A forma de onda do impulso a ser aplicado na amostra de varistor é determinada pelos valores indutância, capacitância e resistência no circuito do gerador de impulsos de corrente. Foram realizados testes para determinar quais formas de onda poderiam ser produzidas no gerador de impulsos de corrente.

Com base nos testes realizados, cinco formas de onda diferentes foram escolhidas para serem aplicadas às amostras de varistores. Na Tabela 4.2 estão

apresentados os tempos de frente e de cauda de cada uma das formas de onda escolhidas, bem como a combinação de resistores, capacitores e indutor necessária para obtenção das formas de onda.

Tabela 4.2: Características dos impulsos aplicadas aos varistores e do circuito utilizado para gerá-los.

Impulso	Tempo de frente (μs)	Tempo de cauda (μs)	Número de estágios	Resistores (Ω)	Indutor (μH)
Tipo I	1,5	26	6	17,5	-
Tipo II	30,0	60	5	0,0	61,000
Tipo III	3,0	6	1	0,0	0,885
Tipo IV	4,0	10	3	5,0	0,885
Tipo V	8,0	20	4	5,0	5,700

Na Tabela 4.3 são apresentadas a amplitude da corrente aplicada em cada ensaio, bem como, a tensão de carregamento necessária para atingir tal corrente.

Para facilitar a determinação das tensões de carregamento apresentadas na Tabela 4.3, é possível realizar simulações do gerador de impulso de corrente no ambiente ATP. O trabalho de Brito (2016) descreve um procedimento adequado à realização deste tipo de simulação.

As formas de onda dos tipos I a V foram escolhidas por diferentes motivos. Os impulsos Tipo IV e V são impulsos padronizados presentes em normas, especialmente o impulso Tipo V que é o impulso 8/20 μs padrão. Os modelos desenvolvidos neste trabalho deverão ter seus parâmetros determinados a partir do impulso Tipo V, uma vez que esta informação é tipicamente fornecida pelos fabricantes.

O impulso Tipo II é também um impulso padronizado, só que utilizado para representar situações de manobra. Devido às características do arranjo que gera o impulso Tipo II, a corrente desse tipo de descarga tem amplitudes inferiores aos demais.

Tabela 4.3: Tensão com as quais os capacitores foram aplicados para cada impulso aplicado.

Tipo do impulso	Amplitude da corrente (kA)	Tensão de carregamento (kV)				
		A	B	C	D	E
Tipo I	2	19,0	18,0	12,0	12,5	12,0
	4	21,0	20,0	17,0	17,5	17,0
	8	32,5	31,0	27,5	28,0	28,0
	10	38,5	36,0	32,0	32,5	33,0
	15	50,0	48,5	45,0	46,5	45,8
Tipo II	0,25	9,0	8,5	6,5	7,5	6,5
	0,50	10,0	9,5	7,5	8,0	7,3
	1,00	11,5	11,0	9,0	9,8	8,5
	2,00	15,0	14,0	12,0	12,0	12,0
	4,00	18,0	17,5	14,5	15,0	15,0
Tipo III	2	12,0	12,0	9,0	9,5	8,5
	4	15,5	15,5	12,0	12,5	11,0
	8	21,0	21,0	17,5	18,0	17,0
	10	24,0	24,0	20,0	21,5	20,0
	15	30,0	30,0	26,0	28,0	26,0
Tipo IV	2	10,0	9,5	7,5	8,0	7,5
	4	13,0	12,5	9,5	10,0	9,0
	8	16,0	16,0	12,0	13,0	12,0
	10	18,0	17,0	13,5	15,0	13,0
	15	21,0	21,0	16,5	18,0	16,0
Tipo V	2	11,0	10,5	8,0	9,0	8,5
	4	14,0	13,5	10,0	11,5	10,0
	8	18,0	18,0	14,0	15,5	14,5
	10	21,0	20,5	16,0	18,0	17,0
	15	26,0	25,0	20,0	22,0	21,0

A forma de onda de tipo I foi escolhida para ser aplicada as amostras de varistores por ser o impulso mais rápido disponível, por sua vez o impulso tipo II foi o impulso mais lento disponível. É importante observar que no impulso Tipo I, a proporção entre o tempo de frente e de cauda é muito diferente dos demais impulsos. Além disso, o ruído presente nos sinais está concentrado majoritariamente nos primeiros instantes, o que faz com que ele seja mais relevante para impulsos Tipo I, uma vez que o pico do sinal coincide com o pico do ruído. Assim, a filtragem aplicada aos dados pode provocar degeneração nas características deste tipo de impulso.

Durante os ensaios ocorreram problemas na medição do sinal tipo II em varistores tipo B para impulsos de 250 A. Por isso as medições serão excluídas de futuras análises.

4.2.1.4 FILTRAGEM DOS SINAIS

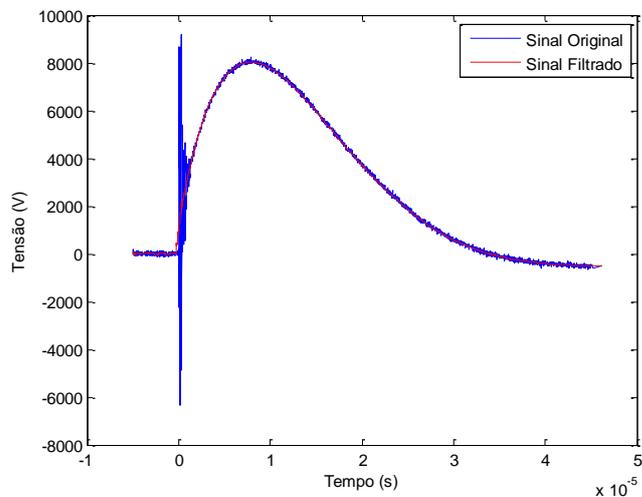
A princípio, foi observada a presença de um ruído significativo nos primeiros instantes de aplicação do impulso de corrente, de modo que foi necessário filtrar os sinais digitalmente, para posteriormente utilizá-los na construção de um modelo para os varistores. Os ruídos na medição estão ligados a problemas nas conexões e aterramento do gerador de impulsos de corrente.

O modelo matemático que será desenvolvido neste trabalho deve ser utilizado para simulações no domínio do tempo, portanto, o filtro a ser utilizado deve reduzir o efeito do ruído e preservar a característica do sinal no domínio do tempo. Tais características apontam para o uso de um filtro de média móvel.

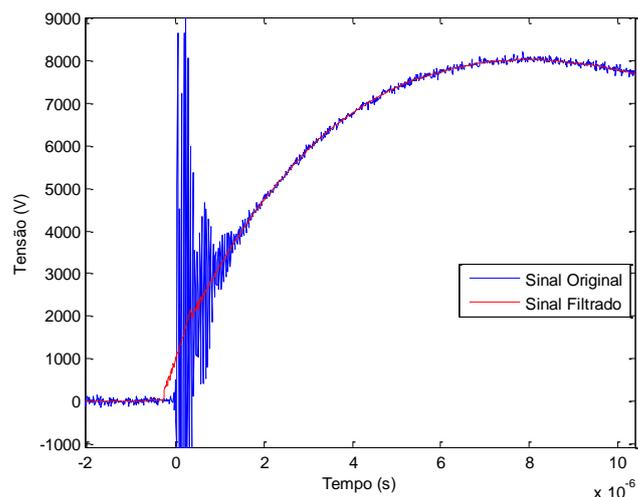
O filtro de média móvel consiste num tipo particular de convolução, onde cada ponto é calculado com a média de um número de pontos vizinhos. Este tipo de filtro apresenta excelentes resultados na remoção de ruído branco, manutenção da resposta ao degrau e boa resposta no domínio do tempo (SMITH, 2003). Testes com a base de dados apontaram que um filtro de média móvel de dez termos é suficiente para mitigar suficientemente os efeitos do ruído de medição.

Na Figura 4.9 apresentam-se formas de onda típica de um impulso de corrente de 8 kA Tipo IV, antes e depois da filtragem. Todos os resultados que serão apresentados nesta sessão foram filtrados de forma análoga. O mesmo filtro foi utilizado nos sinais de tensão e corrente.

Figura 4.9: Exemplo da filtragem empregada nos dados. (a) Sinal Completo e (b) Zoom na região mais ruidosa.



(a)



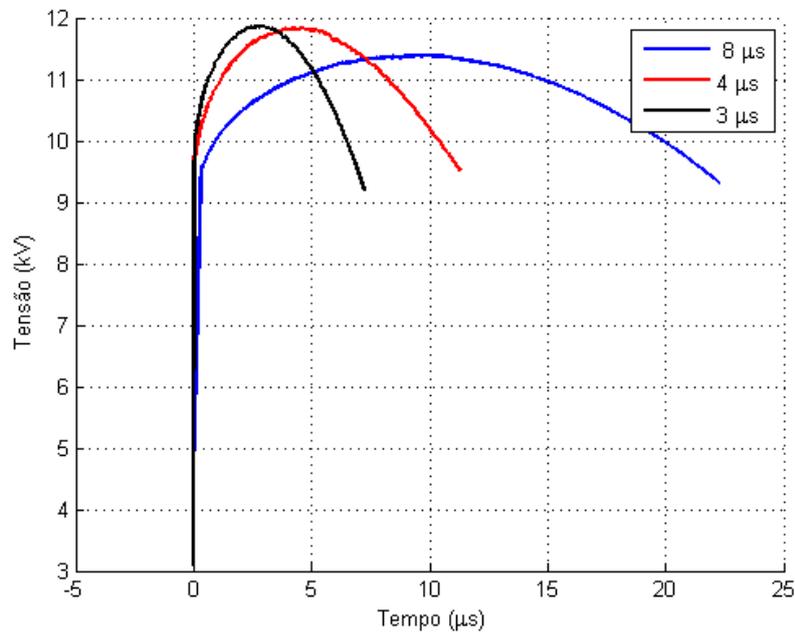
(b)

O resultado apresentado na Figura 4.9 ilustra que a filtragem insere um atraso no sinal. No entanto, como o mesmo filtro é utilizado para tensão e corrente, o atraso não é significativo.

4.2.1.5 ANÁLISE DAS MEDIÇÕES

Com o intuito de observar o efeito dinâmico dos varistores, na Figura 4.10 apresenta a resposta de uma amostra de varistor a impulsos de corrente de 8 kA com diferentes tempos de frente.

Figura 4.10: Resposta de um varistor tipo A a impulsos de corrente de 8 kA com diferentes tempos de frente.



As respostas apresentadas na Figura 4.10 são um exemplo do efeito dinâmico da resposta do varistor. Nelas é possível observar uma elevação no valor da tensão residual em função de uma diminuição no tempo de frente do impulso de corrente aplicado, ainda que a amplitude do impulso de corrente seja a mesma, nesse caso, 8 kA.

Para uma análise mais completa, a diferença percentual da tensão residual dos diferentes impulsos de corrente em relação ao impulso Tipo V com 2 kA está apresentada na Tabela 4.4. Observando os resultados apresentados associados à Figura 4.10, é possível observar algumas características do comportamento dos varistores:

- Analisando a resposta aos impulsos Tipo II, observa-se uma divisão entre as amostras, de tal forma que 5 deles apresentam tensões mais elevadas e 5 tensões mais reduzidas;
- Em todos os casos os impulsos Tipo I, III e IV têm tensões residuais mais elevadas do que o impulso padrão;
- Na maioria dos casos, o valor de pico da tensão residual aumenta em função de redução no tempo de frente. Apenas em duas amostras, comparando os impulsos Tipo III e IV verificou-se o contrário.

Assim, para impulsos mais lentos do que o impulso 8/20 μs, a característica dinâmica dos varistores não é bem definida, podendo haver elevação ou redução na tensão residual dependendo da amostra. É possível observar que mesmo entre amostras

aparentemente idênticas, como no caso dos varistores C, pode haver discrepância no comportamento.

Tabela 4.4: Diferença percentual entre a tensão residual dos demais impulsos e do impulso padrão

Varistor	Impulso	Diferença percentual da tensão em relação ao impulso 8/20 μ s para cada amostra de varistor	
		Amostra 1	Amostra 2
A	Tipo I	6,36	10,77
	Tipo II	1,16	0,70
	Tipo III	3,96	2,89
	Tipo IV	3,07	1,19
B	Tipo I	10,00	12,91
	Tipo II	-0,26	-0,15
	Tipo III	5,24	2,16
	Tipo IV	2,42	0,98
C	Tipo I	8,29	9,62
	Tipo II	-2,31	1,46
	Tipo III	1,72	3,01
	Tipo IV	2,47	0,14
D	Tipo I	10,62	9,10
	Tipo II	0,89	0,33
	Tipo III	3,09	0,69
	Tipo IV	1,70	0,93
E	Tipo I	7,35	9,88
	Tipo II	-0,10	-0,71
	Tipo III	2,30	0,45
	Tipo IV	0,82	0,32

O trabalho que propôs o modelo IEEE estabelece que existe um aumento de 6% no valor da tensão residual de um varistor em função de uma redução no tempo de frente de 8 para 1 μ s (IEEE 3.4.11, 1992). Embora os dados aqui apresentados tenham o mesmo comportamento em termos qualitativos, ao analisar amostras de classes distintas

observa-se que não é possível estabelecer um critério quantitativo geral para caracterizar o efeito dinâmico, uma vez que se observam casos muito dispares nos resultados apresentados na Tabela 4.4.

Os resultados obtidos apontam que o efeito quantitativo da característica dinâmica dos varistores varia significativamente para diferentes classes de varistores. Tal comportamento não está relatado nas referências bibliográficas, fato que pode ser atribuído à escassez de trabalhos embasados em medições reais.

Embora fossem necessários mais dados para estabelecer um valor médio estaticamente confiável para o efeito dinâmico em cada classe de varistor, do ponto de vista qualitativo, o efeito dinâmico observado na base de dados desenvolvida está de acordo com o que é aceito pelos trabalhos existentes.

Em seu trabalho, Vilar (2013) concluiu que alterações na amplitude da corrente aplicada sobre o varistor não provocam alterações na forma de onda da resposta. Na Figura 4.11 apresenta-se resposta a um conjunto de impulsos Tipo IV em uma das amostras de varistores. Observa-se que a conclusão apresentada no trabalho de Vilar (2013) ainda se mostra verdadeira, apesar da compensação da indutância no arranjo de medição.

Na Figura 4.12 apresenta-se a resposta normalizada dos varistores aos impulsos com todos os tipos. Os sinais apresentados na Figura 4.12 foram decimados de forma apresentar o mesmo número de pontos na duração dos impulsos.

Figura 4.11: Efeito provocado pela variação da amplitude na forma de onda da resposta, para impulsos tipo IV.

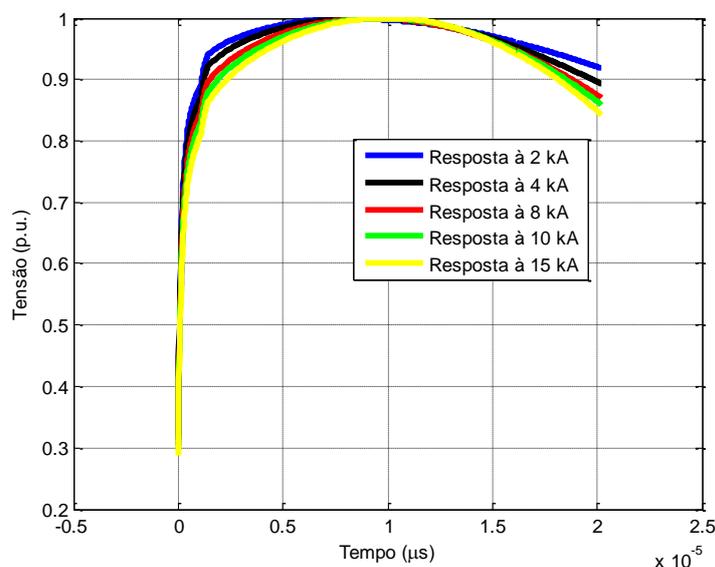
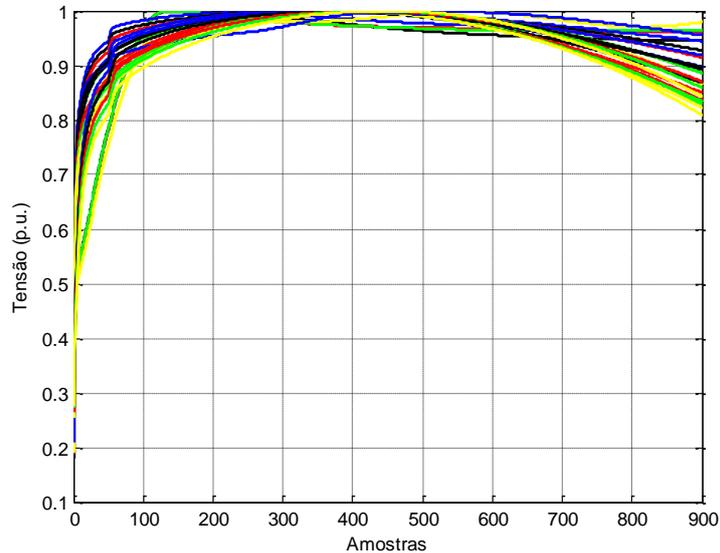


Figura 4.12: Resposta para um varistor tipo A para todos os impulsos normalizados e re-amostrados para um mesmo numero de amostras



Pelos resultados apresentados, é possível observar na Figura 4.11 que a forma de onda de todas as respostas é muito similar, divergindo majoritariamente no fim da resposta. O mesmo pode ser observado de forma mais clara na Figura 4.12. Este efeito é consequência de limitações do gerador de impulso de corrente que impedem a corrente do impulso de retornar rigorosamente para zero, como seria esperado e, devido às características dos varistores, uma corrente de apenas alguns ampères já é suficiente para provocar uma tensão significativa nas amostras. Em virtude deste comportamento, todas as simulações apresentadas ao longo deste trabalho são encerradas antes que o comportamento da resposta se comporte de forma incoerente.

4.3 ENSAIOS DE CARACTERIZAÇÃO NA REGIÃO DE BAIXA CORRENTE DAS AMOSTRAS

Os ensaios de impulso de corrente são destrutivos e podem danificar as amostras. Para monitorar as amostras de varistores e verificar se houve ou não deterioração, foram realizados ensaios de caracterização dos varistores. Neste tipo de ensaio, o varistor é submetido a níveis crescentes de tensão enquanto as formas de onda de tensão e corrente são armazenadas. Assim, o ensaio de caracterização foi

previamente realizado nas amostras e repetido ao fim de cada ciclo de ensaios de impulso de corrente, visando observar se houve alterações significativas que indiquem envelhecimento significativo na amostra de varistor.

Para realização dos ensaios de caracterização de varistores foram utilizados:

- Kit de alta tensão:
 - Mesa de controle de tensão;
 - Transformador;
 - Divisor de tensão capacitivo;
 - Resistência de Proteção (282 k Ω);
 - Resistência “*Shunt*” (1 k Ω);
 - Suportes isolantes;
 - Suporte para varistor.
- Varistores de ZnO;
- Osciloscópio;
- Computador;
- Cabos.

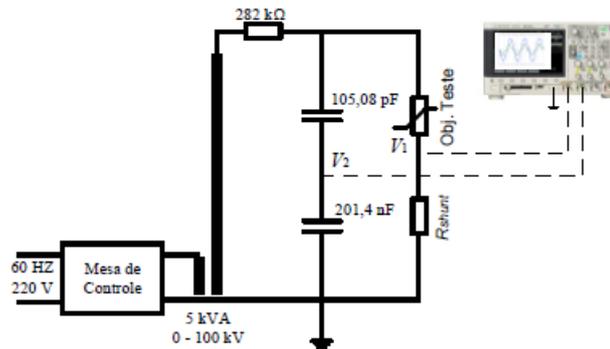
Antes de realizar os ensaios de caracterização, os varistores foram aquecidos em uma estufa para remoção de umidade.

O circuito mostrado na Figura 4.13 foi montado para realização do ensaio. O circuito é composto, basicamente, por uma fonte de tensão senoidal, um transformador elevador de tensão, uma resistência de proteção R conectada em série a um divisor capacitivo e em paralelo a este, uma resistência shunt, R_{shunt} , em série com o objeto de teste, o varistor.

A aquisição de dados é feita utilizando-se de um osciloscópio. Um divisor de tensão capacitivo é utilizado para permitir a aquisição da tensão enquanto um *shunt* é utilizado para permitir a aquisição da corrente. Não é necessário realizar a correção de indutância nos ensaios de baixa corrente, uma vez que a tensão aplicada está na frequência industrial.

Ao fim do ensaio, os dados são passados a um computador pessoal para serem processados posteriormente.

Figura 4.13: Circuito utilizado na realização do ensaio de caracterização.



Fonte: Brito (2016).

Na Figura 4.14 é apresentada uma fotografia do kit de alta tensão preparado para a realização de ensaio de caracterização.

Figura 4.14: Kit de alta tensão preparado para realização de ensaio de caracterização. Na fotografia não aparecem o osciloscópio nem o resistor shunt.



A temperatura ambiente e umidade relativa do ar foram registradas durante as medições, e os valores medidos situaram-se em torno de 28°C com variações de mais ou menos 1°C para temperatura, e 48% com variações de mais ou menos 1% para a umidade relativa do ar.

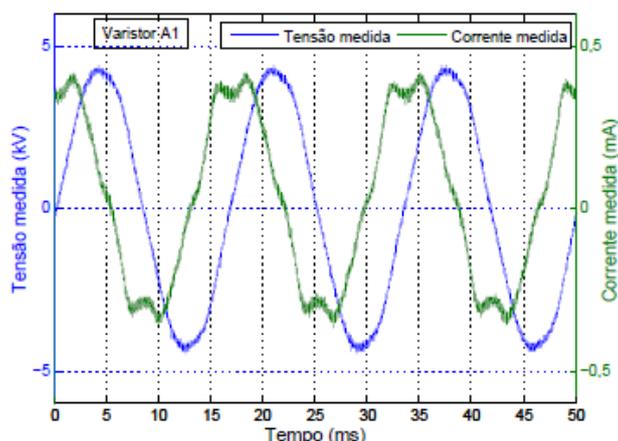
Embora as características elétricas dos varistores de ZnO operando na região de baixa corrente dependam da temperatura e umidade relativa do ar, admitiu-se que o modelo desenvolvido neste trabalho representa o para-raios de ZnO operando em condições ambientais com temperaturas entre 20 e 40°C, admitiu-se também que nessa faixa de operação o comportamento elétrico do varistor de ZnO praticamente não varia. Essa afirmação é razoável, uma vez que se observa no trabalho de Philipp e Levinson

(1977) um pequeno deslocamento da curva $V \times I$ na região de baixa corrente quando a temperatura varia de 289K (25°C) para 342K (69°C). Pelo exposto, os modelos desenvolvidos neste trabalho não necessitam representar a influência da temperatura ou umidade no comportamento do varistor.

4.3.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Como exemplo de uma medição típica dos ensaios de caracterização, na Figura 4.15 observam-se as formas de onda da tensão e da corrente no varistor A1, operando na região de baixa corrente. Nota-se que a corrente de fuga medida está adiantada da tensão em praticamente 90°, o que caracteriza a predominância do comportamento capacitivo do para-raios de ZnO nessa região. Comportamentos semelhantes foram observados para os demais varistores.

Figura 4.15: Formas de onda de tensão e corrente medidas na região de baixa corrente no varistor A1.



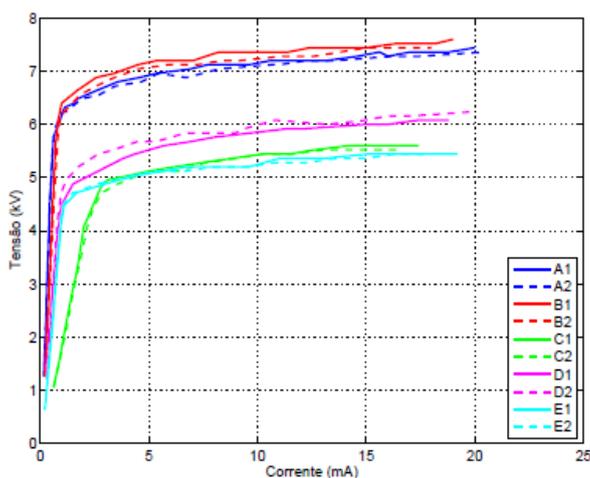
Nos ensaios, foram realizadas várias medições como as apresentadas na Figura 4.15, com níveis crescentes de tensão. A tensão foi aumentada gradualmente, com o cuidado de não sobreaquecer o varistor nem superar a corrente permitida pelo primário do transformador. Buscou-se sempre realizar o máximo de medições possíveis até atingir o limite de aquecimento suportável pela amostra de varistor sem danificá-la.

Após as medições e aquisições dos sinais de corrente e tensão em cada um dos dez varistores avaliados, foi construído um gráfico do valor de pico da tensão *versus* o valor de pico da corrente para cada uma das medições de cada amostra.

Na Figura 4.16 são apresentadas as curvas obtidas para os dez varistores utilizados na construção da segunda base de dados. Nota-se que os varistores de mesmo fabricante e dimensões físicas possuem curvas características semelhantes. As pequenas

diferenças devem-se principalmente a pequenas variações de dimensões no processo de fabricação, e a pequenas diferenças na microestrutura do varistor, que ocorrem no processo de sinterização. Tais diferenças podem estar correlacionadas também as variações no efeito dinâmico dos varistores apresentadas na Tabela 4.4, mas não foi realizada nenhuma análise da correlação entre esses fenômenos.

Figura 4.16: Curva $V \times I$ das amostras de varistores obtidas nos ensaios de caracterização das amostras.



A curva $V \times I$ apresentada na Figura 4.16 foi obtida com as amostras novas, isto é, antes da aplicação dos impulsos de corrente. O ensaio foi então repetido a cada ciclo de impulsos de corrente com intuito de observar mudanças significativas na curva $V \times I$ das amostras, o que indicaria uma deterioração das mesmas. Em nenhum dos casos isso foi observado, portanto, sempre será considerado que não houve envelhecimento das amostras.

Em estudos posteriores, espera-se que o modelo matemático desenvolvido neste trabalho possa ser utilizado para inferir a resposta de um para-raios envelhecido a partir da sua resposta quando novo. Para isso, será necessário expandir a base de dados para contemplar a resposta de varistores envelhecidos. Neste caso, o ensaio de caracterização será fundamental para observar ou mesmo quantificar o envelhecimento das amostras.

O próximo capítulo desta tese apresentará o processo de desenvolvimento de um modelo matemático para varistores de óxido de zinco. Para o desenvolvimento do modelo serão utilizadas técnicas de identificação de sistemas, cujos conceitos foram apresentados no Capítulo 3. Tais técnicas serão aplicadas com o intuito de reproduzir as características da base de dados discutida neste capítulo.

Capítulo 5

MODELO MATEMÁTICO DE UM VARISTOR DE ÓXIDO DE ZINCO

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será discutido o processo de criação do modelo matemático de um varistor de óxido de zinco. Os dados utilizados para o desenvolvimento e análise dos modelos desenvolvidos foram obtidos a partir dos ensaios discutidos no Capítulo 4.

5.2 ARQUITETURA GERAL DO MODELO E

DETERMINAÇÃO DA ESTRUTURA A SER UTILIZADA

No Capítulo 3 foi discutida a arquitetura geral do modelo, ou seja, o conjunto de características do problema a ser modelado que guiam a escolha do modelo. Para a construção do modelo de um varistor de óxido de zinco foram levados em consideração os seguintes fatores:

- Tipo do problema: os mais comuns são problemas de classificação, identificação estática e dinâmica. No caso de um varistor de óxido de zinco, trata-se de fundamentalmente de um problema de um sistema dinâmico e não-linear;
- Uso do modelo: existe uma infinidade de aplicações para modelos, como simulação, predição, otimização e controle. Os modelos desenvolvidos neste trabalho estão voltados para simulação;
- Disponibilidade e qualidade dos dados: quando os dados disponíveis são poucos ou muito ruidosos é necessário utilizar estruturas que sejam robustas, em geral abordagens globais.

- Restrições de tempo e de memória: os modelos desenvolvidos neste trabalho devem operar de forma *off-line*, ou seja, durante a simulação o modelo não tem auxílio de medições. Por isso, restrições de tempo de processamento não são relevantes e os requisitos de memória são baixos;
- Experiência do usuário: o usuário final irá preferir modelos que remetam a alguma experiência anterior, mesmo que muitas vezes outra alternativa traga vantagens. Muito embora o modelo apresentado neste trabalho tenha sido desenvolvido na plataforma Matlab, buscou-se desenvolver um modelo que pudesse ser utilizado no simulador ATP, tradicionalmente empregado na análise de transitórios eletromagnéticos;
- Aceitação do modelo: neste trabalho buscou-se utilizar características presentes nos dados obtidos nos ensaios, para facilitar o processo de modelagem e tornar os modelos desenvolvidos mais inteligíveis.

Com base nos critérios discutidos, é possível concluir que a estrutura do modelo terá as seguintes características: Ser não linear, apresentar comportamento dinâmico e necessita ser apta a realizar simulações, o que significa que deverá estar apta a realizar predições sem o auxílio de dados de medições. A priori, não há limitações acerca do tempo de simulação, por outro lado, apesar de também não haver limitações em termos de *hardware*, o *software* ATP impõe limitações similares, por não ser apto a lidar com estruturas matemáticas muito complexas e por limitar a memória utilizada nas iterações de suas simulações.

Por fim, a principal limitação, a qualquer eventual estrutura que venha a ser utilizada para modelar um varistor de óxido de zinco, está nos dados que serão utilizados para determinar seus parâmetros. Embora neste trabalho tenha sido desenvolvida uma base de dados sólida para caracterizar e analisar os varistores, eventuais usuários do modelo desenvolvido terão acesso apenas às informações fornecidas pelo fabricante do varistor, que muitas vezes se restringem às características básicas do varistor, como sua tensão nominal, MCOV e a resposta a um impulso padrão 8/20 μs .

A limitação nas informações disponíveis conduz a uma situação de incoerência, uma vez que o comportamento dinâmico do varistor ocorre em função da redução do tempo de frente do impulso de corrente aplicado, mas ainda assim, espera-se que o modelo consiga reproduzir esse comportamento, mesmo conhecendo apenas a resposta a um único tempo de frente.

Tal incoerência vai diretamente de encontro com a essência das principais estruturas utilizadas e reconhecimento de padrões, uma vez que, nesses casos a estrutura é apresentada a um comportamento para que possa reproduzi-lo. Por exemplo, os vários tipos diferentes de redes neurais, onde se espera que a rede “aprenda” as características presentes numa base de dados para poder diferenciá-los no futuro. Assim, o uso de estruturas complexas, a exemplo da rede neural, é inviável uma vez que ela não poderia ser apresentada ao padrão que precisa detectar, logo, não poderia aprendê-lo.

As características da arquitetura do problema, somadas às limitações presentes nos dados utilizados para determinar os parâmetros do modelo, somada as limitações impostas pelo ATP, conduzem à conclusão que se necessita buscar uma estrutura tão simples quanto possível, cuja não linearidade possa representar o comportamento do para-raios.

Assim, um modelo matemático de um varistor será uma função não-linear de um determinado conjunto de regressores. Regressores são variáveis independentes utilizadas para determinar a saída de um determinado modelo. No caso de varistores de óxido de zinco, as informações utilizadas para a modelagem estão presentes na base de dados de impulsos de corrente, de tal forma que os regressores possíveis são valores tensão e corrente no varistor. Como a variável a ser calculada é a tensão no varistor, o modelo é dito autoregressivo.

Portanto, o modelo de um varistor será uma função não-linear autoregressiva. Este tipo de representação é conhecido como NARX e é representado pela Equação 3.1, conforme foi apresentada no Capítulo 3.

5.3 DETERMINAÇÃO DA REPRESENTAÇÃO DA NÃO-LINEARIDADE

A primeira etapa no uso de uma estrutura NARX é a determinação da não linearidade a ser utilizada. As características da arquitetura geral do modelo, descritas na sessão anterior, devem ser utilizadas para guiar a escolha da representação da não-linearidade. Esta etapa é muito subjetiva, uma vez que não há métodos de otimização para a escolha.

Existem vários *softwares* e *toolboxes* que se prestam a auxiliar na escolha de representações não-lineares, contudo, invariavelmente esse apoio consiste apenas prover representações pré-prontas de uma grande quantidade de funções não lineares diferentes. Por sua vez, o autor utiliza essas funções para uma triagem inicial de quais funções seriam mais promissoras. As estruturas que são avaliadas nessa triagem são usualmente referidas como funções candidatas.

Normalmente as candidatas são utilizadas na representação de casos típicos e submetidas a variações plausíveis, o desenvolvedor do modelo então observa o desempenho da estrutura e julga se deve trabalhá-la para que seu desempenho melhore ou se deve partir para outra representação. Ao fim, o autor escolhe alguma das candidatas e segue trabalhando com ela até que atinja um desempenho satisfatório ou desiste e parte para outra candidata.

Assim, com base na arquitetura geral do problema, as seguintes funções foram utilizadas como candidatas a representar o comportamento do varistor.

- Função sigmoide;
- Representação polinomial;
- Representação em árvore;
- *Wavelet* em rede;
- Linearização por partes;
- Representações de Hammerstein-Wiener, onde cinco diferentes tipos de não linearidades foram avaliadas: Linear por partes, saturação, *Deadzone*, ganho unitário, e polinomial;
- Representação de erro na saída;
- Representação de Box-Jenkins;
- Representação em espaço de Estados;

Essas estruturas foram avaliadas de acordo com:

- Capacidade de reproduzir a resposta a um impulso padrão 8/20 μs ;
- Efeito provocado por variações na amplitude do sinal de entrada;
- Efeito provocado por variações na forma de onda provocada no sinal de entrada;
- Sensibilidade ao tamanho dos vetores utilizados no processo de modelagem;
- Sensibilidade nos parâmetros;

- Sensibilidade à presença de ruído no sinal de entrada.

A partir das análises realizadas, a representação NARX polinomial foi escolhida para ser utilizada como representação para um varistor de óxido de zinco.

Segundo Aguirre (2004), as principais vantagens da representação polinomial são:

- Linearidade dos parâmetros;
- Possibilidade de combinar a seleção de estrutura com determinação dos parâmetros;
- A maioria dos *softwares* e linguagens de programação permite a simulação deste tipo de estrutura;
- Possibilidade de obter modelos estáticos.

A possibilidade de obter modelos estáticos não foi um fator relevante na escolha deste tipo de estrutura, uma vez que os varistores apresentam comportamento dinâmico. A linearidade dos parâmetros é um fator central do método de determinação dos parâmetros que será apresentado na próxima sessão. A possibilidade de combinar a seleção da estrutura com a determinação dos parâmetros foi fundamental para o processo de exclusão de regressores espúrios, que será apresentado na Sessão 5.5. A possibilidade de simular a representação polinomial no *software* ATP é fundamental para aplicabilidade do modelo desenvolvido.

5.4 DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DO MODELO DESENVOLVIDO.

Como consequência da linearidade dos parâmetros da representação polinomial, na determinação dos parâmetros de uma representação NARX é possível utilizar o método dos mínimos quadrados. Em seu trabalho, Aguirre (1998) descreve um procedimento para implementação desse método que foi empregado neste trabalho.

A Equação 5.1 apresenta a representação NARX na forma de erro de predição.

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n_{\theta}} p_i(t)k_i + \xi(t) \quad (5.1)$$

Onde $p_i(t)$ são os regressores do modelo, ou seja os vetores que contém as informações que o modelo utiliza para determinar a saída desejada $y(t)$, por sua vez n_θ é número de termos adotado para o modelo. No caso do modelo matemático de um varistor desenvolvido neste trabalho, a saída desejada é a tensão do bloco varistor. Já os regressores que serão utilizados na determinação dessa saída serão estabelecidos posteriormente. Temos ainda que k_i é o vetor de parâmetros que se deseja determinar e $\xi(t)$ é o resíduo de modelagem que se deseja minimizar.

O resíduo de modelagem pode ser determinado a partir da Equação 5.2:

$$\xi(t) = y(t) - y_e(t) \quad (5.2)$$

Onde $y_e(t)$ é a saída estimada do modelo enquanto $y(t)$ é saída desejada, normalmente obtida de ensaios.

Assim como a saída desejada $y(t)$ pode ser representada pela Equação 5.1, a saída estimada $y_e(t)$ pode ser escrita como a Equação 5.3:

$$y_e(t, k) = \sum_{i=1}^{n_\theta} p_i(t)k_i \quad (5.3)$$

Para minimizar o vetor de resíduos de modelagem ξ os parâmetros k_i devem ser escolhidos de modo a minimizar a função custo do algoritmo dos mínimos quadrados, apresentada na Equação 5.4:

$$J_n(k) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \xi^T \xi(t, k) \quad (5.4)$$

Para simplificar a solução do problema, a Equação 5.1 pode ser escrita em notação matricial, conforme apresenta a Equação 5.4:

$$Y = PK + \Xi \quad (5.4)$$

Onde:

$$Y = [y(1) \ y(2) \ y(3) \ \dots \ y(N)]^T,$$

$$\Xi = [\xi(1) \ \xi(2) \ \xi(3) \ \dots \ \xi(N)]^T,$$

$$P = \begin{bmatrix} p_1(1) & \cdots & p_n(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ p_1(N) & \cdots & p_n(N) \end{bmatrix},$$

em que N corresponde ao tamanho dos vetores utilizados.

A solução do problema é apresentada na Equação 5.5 (GOLUB e VAN LOAN, 1989):

$$k = (P^T P)^{-1} P^T Y. \quad (5.5)$$

Assim, o procedimento descrito foi implementado na forma de um conjunto de rotinas no software Matlab e utilizado para determinação dos parâmetros do modelo.

5.5 DESENVOLVIMENTO DO MODELO MATEMÁTICO PARA VARISTORES DE ÓXIDO DE ZINCO

A seguir será discutido de forma sucinta o procedimento de determinação da ordem e do número de termos do modelo matemático de um varistor de óxido de zinco utilizando a representação NARX com não linearidade polinomial.

Os parâmetros do modelo utilizado foram obtidos a partir da resposta de um varistor a um impulso tipo V com 10 kA. Todos os gráficos apresentados nesta sessão dizem respeito a um varistor tipo A. As análises e conclusões são idênticas para todos os tipos de varistores.

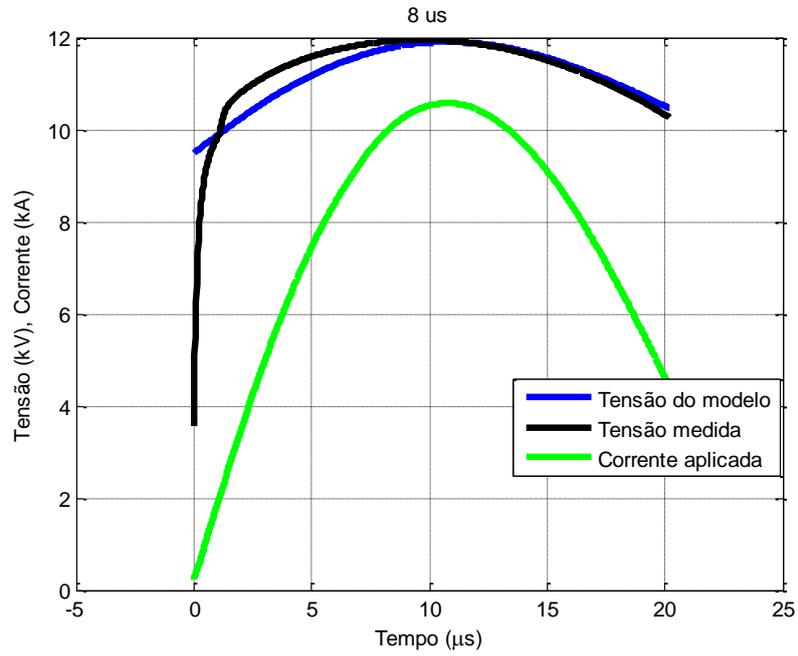
A partir do método dos mínimos quadrados para determinação dos parâmetros de modelos, foram produzidos modelos com diferentes ordens utilizando a Equação 5.6.

$$v(t) = K_0 + \sum_{i_1=1}^n (K_{i_1} * i(t)^n). \quad (5.6)$$

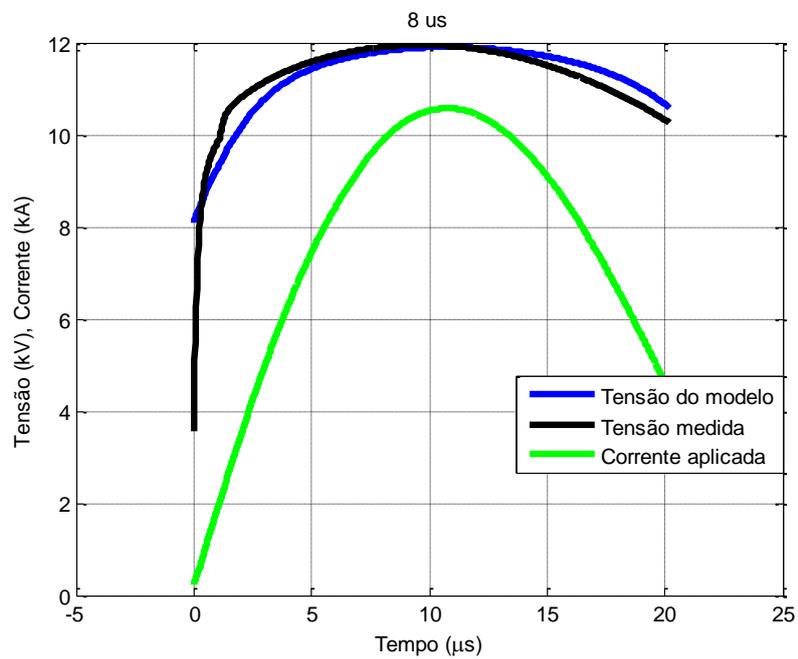
Na Equação 5.6, v corresponde a tensão no para-raios, t corresponde ao tempo discreto, i é a corrente no para-raios, n é a ordem do modelo e K são os parâmetros determinados a partir do método dos mínimos quadrados.

A Figura 5.1 apresenta os primeiros resultados obtidos com a Equação 5.6.

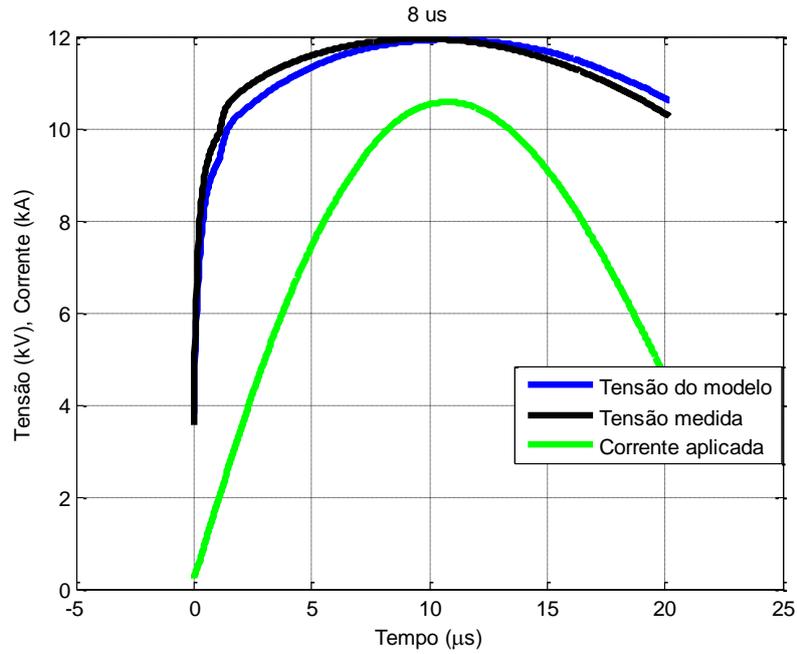
Figura 5.1: Resposta de um modelo NARX a um impulso tipo V com 10 kA de amplitude, (a) modelo de primeira ordem, (b) modelo de terceira ordem e (c) modelo de décima ordem.



(a)



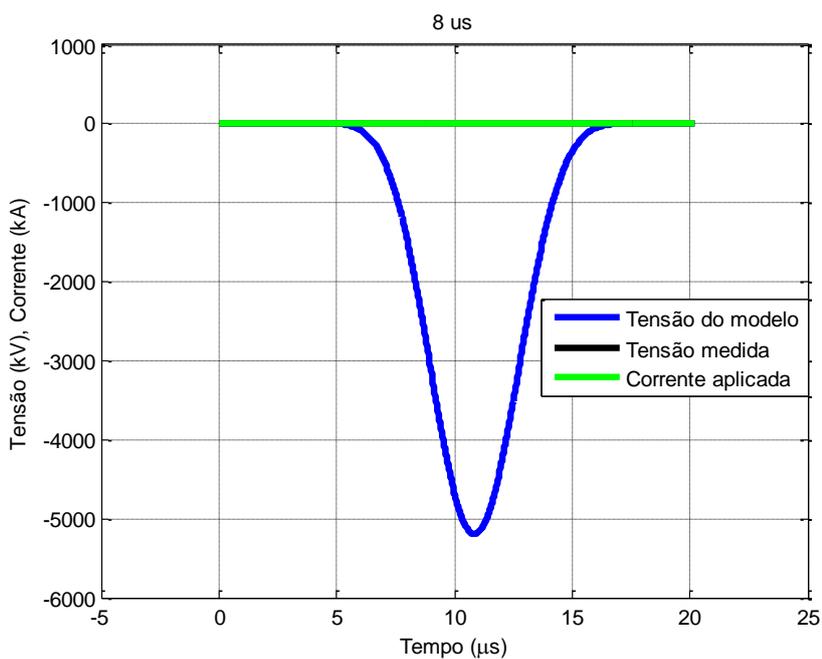
(b)



(c)

Os resultados apresentados na figura indicam que com uma ordem inferior a dois, o modelo não consegue acompanhar o rápido crescimento da tensão, típico de sinais impulsivos. Desse modo, faz-se necessário uma elevada ordem para representar este crescimento rápido, contudo, conforme apresenta a Figura 5.2 a elevação de ordem do modelo também tem efeitos negativos.

Figura 5.2: Resposta do modelo NARX apresentado na Figura 5.1 (c) a um impulso com mesma forma, porém com amplitude de 15 kA.



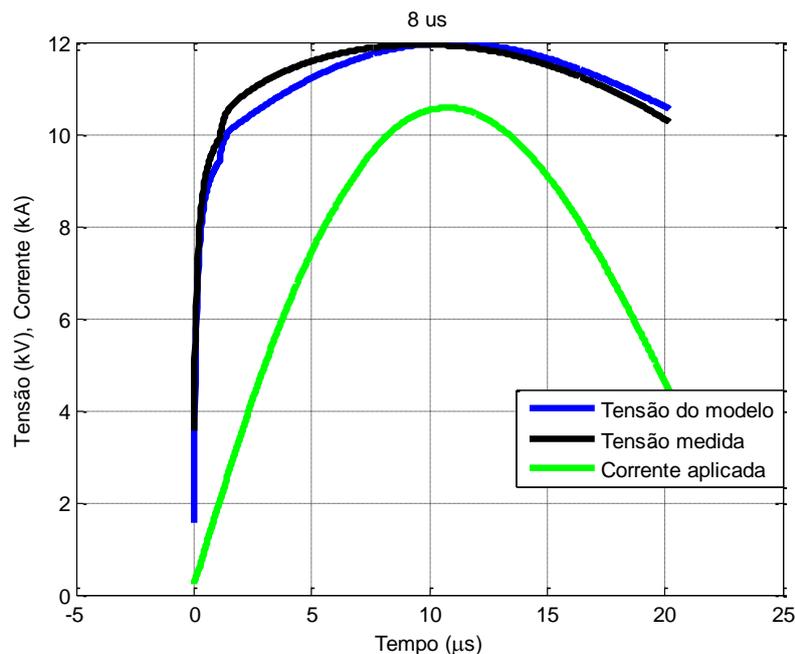
Conforme apresenta a Figura 5.2, a elevação da ordem pode provocar a existência de dinâmicas espúrias, isso levando em consideração que a equação está sendo avaliada no caso mais simples possível, já que seus parâmetros foram determinados a partir de um impulso Tipo V e o modelo foi utilizado para determinar a resposta a um impulso também do Tipo V. Isso demonstra que, apesar de conseguir representar o rápido crescimento da tensão impulsiva, o modelo não apresenta boa flexibilidade.

Com o intuito de melhorar a capacidade do modelo de responder a diferentes sinais, a estrutura NARX foi então avaliada contendo uma realimentação. A Figura 5.3 ilustra a resposta de um modelo de primeira ordem, semelhante ao apresentado na Figura 5.1(a) com a adição da realimentação da saída mais recente. Assim, a Equação 5.7, foi o modelo utilizado para obtenção dos resultados apresentados na Figura 5.3:

$$v(t) = K_0 + \sum_{i_1=1}^2 (K_{i_1} * X_{i_1}), \quad (5.7)$$

Em que, K são os parâmetros do modelo que devem ser determinados pelo método dos mínimos quadrados, t é a variável discreta tempo e $X_1=v(t-1)$ e $X_2=i(t)$, v e i são os vetores de tensão e corrente, respectivamente.

Figura 5.3: Resposta de um modelo NARX de primeira ordem com realimentação da saída mais recente.



O resultado apresentado Figura 5.3 indica que o uso de uma realimentação da saída permite a caracterização da resposta rápida do varistor, mesmo para um modelo de ordem um. O uso de ordens superiores a três não produz melhoria significativa e torna o modelo mais propenso a comportamentos indesejáveis, conforme discutido anteriormente.

Em seu livro, Nelles (2001) aponta as seguintes desvantagens para o uso de realimentação de saída no processo de modelagem de sistemas não lineares:

- Não há métodos eficientes para determinação da ordem do modelo, que é crucial para seu bom funcionamento;
- Não é possível garantir a estabilidade do modelo exceto em casos muito particulares.

Para superar o problema da determinação da ordem, o desenvolvedor do modelo deve avaliar diversas ordens diferentes num processo de experimentação guiado pelo seu próprio conhecimento acerca das características físicas do problema. Com relação à estabilidade, geralmente a única alternativa para o desenvolvedor é realizar um extensivo processo de validação, comparando o modelo com uma grande base de dados. (NELLES, 2001)

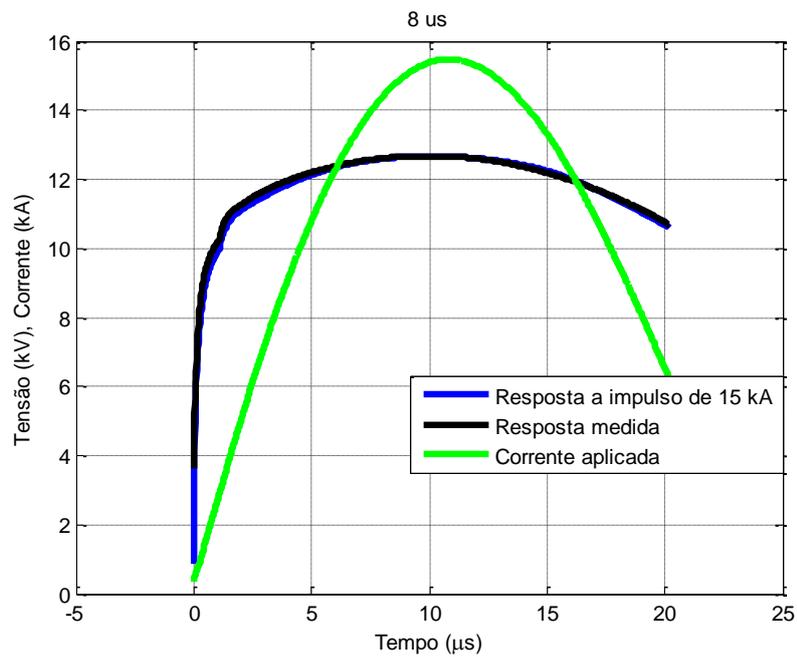
Por outro lado, o uso da realimentação de saída tem a grande vantagem de conduzir a representações concisas, reduzindo a dimensionalidade dos problemas de forma muito significativa. A prática mostrou que na modelagem de sistemas não lineares as vantagens superam as desvantagens.

Segue-se então, o processo de determinação do número de termos necessários para caracterizar da melhor forma possível o varistor.

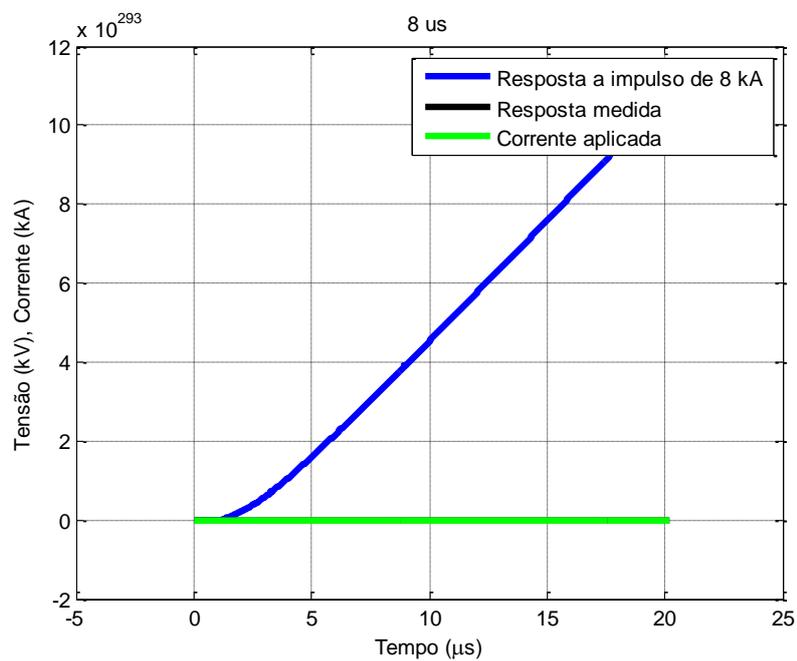
Dois fatores determinam o número de termos do modelo: a ordem do modelo e número de termos históricos que serão considerados. Como neste trabalho o objetivo é a determinação de um modelo tão simples quanto possível e os critérios de determinação de número de termos são pouco conclusivos, a alternativa mais viável é a experimentação dos casos de baixa ordem.

A partir desse procedimento observa-se que o uso de realimentação em modelos com ordem superior a três, a despeito de apresentar bons resultados em alguns casos, leva a modelos instáveis, conforme apresenta a Figura 5.4.

Figura 5.4: Resposta de um modelo de terceira ordem a um sinal de (a) 15 kA e (b) 8 kA.



(a)



(b)

A partir de uma análise utilizando a estatística R-quadrado, constata-se que o desempenho de modelos de segunda ordem é superior aos de primeira ordem, sem apresentar sinais de instabilidade.

Posteriormente, deve-se avaliar o efeito que o número de termos históricos apresenta na resposta, novamente priorizando a análise de números pequenos em prol da simplicidade da estrutura. Observa-se que, em termos de desempenho do modelo avaliado pela estatística R-quadrado, não há ganho em utilizar mais de um termo histórico de entrada.

Condensando as informações disponíveis até então, o modelo de um varistor de óxido de zinco deve ser uma estrutura NARX, com não linearidade polinomial, de segunda ordem, com realimentação e um termo histórico na entrada. Assim, os regressores do modelo serão as combinações não lineares de segunda ordem da corrente atual no varistor, a corrente um passo de tempo atrás e a tensão do varistor que será realimentada, totalizando assim 9 regressores. De tal forma que Equação 5.8 é candidata a representar o comportamento do varistor.

$$v(t) = K_0 + \sum_{i_1=1}^3 (K_{i_1} * X_{i_1}) + \sum_{i_1=1}^3 \sum_{i_2=i_1}^3 (K_{i_1 i_2} * X_{i_1} * X_{i_2}). \quad (5.8)$$

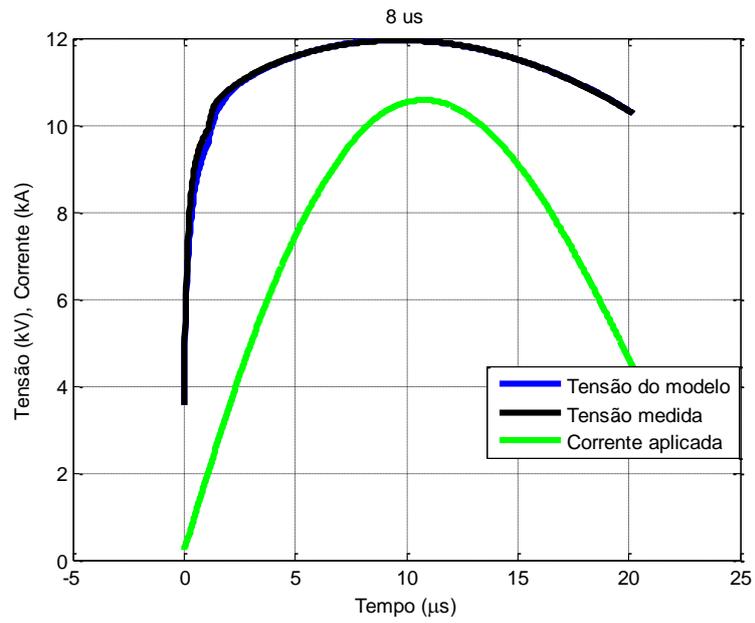
Na Equação 5.8 temos:

$$X_1 = v(t-1), X_2 = i(t) \text{ e } X_3 = i(t-1).$$

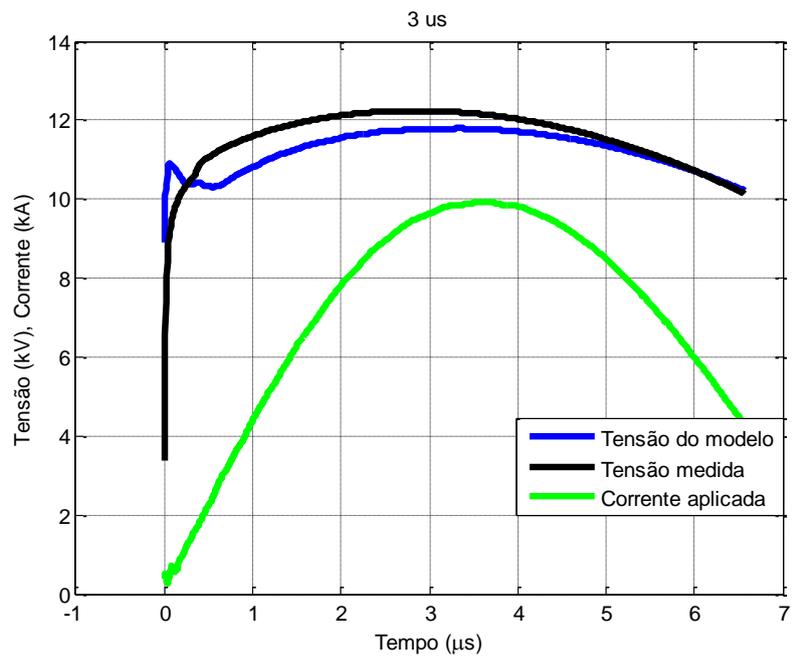
Em que, K são os parâmetros do modelo que devem ser determinado pelo método dos mínimos quadrados, t é a variável discreta tempo e $X_1=v(t-1)$, $X_2=i(t)$ e $X_3=i(t-1)$, v e i são os vetores de tensão e corrente, respectivamente.

Na Figura 5.5 apresenta-se a resposta deste modelo para diferentes sinais.

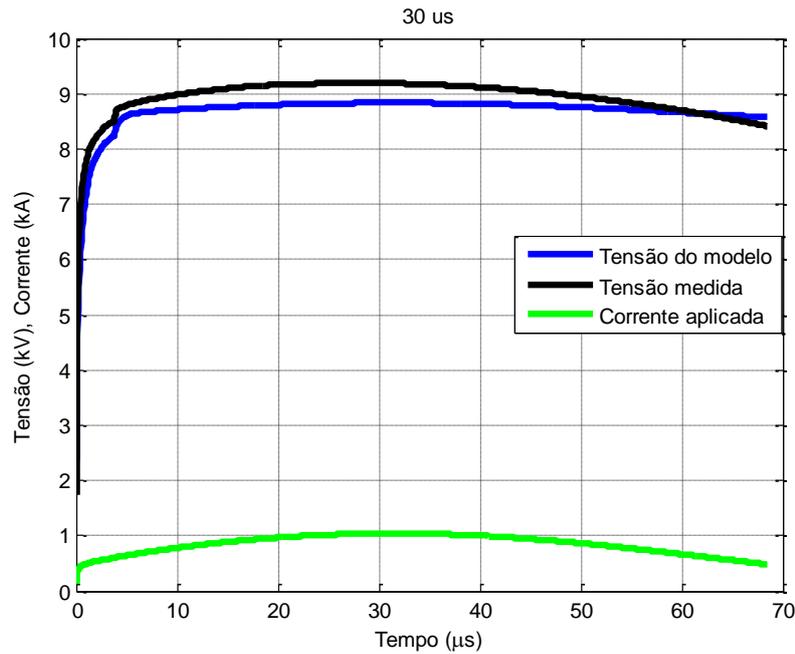
Figura 5.5: Resposta do modelo apresentado na Equação 5.8 a impulsos tipo (a) V,(b) III e (c) II.



(a)



(b)



(c)

Os resultados apresentados nas Figura 5.5(a) e (c) indicam que a Equação 5.8 consegue representar o comportamento do varistor em diferentes formas de onda e amplitude. Contudo, conforme apresentado na Figura 5.5(b) existem ainda alguns comportamentos inadequados nos impulsos mais rápidos.

Para melhorar o desempenho da Equação 5.8 é necessário fornecer mais informações na determinação de seus parâmetros. Tendo em vista que, para garantir a aplicabilidade dos modelos desenvolvidos neste trabalho optou-se por não utilizar informações de impulsos com formas de onda diferentes do 8/20 μ s padrão, uma vez que um eventual usuário não disporia de tal informação.

Por outro lado, cada varistor possui uma dinâmica interna fixa, ainda que desconhecida, e tal dinâmica possui um número de atrasos muito inferior ao número de aquisições realizadas nos ensaios. Portanto, é possível inferir que, aplicações sucessivas de impulsos obteriam os mesmos resultados da aplicação dos impulsos individualmente. Desse modo, é possível realizar a composição de uma resposta mais completa a partir de ensaios tipo V independentes, criando assim artificialmente um sinal de excitação para o modelo que represente o varistor com diferentes valores de amplitude.

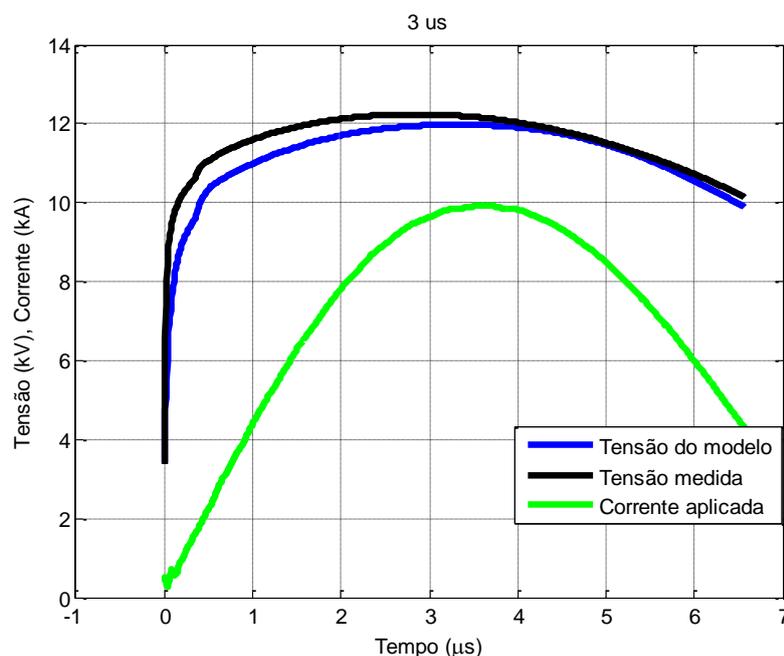
O procedimento descrito acima foi realizado com um número crescente de sinais, observou-se que o uso de 2 sinais diferentes é suficiente. Assim, os parâmetros da Equação 5.8 foram determinados com base na resposta de cada amostra de varistor a

impulsos tipo V, com amplitudes de 10 e 15 kA. Informações estas que são tipicamente providas pelos fabricantes de varistores, nos *datasheets*.

Ao assumir que aplicações sucessivas de impulsos obteriam os mesmos resultados da aplicação dos impulsos individualmente, impõe-se uma hipótese simplificadora ao modelo. A partir dos testes realizados em laboratório, observou-se que essa hipótese é válida para a aplicação de apenas dois impulsos, uma vez que cada impulso era repetido duas vezes e não se observou mudança significativa na resposta do para-raios. Como no desenvolvimento do modelo só foram utilizados sinais compostos por duas respostas, o uso de tal hipótese simplificadora não compromete a capacidade de representação do modelo. Contudo, trabalhos como o de Leitão (1999), apontam que com uma quantidade maior de descargas sucessivas, é possível afetar a dinâmica de resposta do para-raios. Em função da hipótese simplificadora adotada, o modelo desenvolvido nesta tese não é capaz de representar fenômenos como o relatado no trabalho de Leitão (1999).

Utilizando o sinal de excitação composto, o modelo é capaz de representar muito melhor o comportamento dos varistores para as formas diferentes do sinal 8/20 μ s padrão. A Figura 5.6 ilustra a resposta do modelo na mesma situação apresentada na Figura 5.5 (b), após o uso da excitação composta na determinação dos parâmetros do modelo.

Figura 5.6: Resposta do modelo na Equação 5.8 a impulsos tipo III após o uso do sinal composto para cálculo dos parâmetros.



Comparando a Figura 5.6 com a Figura 5.5 (b), fica claro que o uso da excitação composta permitiu a equação representar de forma muito mais coerente a resposta do varistor. Esta melhoria pode ser observada para todos os tipos de impulsos, varistores e amplitudes estudadas.

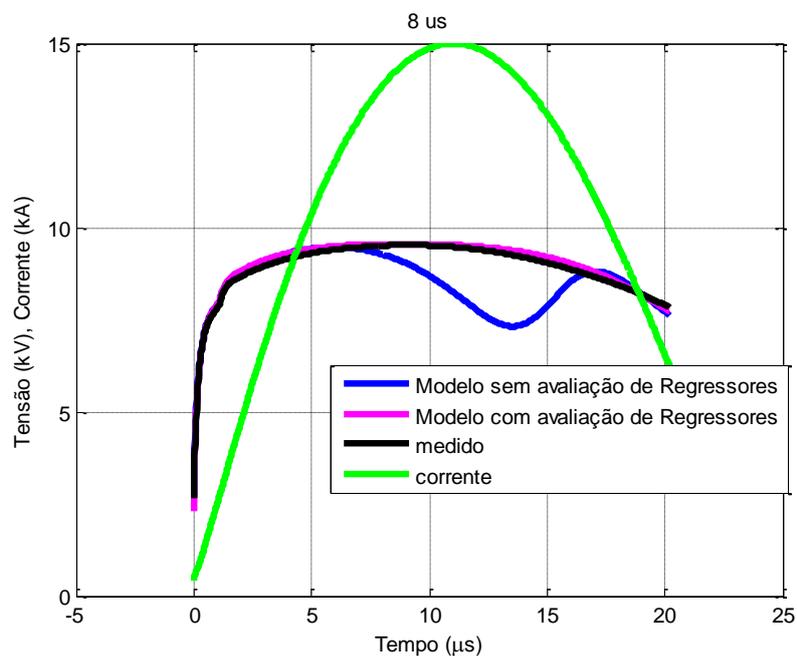
Todos os parâmetros da Equação 5.8 foram calculados com base na resposta a impulsos tipo V, contudo, não há garantias que todos os regressores associados aos parâmetros da Equação 5.8 estejam contribuindo para a representação do comportamento do varistor. De fato, alguns termos podem ser irrelevantes ou mesmo degenerar a resposta. Em última análise, uma vez proposto um modelo, é importante observar se de fato todos os termos do modelo são necessários.

Assim, de forma sistemática, cada combinação de regressores foi analisada em busca da combinação que trouxesse o melhor R-quadrado médio. O procedimento estabeleceu que os regressores $v^2(t-1)$ e $v(t-1)i(t-1)$ não têm contribuição significativa para a representação da resposta do varistor, enquanto o regressor $v(t-1)i(t)$ degenera a resposta do modelo, assim os parâmetros K_4 , K_5 e K_6 da Equação 5.8 são fixados em zero no algoritmo de cálculo de parâmetros descrito na Sessão 5.4.

O processo de avaliação e exclusão de regressores espúrios, além de melhorar o desempenho do modelo, tem a crucial função de impedir que o modelo apresente outras dinâmicas se superpondo ao comportamento que se deseja modelar. A Figura 5.7 apresenta um exemplo desse tipo de situação.

O resultado apresentado na Figura 5.7 mostra que, sem a exclusão dos regressores espúrios há um comportamento indesejado no modelo que esta se sobrepondo a resposta esperada para um varistor. A exclusão dos regressores espúrios evita este tipo de problema.

Figura 5.7: Resultado de uma simulação do modelo com e sem a exclusão de regressores espúrios para um varistor Tipo D submetido a um impulso Tipo V com 15 kA.

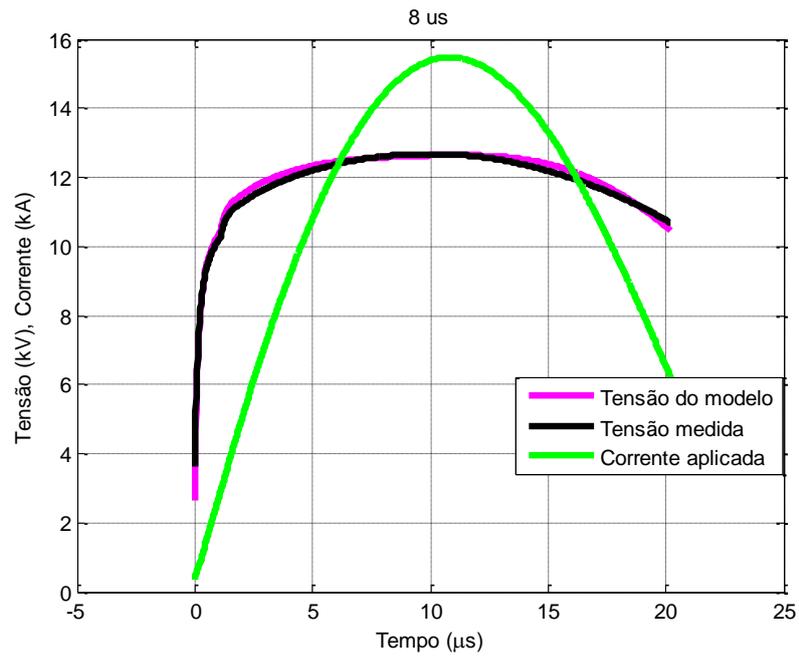


5.6 VALIDAÇÃO DO MODELO

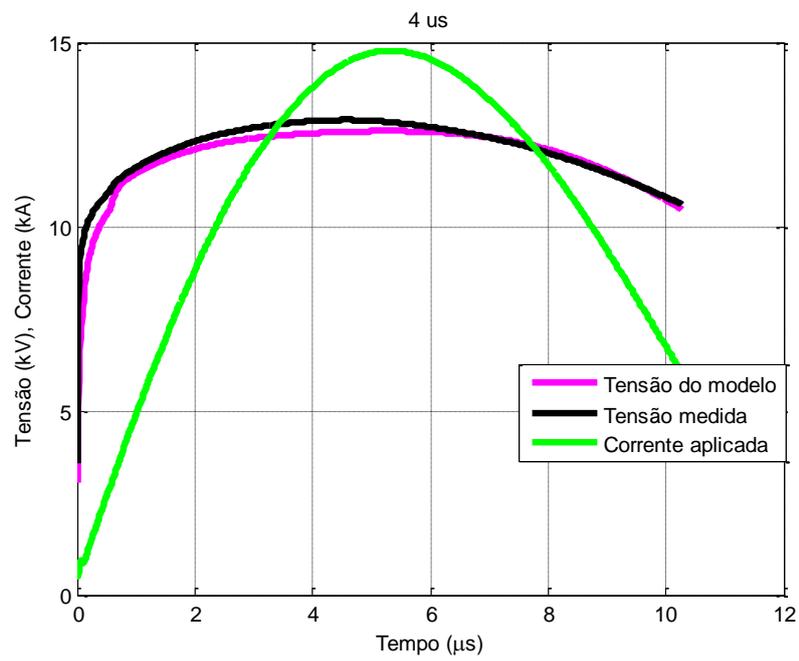
A última etapa do processo de desenvolvimento de um modelo é sempre a sua validação, quando o modelo é empregado nas condições em que se espera que ele opere. Observa-se então, se o desempenho do modelo é satisfatório, se o modelo atende a critérios estatísticos suficientes e se o modelo é estável dentro dos limites necessários.

Uma vez imposta à exclusão dos regressores espúrios, as Tabelas de 5.1 a 5.5 apresentam o desempenho do modelo descrito para as diferentes amostras. Na Figura 5.8 apresentam-se alguns resultados obtidos para ilustrar o desempenho do modelo matemático do varistor.

Figura 5.8: resposta do modelo matemático do varistor a sinais tipo V e IV.



(a)



(b)

Tabela 5.1: Desempenho do modelo na representação de Varistores tipo A.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado		Erro percentual na determinação da amplitude	
		Amostra 1	Amostra 2	Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,7500	0,7428	-2,4999	-6,8080
	4	0,7578	0,7971	-1,7379	-6,8693
	8	0,7977	0,8885	2,9884	-4,6892
	10	0,7984	0,9246	3,8996	-7,4562
	15	0,9034	0,8990	-2,3758	-9,0781
II	0,25	0,8667	0,8751	1,7046	2,7599
	0,5	0,8574	0,8523	-0,0258	0,8893
	1	0,8992	0,8573	-0,4565	-1,4289
	2	0,9050	0,8992	-3,4053	-3,0630
	4	0,9620	0,9616	-2,9124	-2,5837
III	2	0,8617	0,7988	-5,9635	-5,8271
	4	0,8390	0,8107	-5,6386	-6,0093
	8	0,8816	0,8554	-3,0549	-3,7823
	10	0,8896	0,8719	-2,5711	-2,5514
	15	0,8910	0,8897	-3,1505	-3,4711
IV	2	0,8824	0,7841	-5,0334	-4,1049
	4	0,8565	0,8336	-3,7288	-3,1944
	8	0,9085	0,8932	-2,5444	-0,8398
	10	0,9198	0,9154	-2,5197	-0,4954
	15	0,9154	0,9262	-2,3670	-1,0822
V	2	0,9677	0,9502	-2,8057	-3,4505
	4	0,9902	0,9808	-2,2099	-2,7483
	8	0,9980	0,9958	0,4351	-0,0413
	10	0,9978	0,9983	0,8340	0,1984
	15	0,9867	0,9902	-0,2518	-0,9296

Tabela 5.2: Desempenho do modelo na representação de varistores tipo B.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado		Erro percentual na determinação da amplitude	
		Amostra 1	Amostra 2	Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,7356	0,7344	-6,1224	-8,3590
	4	0,7893	0,7849	-6,5603	-8,3296
	8	0,8331	0,8315	-4,2838	-9,8203
	10	0,8746	0,8422	-4,6610	-8,0363
	15	0,9206	0,9079	-5,0107	-9,0148
II	0,25	*****	*****	****	*****
	0,5	0,9510	0,8055	2,2331	1,4573
	1	0,9548	0,8127	-0,2940	-0,8696
	2	0,9686	0,8375	-1,7672	-2,4341
	4	0,9810	0,9078	-2,0575	-2,3897
III	2	0,8295	0,7973	-6,5210	-4,5125
	4	0,7928	0,8038	-7,4035	-4,8573
	8	0,8221	0,8702	-4,8944	-2,8203
	10	0,8548	0,8957	-4,5590	-1,9638
	15	0,8887	0,9101	-4,2604	-2,7767
IV	2	0,6759	0,7142	-4,1972	-3,2879
	4	0,7467	0,7631	-3,8997	-3,3737
	8	0,8588	0,8636	-1,7041	-0,9379
	10	0,8899	0,8947	-0,9349	0,2954
	15	0,9196	0,9119	-2,5388	-1,5365
V	2	0,9611	0,9485	-2,0592	-2,5620
	4	0,9287	0,9644	-2,5986	-2,3766
	8	0,9837	0,9882	0,3783	-0,2037
	10	0,9934	0,9934	0,4806	-0,0439
	15	0,9969	0,9902	1,0847	-0,0304

Tabela 5.3: Desempenho do modelo na representação de varistores tipo C.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado		Erro percentual na determinação da amplitude	
		Amostra 1	Amostra 2	Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,7344	0,7481	-8,0462	-8,4458
	4	0,7963	0,8015	-7,9406	-8,1044
	8	0,8562	0,8520	-5,2407	-5,5352
	10	0,8700	0,8641	-4,4823	-4,6339
	15	0,9291	0,9229	-3,8174	-5,0235
II	0,25	0,8780	0,7875	0,8800	-2,5480
	0,5	0,8647	0,7281	-1,1226	-4,3302
	1	0,8553	0,7621	-2,9311	-5,9820
	2	0,8757	0,7415	-2,6526	-5,6704
	4	0,8958	0,7261	-1,8083	-3,1647
III	2	0,9292	0,9454	-6,4606	-2,0641
	4	0,8843	0,8943	-6,2071	-5,0502
	8	0,8897	0,8941	-3,4647	-4,3577
	10	0,8699	0,8761	-2,3325	-3,1267
	15	0,8646	0,8387	-2,8918	-4,5224
IV	2	0,8819	0,8607	-6,2612	-5,2924
	4	0,8204	0,8839	-5,6230	-4,3780
	8	0,8828	0,8954	-2,8110	-1,4013
	10	0,8925	0,9083	-2,1387	-0,6258
	15	0,9119	0,8999	-1,6574	-1,7226
V	2	0,9344	0,9654	-5,1146	-4,9254
	4	0,9666	0,9828	-3,6713	-3,5214
	8	0,9894	0,9942	-0,2183	0,1122
	10	0,9913	0,9957	0,0599	0,3383
	15	0,9881	0,9856	0,6372	-0,2512

Tabela 5.4: Desempenho do modelo na representação de varistores tipo D.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado		Erro percentual na determinação da amplitude	
		Amostra 1	Amostra 2	Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,7467	0,7528	-8,8627	-7,8048
	4	0,7849	0,8015	-7,3587	-7,0350
	8	0,6585	0,7999	-1,9734	-2,9860
	10	0,8600	0,7458	-2,1146	0,0681
	15	0,9440	0,8923	-5,2085	-3,3838
II	0,25	0,9395	0,9424	0,9921	-0,2180
	0,5	0,9271	0,9315	-2,3587	-2,9084
	1	0,9282	0,9476	-4,3123	-3,5002
	2	0,9444	0,9472	-5,3345	-5,1641
	4	0,9694	0,9687	-3,6664	-3,9532
III	2	0,8778	0,9009	-6,9066	-6,1374
	4	0,7951	0,9114	-6,3269	-6,5049
	8	0,8846	0,8853	-3,8556	-3,6428
	10	0,9019	0,8666	-2,6995	-2,9296
	15	0,8703	0,9167	-3,7223	-2,0406
IV	2	0,8501	0,8286	-6,0829	-5,4556
	4	0,7966	0,7989	-5,0614	-5,1897
	8	0,8760	0,8690	-3,7113	-2,7921
	10	0,8991	0,9116	-2,1591	-2,5439
	15	0,9157	0,9156	-2,7620	-2,4487
V	2	0,9491	0,9547	-4,9907	-4,7944
	4	0,9702	0,9782	-4,4626	-3,8138
	8	0,9914	0,9940	-0,8376	-0,5186
	10	0,9960	0,9964	0,8336	0,7624
	15	0,9953	0,9949	0,7769	0,2636

Tabela 5.5: Desempenho do modelo na representação de varistores tipo E.

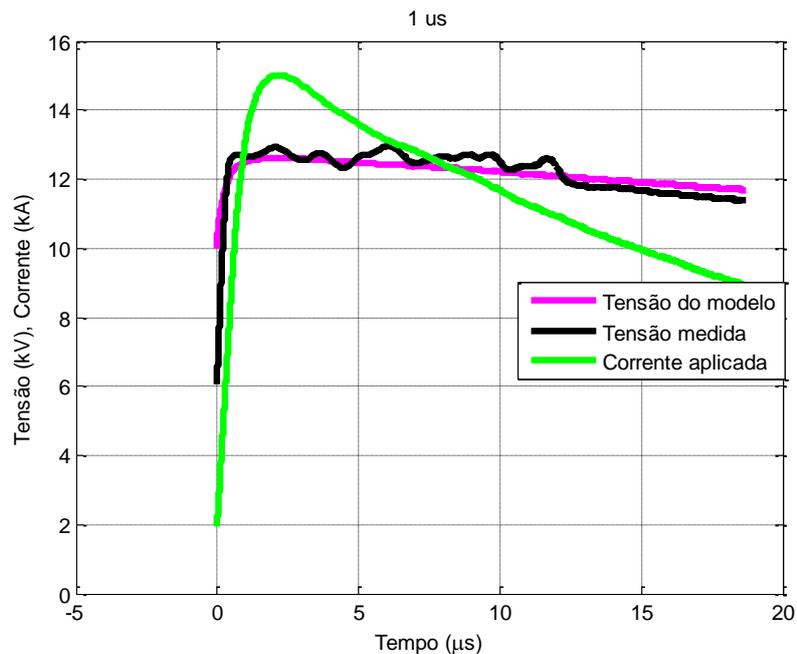
Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado		Erro percentual na determinação da amplitude	
		Amostra 1	Amostra 2	Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,7380	0,7317	-5,6960	-7,4647
	4	0,7856	0,7848	-1,0608	-6,8446
	8	0,8996	0,8394	1,2281	-4,9353
	10	0,9306	0,8634	1,9839	-3,6700
	15	0,9638	0,9174	-4,8734	-4,2410
II	0,25	0,9623	0,9579	-2,0565	1,5145
	0,5	0,9567	0,9526	-3,0595	-1,5591
	1	0,9570	0,9517	-4,7275	-3,4286
	2	0,9698	0,9664	-4,9731	-4,2798
	4	0,9759	0,9798	-2,4650	-3,2222
III	2	0,9188	0,9140	-7,1804	-5,5109
	4	0,8503	0,9110	-5,9206	-5,4782
	8	0,8871	0,8946	-2,9535	-3,1494
	10	0,8331	0,9063	-1,6491	-2,2757
	15	0,8281	0,8542	-3,1935	-3,7817
IV	2	0,8677	0,8946	-5,6785	-4,2569
	4	0,9155	0,8937	-2,6581	-3,9850
	8	0,9023	0,9105	0,9131	-1,1635
	10	0,9154	0,9205	1,1482	-0,7244
	15	0,9170	0,9274	0,6903	-1,8804
V	2	0,9407	0,9492	-5,4645	-4,6903
	4	0,9874	0,9739	-4,0601	-4,0211
	8	0,9920	0,9920	0,2473	-0,1583
	10	0,9949	0,9959	-0,3882	0,7240
	15	0,9810	0,9934	-1,7816	0,0224

Durante os ensaios nos varistores B ocorreram problemas na medição de impulsos tipo II para correntes de 250 A, por isso as medições foram excluídas das análises.

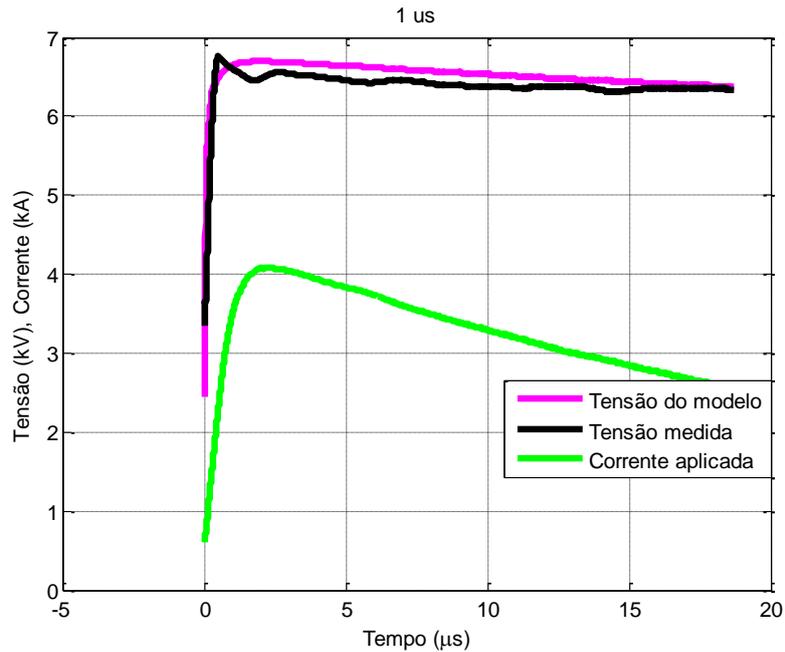
Os resultados apresentados nas Tabelas 5.1 a 5.5 mostram que o modelo foi capaz de representar o comportamento do varistor de forma satisfatória em todos os casos avaliados. Na maioria dos casos a estatística R-quadrado foi superior a 0,8 e o erro na determinação do valor de pico inferior 5% em relação as medições realizadas. Destaca-se que no caso do impulso padrão 8/20 μs a estatística R-quadrado foi superior a 0,9 em todos os casos.

Os resultados apresentados nas Tabelas 5.1 a 5.5, evidenciam que o desempenho do modelo é inferior na determinação da forma de onda do sinal tipo I. A Figura 5.9 apresenta resultados de simulações de impulso tipo I.

Figura 5.9: Exemplos de simulações de impulsos tipo I para varistor tipo (a)A e (b) E.



(a)



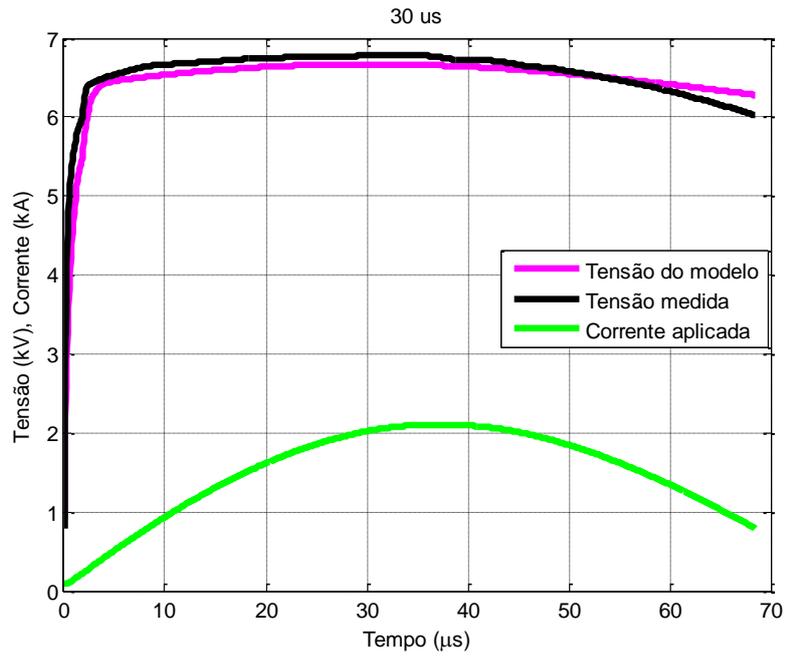
(b)

Observando os resultados apresentados na Figura 5.9 e comparando-os com os resultados apresentados na Figura 5.8, é possível perceber que para os impulsos tipo I o ruído na medição é mais acentuado do que nos demais casos, o que provoca os valores de R-quadrado mais baixo para esse tipo de medição. O ruído nesse caso não compromete a qualidade do modelo desenvolvido, uma vez que apenas o impulso padrão 8/20 μs é utilizado no cálculo dos parâmetros, todos os demais impulsos são utilizados apenas para validação.

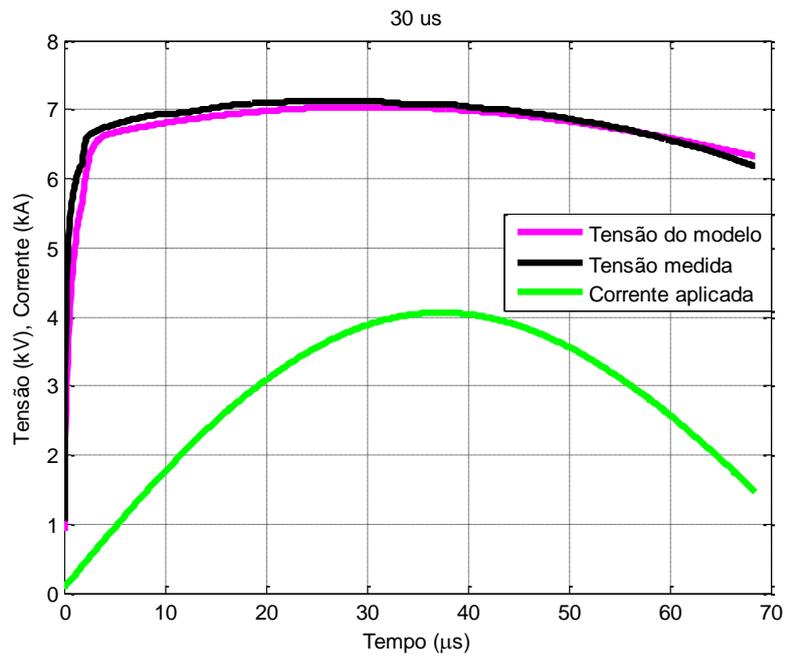
Apesar de ser mais influente nos sinais Tipo I, o ruído existe em todos os casos. Quanto menor a amplitude da corrente aplicada no varistor, mais significativo se torna o ruído em relação ao sinal real, por isso, é normal que o desempenho do modelo seja ligeiramente melhor nos casos em que a amplitude da corrente é maior.

Analisando a Tabela 5.3, observa-se que para um dos varistores tipo C o modelo obteve valores de R-quadrado inferiores a 0,8, em todos os casos do impulso tipo II. A Figura 5.10 apresenta alguns resultados da simulação do varistor C que obteve os resultados normais, enquanto a Figura 5.11 apresenta alguns resultados da simulação do varistor C que obteve resultados inferiores.

Figura 5.10: Resultado da simulação do varistor C1.

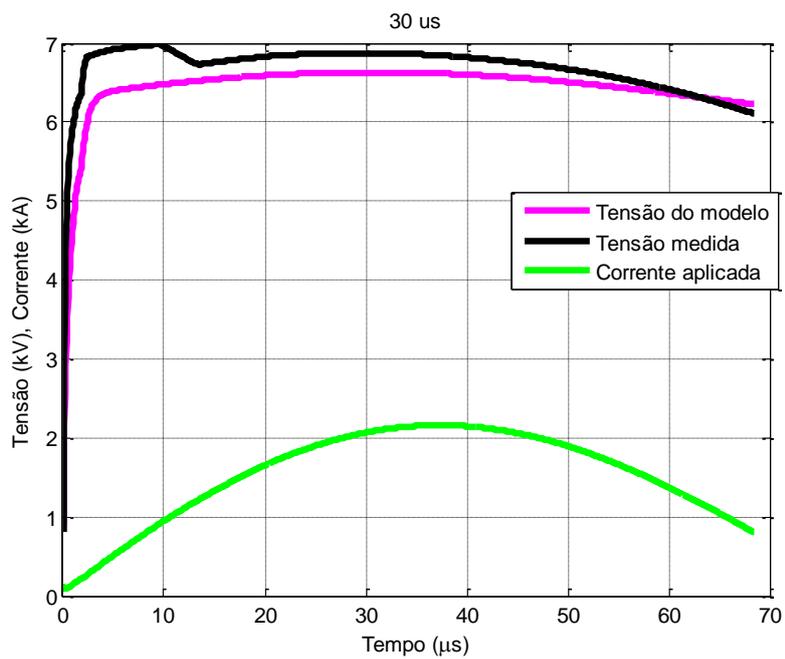


(a)

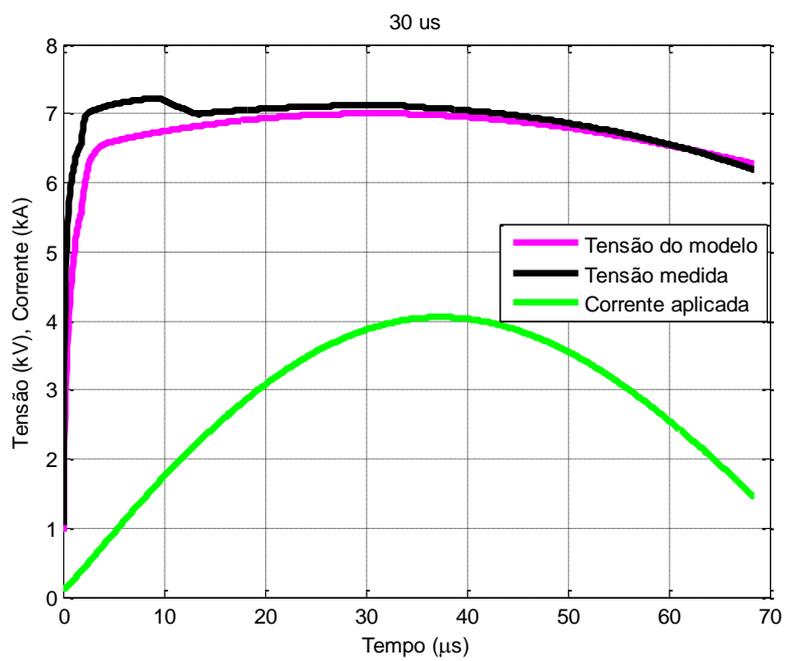


(b)

Figura 5.11: resultados da simulação do varistor C2.



(a)



(b)

Comparando os resultados apresentados na Figura 5.10 com os apresentados na Figura 5.11, fica claro que houve um problema na medição dos impulsos tipo II para o varistor C2, o que provocou os valores de R-quadrado inferiores na validação desse caso. A medição de alguns dos impulsos tipo IV para varistores tipo B apresenta problemas semelhantes ao apresentado na Figura 5.11. A provável causa do problema é que a tensão utilizada na compensação da indutância tenha sido registrada no osciloscópio com uma janela ligeiramente diferente da utilizada para medir a tensão na amostra de varistor.

Conclui-se que o modelo desenvolvido conseguiu reproduzir com sucesso o comportamento do varistor de óxido de zinco e sua característica dinâmica sem apresentar sinais de instabilidade durante o processo de validação. Tendo atingido sucesso o modelo pode ser considerado completo e será referido como Modelo Matemático de um Varistor (MMV).

5.7 CÁLCULO DISSOCIADO E AMPLITUDE E FORMA DE ONDA DA RESPOSTA DE UM VARISTOR

Conforme discutido no Capítulo 4, a Figura 4.16 evidencia uma independência entre amplitude e forma de onda da resposta de um varistor. Este tipo de independência permite calcular de forma independentemente estes fatores.

Uma vez que o MMV mostrou-se uma representação satisfatória para amplitude e forma de onda é possível utilizá-lo para calcular esses fatores separadamente e depois combinar os resultados para obter uma resposta completa, calculando assim, de forma dissociada, a amplitude e forma de onda do para-raios.

O cálculo dissociado da resposta do varistor consiste em utilizar uma rotina que implemente o algoritmo de cálculo de parâmetros apresentado na Sessão 5.4, com a diferença que antes do cálculo propriamente dito, todos os vetores são normalizados. De tal forma que o modelo resultante irá produzir uma resposta com a forma de onda adequada, porém com a tensão residual unitária. Posteriormente, essa forma de onda deverá ser multiplicada pela tensão residual previamente obtida com o uso do MMV.

Ao fim do processo de simulação, duas versões do MMV são utilizadas separadamente, uma delas determina a tensão residual e a outra determina a forma de

onda da resposta. Os parâmetros de ambos os modelos são determinados separadamente e os resultados de sua validação são apresentados nas Tabelas 5.6 a 5.10. Tal metodologia foi implementada pra determinar se apresenta vantagem em relação a uma implementação direta do MMV.

Como a determinação da tensão residual é feita a partir do mesmo conjunto de parâmetros que o MMV simples, cuja validação foi apresentada na Sessão 5.6, esse tipo de abordagem não modifica o erro na determinação do valor de pico, por isso as Tabelas 5.6 a 5.10 apresentam apenas o valor da estatística R-quadrado das simulações.

Tabela 5.6: Desempenho do modelo com calculo dissociado de forma de onda na representação de varistores tipo A.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	
		Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,9117	0,8486
	4	0,8757	0,8688
	8	0,9209	0,9396
	10	0,9300	0,9558
	15	0,9523	0,9148
II	0,25	0,7356	0,7381
	0,5	0,8136	0,8077
	1	0,8803	0,8465
	2	0,9029	0,9250
	4	0,9401	0,9607
III	2	0,8166	0,7717
	4	0,8338	0,8165
	8	0,8617	0,8499
	10	0,8680	0,8643
	15	0,8959	0,8945
IV	2	0,8577	0,7541
	4	0,8474	0,8430
	8	0,8728	0,8895
	10	0,8824	0,9053
	15	0,8962	0,9250
V	2	0,9337	0,9074
	4	0,9591	0,9604
	8	0,9695	0,9943
	10	0,9678	0,9965
	15	0,9622	0,9956

Tabela 5.7: Desempenho do modelo com calculo dissociado de forma de onda na representação de varistores tipo B.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	
		Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,8876	0,8974
	4	0,9002	0,8892
	8	0,9069	0,8889
	10	0,9145	0,8865
	15	0,9068	0,8895
II	0,25	*****	*****
	0,5	0,8577	0,7770
	1	0,8686	0,8346
	2	0,8822	0,8895
	4	0,9132	0,9389
III	2	0,8340	0,7760
	4	0,8080	0,8429
	8	0,8425	0,8827
	10	0,8650	0,9004
	15	0,8936	0,9164
IV	2	0,6445	0,6660
	4	0,7955	0,7915
	8	0,8723	0,8695
	10	0,8890	0,8931
	15	0,9095	0,9178
V	2	0,9459	0,9410
	4	0,9459	0,9600
	8	0,9831	0,9861
	10	0,9909	0,9934
	15	0,9930	0,9930

Tabela 5.8: Desempenho do modelo com calculo dissociado de forma de onda na representação de varistores tipo C.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	
		Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,7079	0,8438
	4	0,7658	0,8577
	8	0,7829	0,8624
	10	0,7819	0,8655
	15	0,7858	0,8811
II	0,25	0,8905	0,6511
	0,5	0,8808	0,6242
	1	0,8961	0,7145
	2	0,9117	0,7285
	4	0,9293	0,7331
III	2	0,9314	0,8930
	4	0,9214	0,8860
	8	0,9136	0,8868
	10	0,8892	0,8643
	15	0,8799	0,8474
IV	2	0,9086	0,8286
	4	0,8768	0,8680
	8	0,9034	0,8833
	10	0,9002	0,8874
	15	0,9128	0,8957
V	2	0,9771	0,9561
	4	0,9843	0,9731
	8	0,9902	0,9906
	10	0,9893	0,9922
	15	0,9918	0,9917

Tabela 5.9: Desempenho do modelo com calculo dissociado de forma de onda na representação varistores tipo D.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	
		Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,9479	0,7659
	4	0,9421	0,9019
	8	0,8174	0,8702
	10	0,9341	0,8113
	15	0,9583	0,9245
II	0,25	0,7661	0,7967
	0,5	0,8378	0,8600
	1	0,8848	0,6223
	2	0,9180	0,9062
	4	0,9438	0,9406
III	2	0,8444	0,8159
	4	0,8371	0,9226
	8	0,8875	0,8873
	10	0,8997	0,8538
	15	0,8740	0,9010
IV	2	0,6337	0,7694
	4	0,8371	0,8314
	8	0,8815	0,8739
	10	0,8924	0,9002
	15	0,9076	0,8949
V	2	0,9318	0,8777
	4	0,9797	0,9660
	8	0,9892	0,9922
	10	0,9919	0,9948
	15	0,9945	0,9961

Tabela 5.10: Desempenho do modelo com calculo dissociado de forma de onda na representação de varistores tipo E.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	
		Amostra 1	Amostra 2
I	2	0,9001	0,9177
	4	0,8826	0,9171
	8	0,9436	0,9132
	10	0,9463	0,9179
	15	0,9305	0,9204
II	0,25	0,7797	0,8171
	0,5	0,8283	0,8633
	1	0,8772	0,8891
	2	0,8816	0,9024
	4	0,9284	0,9381
III	2	0,8196	0,8617
	4	0,8690	0,8887
	8	0,8908	0,8937
	10	0,8352	0,8989
	15	0,8454	0,8563
IV	2	0,8777	0,7680
	4	0,9186	0,8570
	8	0,9068	0,9005
	10	0,9123	0,9120
	15	0,9217	0,9189
V	2	0,9082	0,9477
	4	0,9840	0,9817
	8	0,9903	0,9888
	10	0,9946	0,9950
	15	0,9949	0,9958

Os resultados apresentados nas Tabelas 5.6 a 5.10 mostram que para os impulsos tipo I o modelo com cálculo dissociado apresenta um melhor desempenho que o MMV, enquanto nos demais casos não há mudanças significativas no desempenho do modelo. Indicando que o cálculo dissociado de amplitude e forma de onda pode ser uma estratégia para melhorar o desempenho do modelo em situações onde o ruído seja mais significativo.

O cálculo dissociado de amplitude e forma de onda também é uma forma de modelagem satisfatória para varistores de óxido de zinco e será referido como Modelo Matemático Composto de um Varistor (MMCV).

Tanto o MMV quanto o MMCV são capazes de modelar o comportamento dinâmico dos varistores de óxido de zinco utilizando apenas a resposta ao impulso padrão 8/20 μ s, atingindo assim o principal objetivo deste trabalho.

5.8 COMPARAÇÃO DOS MODELOS DESENVOLVIDOS COM MODELOS TRADICIONAIS

Com o intuito de verificar se os resultados alcançados pelos modelos desenvolvidos foram satisfatórios, optou-se por comparar seu desempenho com os resultados dos modelos tradicionais. Foram escolhidos os modelos do IEEE e convencional, uma vez que são os modelos considerados como consolidados e por isso, largamente utilizados.

De todos os varistores utilizados para construção da base de dados, apenas dos varistores tipo A se dispunha das informações do fabricante. Por isso, os modelos do IEEE e convencional foram utilizados para representar o comportamento apenas desse tipo de varistor. Nas Tabelas 5.12 e 5.13 apresentam-se o desempenho dos modelos convencional e IEEE, respectivamente.

Tabela 5.12: Desempenho médio do modelo Convencional na representação de Varistores tipo A.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	Erro percentual na determinação da amplitude
I	4	0,8385	1,8366
	8	0,8668	-3,5390
	10	0,8674	-7,1508
	15	0,8730	-11,0985
II	0,25	0,2994	19,6905
	0,5	0,3784	18,2992
	1	0,4580	17,4597
	2	0,5986	13,6711
III	4	0,6892	2,9080
	8	0,6958	-1,3857
	10	0,6966	-2,9268
	15	0,7013	-4,9970
IV	4	0,7681	5,1606
	8	0,7779	0,1523
	10	0,7780	-2,3196
	15	0,7912	-4,8004
V	4	0,6424	7,6178
	8	0,6909	2,4461
	10	0,7127	-0,0516
	15	0,7522	-3,4280

Tabela 5.13: Desempenho médio do modelo IEEE na representação de Varistores tipo A.

Impulso	Amplitude da corrente aplicada (kA)	R-quadrado	Erro percentual na determinação da amplitude
I	4	0,8939	9,5259
	8	0,8162	5,4050
	10	0,8002	1,4493
	15	0,7770	-4,4536
II	0,25	0,2018	20,1655
	0,5	0,4147	18,8164
	1	0,6977	20,8762
	2	0,6857	18,2445
III	4	0,6948	7,8879
	8	0,8057	3,5660
	10	0,8072	2,4104
	15	0,7940	-0,9021
IV	4	0,6322	8,3432
	8	0,7302	2,5371
	10	0,7501	-0,1966
	15	0,7501	-3,5502
V	4	0,8070	9,8980
	8	0,8394	1,9313
	10	0,8262	-1,3678
	15	0,7915	-6,9402

Os resultados apresentados nas Tabelas 5.12 e 5.13, em comparação com os resultados apresentados nas Tabelas 5.1 e 5.6, mostram que os modelos desenvolvidos neste trabalho apresentam desempenho superior na representação da forma de onda e amplitude das respostas, alcançando valores de R-quadrado superiores na maioria dos casos. Isso é ainda mais relevante quando se considera apenas o desempenho para sinais tipo V, pois se trata do impulso padrão 8/20 μ s e é onde se espera maior precisão de um modelo.

5.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O procedimento descrito neste capítulo resumiu o processo de busca e refinamento de uma equação que pudesse ser capaz de representar o comportamento de um varistor de óxido de zinco. Como resultados, foram obtidos e validados o MMV e o MMCV.

Tanto o MMV quanto o MMCV atingiram objetivo de representar o comportamento dinâmico dos varistores de óxido de zinco utilizando apenas o impulso padrão 8/20 μ s, sem apresentar instabilidade.

No próximo capítulo será apresentado o procedimento de simulação do MMV no *software* ATP. Além disso, serão apresentados resultados de simulações de descargas em linha de transmissão utilizando o MMV.

Capítulo 6

ASPECTOS PRÁTICOS DO FUNCIONAMENTO DO MMV

6.1 INTRODUÇÃO

Para assegurar e avaliar aplicabilidade prática do MMV para um varistor de óxido de zinco é necessário simulá-lo em um *software* que seja tradicionalmente utilizado no cálculo de transitórios. Neste trabalho, optou-se por utilizar o *software* ATP, que é um *software* que pode ser adquirido gratuitamente e tem grande importância histórica no desenvolvimento nos demais simuladores de transitórios eletromagnéticos.

O *software* ATP não disponibiliza ferramentas que permitam a simulação de estruturas matemáticas diretamente, o que constitui o principal fator de dificuldade em realizar este tipo de simulação. A alternativa explorada foi o uso da linguagem descritiva MODELS, que pode ser utilizada para descrever rotinas e modelos que o ATP utilizará em suas simulações.

A MODELS é uma linguagem de descrição de uso geral. Ela baseia-se em um conjunto de ferramentas de simulação para a representação e o estudo de sistemas variantes no tempo. Os modelos podem ser desenvolvidos separadamente, agrupados em uma ou mais bibliotecas de modelos e usados em outros modelos como blocos independentes (FURST, 2000).

Do ponto de vista de sua utilização, a MODELS é uma linguagem estruturada, exigindo que a codificação seja preparada de acordo com uma regra estrita de agrupamentos de tipos de blocos em um arquivo. A descrição de cada modelo usa um formato livre, com sintaxe das palavras-chaves no contexto local e não necessita de um formato fixo em sua representação.

A linguagem MODELS em conjunto com o ATP pode ser utilizada tanto para o controle dos circuitos simulados quanto para representar um elemento do circuito em si, que é exatamente o objetivo deste trabalho.

Para que o MMV possa ser simulado no ambiente ATP inicialmente é necessário calcular seus parâmetros. Para isso utiliza-se o método dos mínimos quadrados conforme descrito no Capítulo 5. Neste trabalho não se utilizou nenhuma forma de implementação direta do método dos mínimos quadrados no ambiente ATP, de tal forma que é necessário algum outro software para cálculo dos parâmetros do modelo antes que ele possa ser simulado no ATP. Assim, foi utilizada uma rotina escrita no software MATLAB, para implementar o algoritmo descrito na Sessão 5.4 para calcular os parâmetros dos modelos.

6.2 REPRESENTAÇÃO DO MMV NO ATP

Conforme apresentado no Capítulo 2, no exame de qualificação de Vilar (2016) foi proposto um método de simulação de um modelo matemático no ambiente ATP. Tal método de simulação foi aperfeiçoado para se adequar às necessidades práticas das simulações de transitórios em sistemas elétricos.

O principal entrave para simular o MMV no *software* ATP é o elevado uso de memória em cada passo de tempo da simulação. Inicialmente, foi inserido um atraso entre o passo de tempo atual e a tensão calculada no MMV. Contudo, o uso desse atraso pode tornar a simulação instável ou com resultados incoerentes, tal fato foi observado em algumas simulações apresentadas no exame de qualificação de Vilar (2016).

O elevado uso de memória no ambiente ATP foi contornado utilizando duas medidas. Inicialmente foram retiradas do código escrito em MODELS todas as variáveis e elementos de monitoramento. Ou seja, variáveis e comandos que não eram utilizados para representação do MMV em si, mas que continham informações para que se pudesse monitorar a evolução das variáveis de interesse ao longo da simulação.

A remoção das variáveis de monitoramento, apesar de reduzir o esforço computacional, aumentou o esforço de desenvolvimento da simulação, uma vez que limitou as ferramentas de análise do desenvolvedor. Contudo, uma vez que o método de simulação em MODELS esteja finalizado, os usuários do modelo podem realizar suas análises utilizando as ferramentas do ATP. Assim, eventuais usuários do modelo não são afetados pela omissão das variáveis de monitoramento.

Além disso, para mitigar o uso de memória, foi realizada uma decimação nos sinais da base de dados, reduzindo assim o tamanho dos vetores simulados. A taxa de decimação foi escolhida de tal forma a garantir:

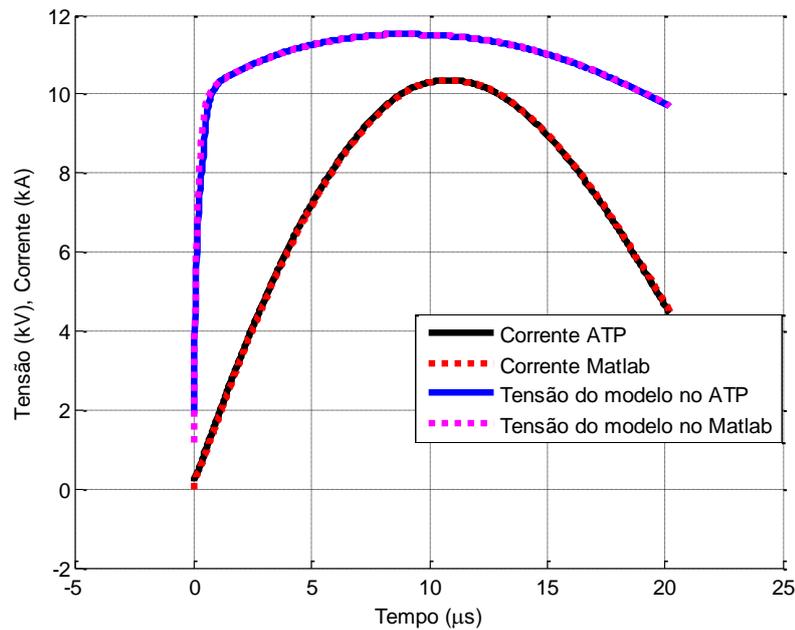
- Realização da simulação no ATP sem a inserção de atrasos;
- Não afete significativamente a validação do modelo desenvolvido.

Com isso, as simulações puderam ser realizadas com passos de cálculo da ordem de 10^{-2} μ s. Nesse caso os vetores do impulso padrão 8/20 μ s possuem 1000 pontos, o que representa uma redução de dezesseis vezes no tamanho dos vetores em relação aos dados que foram amostrados pelo osciloscópio durante realização das medições. Essa redução não afeta o desempenho do modelo. Todos os resultados de validação apresentados no Capítulo 5 foram obtidos com sinais decimados desta forma.

A partir das modificações foi possível realizar simulações sem inserção de atrasos. O modelo foi então representado no ATP como uma fonte de tensão controlada, sendo que a lógica de controle é a Equação 5.8, que descreve o MMV. Em cada passo de tempo é calculada a tensão no para-raios e posteriormente são armazenados os valores atuais de tensão e corrente para serem utilizados no próximo passo de tempo como valores passados. Assim, em cada instante o modelo determina a tensão atual do para-raios com base no valor atual da corrente e em valores históricos da corrente e da tensão.

Os parâmetros do modelo são calculados utilizando o método dos mínimos quadrados implementado no Matlab. Seguindo o procedimento apresentado na Sessão 5.4, é utilizado como sinal de entrada um vetor contendo dois impulsos de corrente com amplitudes distintas, enquanto que o vetor de saída contém a tensão em resposta a esses impulsos. Uma vez calculados os parâmetros, eles são manualmente inseridos no código do modelo escrito em MODELS. A Figura 6.1 apresenta uma simulação comparando o desempenho do modelo simulado no ambiente ATP e simulado no MATLAB.

Figura 6.1: comparação da simulação do MMV no ATP e no MATLAB.



O resultado da simulação apresentado na Figura 6.1 indica que não há diferença significativa entre o funcionamento do MMV no Matlab e no ATP. Foram avaliados diversos impulsos e os resultados foram como os apresentados na Figura 6.1, onde o R-quadrado é aproximadamente unitário. De tal forma que a validação apresentada no Capítulo 5 também é válida no ambiente ATP.

6.3 ESPECIFICIDADES DO PROCEDIMENTO DE SIMULAÇÃO PROPOSTO

O procedimento de simulação proposto é capaz de reproduzir, no *software* ATP, toda a validação do MMV apresentada no Capítulo 5. No entanto, para que seja possível utilizar o MMV em simulação de sistemas elétricos, alguns aspectos relevantes devem ser tratados.

6.3.1 RESPOSTA DO MODELO A CORRENTES DE POLARIDADE NEGATIVA

Segundo os resultados observados em laboratório, apresentados no Capítulo 4, a polaridade da corrente no para-raios não afeta a sua característica dinâmica, de modo que, descargas com polaridade negativa apresentam a mesma resposta que descargas com polaridade positiva, exceto naturalmente o fato que a polaridade da tensão também será modificada.

A Equação 5.8 que descreve o MMV não é uma função ímpar, de modo que essa característica do para-raios precisa ser induzida no processo de simulação. Por isso, na descrição do modelo em linguagem MODELS a resposta do para-raios será calculada com base no módulo dos regressores, enquanto a polaridade da tensão no para-raios é determinada em outro trecho com base na polaridade da corrente.

6.3.2 ESTABELECIMENTO DA FAIXA DE UTILIZAÇÃO DO MMV

Um dos principais aspectos da arquitetura do MMV apresentados no Capítulo 5 é a necessidade de que o modelo seja uma estrutura dinâmica, só assim seria possível reproduzir o comportamento dinâmico que os varistores apresentam quando operando na região de altas correntes. Por isso, a base de dados apresentada no Capítulo 4 foi construída para caracterizar satisfatoriamente o efeito dinâmico do varistor operando na região de altas correntes.

Por outro lado, apenas alguns pontos dos impulsos tipo II caracterizam o varistor operando na região altamente não linear, que são os casos onde a corrente é da ordem de centenas de ampères. Embora o MMV e MMCV tenham apresentados resultados satisfatórios e coerentes quando utilizados para reproduzir o comportamento dos varistores nesses casos, onde a corrente estava entre 250 e 2000 A. A escassez de dados do varistor operando nessa faixa de amplitudes torna a validação insuficiente para afirmar que os modelos podem reproduzir a dinâmica dos varistores nesta região.

Além disso, embora os dados dos ensaios de caracterização apresentem o varistor operando na região de baixas correntes, os ensaios são realizados apenas com tensão em frequência industrial, de tal forma que também não caracterizam a dinâmica do varistor nessa região.

Assim, como a base de dados desenvolvida só permite a validação da dinâmica dos varistores operando com correntes superiores a 2 kA, essa será sua faixa de operação. Portanto, o MMV só deve ser utilizado nesta região de operação.

É fundamental que o procedimento de simulação garanta uma resposta razoável mesmo quando modelo for submetido a excitações fora da sua faixa de operação. Tal medida é importante para garantir que a simulação não tenha resultados indesejáveis caso em alguns instantes de simulação o MMV esteja fora da sua faixa de operação, como por exemplo, nos instantes que antecedem a incidência do impulso.

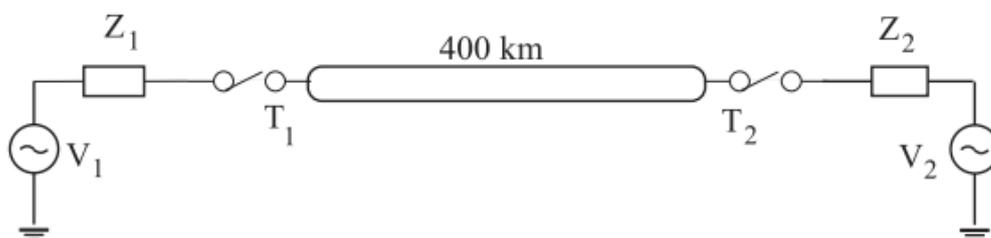
Assim, é necessária outra estrutura que represente a resposta do para-raios quando a corrente estiver abaixo dos valores para os quais o MMV foi validado. Assim, o programa escrito em MODELS deve calcular a tensão através de outro modelo, caso a corrente no para-raios esteja fora da faixa de operação do MMV.

A alternativa utilizada neste trabalho foi utilizar uma linearização por partes da curva $V \times I$ do para-raios nas simulações. As simulações apresentadas na sessão 6.4 foram realizadas utilizando interpolação por retas entre os pontos da curva $V \times I$. Contudo, se o usuário desejar uma exatidão melhor nas simulações a Equação 2.1 deve ser utilizada nas interpolações.

6.4 SIMULAÇÃO DE DESCARGAS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO UTILIZANDO O MMV

Para avaliar a simulação do MMV em conjunto com outros elementos de sistemas elétricos foi utilizado o sistema elétrico típico apresentado na Figura 6.2. O sistema elétrico típico em questão foi utilizado no trabalho de Dantas (2007), e foi inspirado numa linha de transmissão real do sistema de transmissão brasileiro.

Figura 6.2: Sistema elétrico típico utilizado nas simulações do MMV (DANTAS, 2007).



O sistema apresentado na Figura 6.2 foi utilizado na Dissertação de Dantas (2007). Embora típico, o sistema foi proposto com base em dados de linhas de transmissão reais do sistema CHESF de transmissão. Os parâmetros do sistema elétrico apresentado na Figura 6.2 estão apresentados na Tabela 6.1

Tabela 6.1: Parâmetros do sistema típico simulado

Sequencia	R (Ω/km)	X (Ω/km)	C ($\mu\text{S}/\text{km}$)
Zero	0,3996	0,9921	3,0839
Positiva	0,0333	0,3170	5,2033

O para-raios modelado para o sistema foi o ABB EXLIM T420-BM550, com tensão nominal de 420 kV. O sistema foi simulado utilizando o MMV, o modelo convencional e o modelo IEEE.

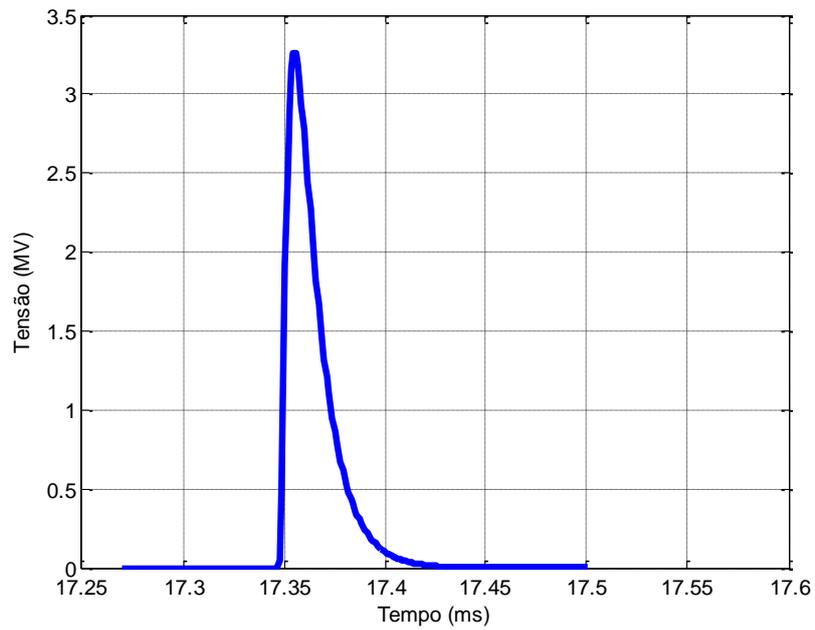
6.4.1 SIMULAÇÃO DE UMA DESCARGA

ATMOSFÉRICA COM IMPULSO PADRÃO

8/20 μS

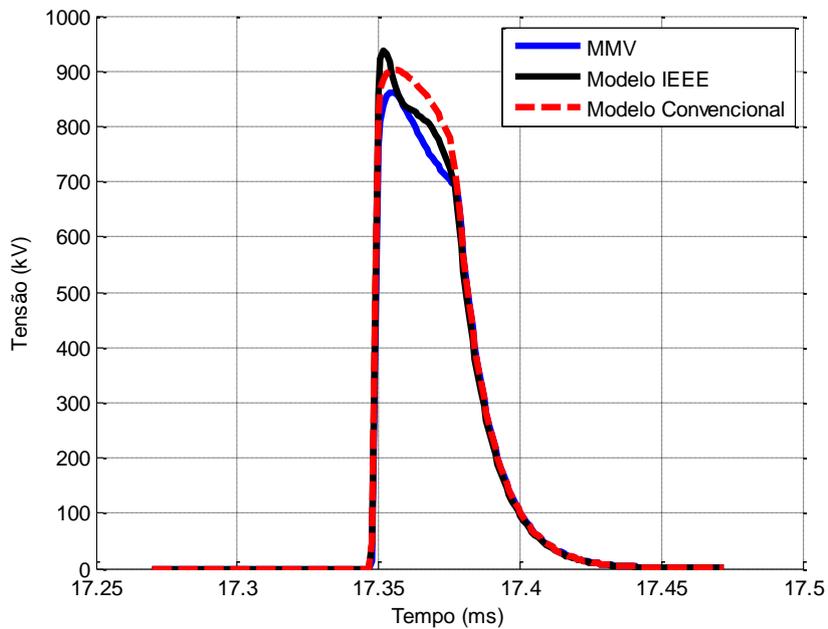
Inicialmente foi realizada a simulação de uma descarga 8/20 μs de 20 kA incidindo no meio da linha de transmissão. As chaves nos terminais das linhas de transmissão foram mantidas fechadas. A Figura 6.3 apresenta a tensão na fase onde a descarga incidiu, com sistema operando sem para-raios.

Figura 6.3: Tensão no sistema sem para-raios.

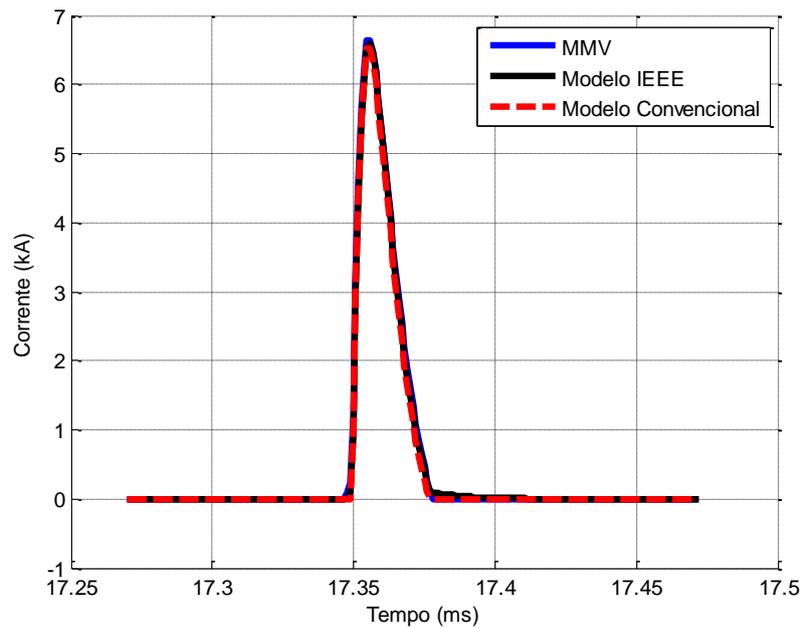


A Figura 6.4 apresenta a tensão e a corrente no MMV, no modelo convencional e no modelo IEEE quando inseridos na simulação.

Figura 6.4: Simulação dos modelos submetidos a um impulso 8/20 μ s .



(a)



(b)

Inicialmente, comparando a resposta do sistema sem para-raios com a resposta do sistema com para-raios, é possível observar que todos os modelos reduzem significativamente a tensão provocada pelo surto.

Analisando os resultados apresentados na Figura 6.4, a tensão residual do MMV foi 4,0% abaixo da tensão residual do modelo convencional, enquanto que a tensão residual do modelo IEEE foi de 3,8% acima do modelo convencional. Por ter sido ajustado para esse caso em particular, em relação ao valor de tensão residual indicado pelo *datasheet* do fabricante, o erro do modelo convencional foi aproximadamente zero.

É importante ressaltar que o erro muito próximo a zero obtido com o modelo convencional é o resultado esperado, uma vez que este modelo consiste justamente numa interpolação dos dados presentes na curva VxI utilizando a Equação 2.1.

As diferenças percentuais entre os modelos e o *datasheet* do fabricante corroboram com os erros percentuais obtidos no processo de validação apresentado no Capítulo 5.

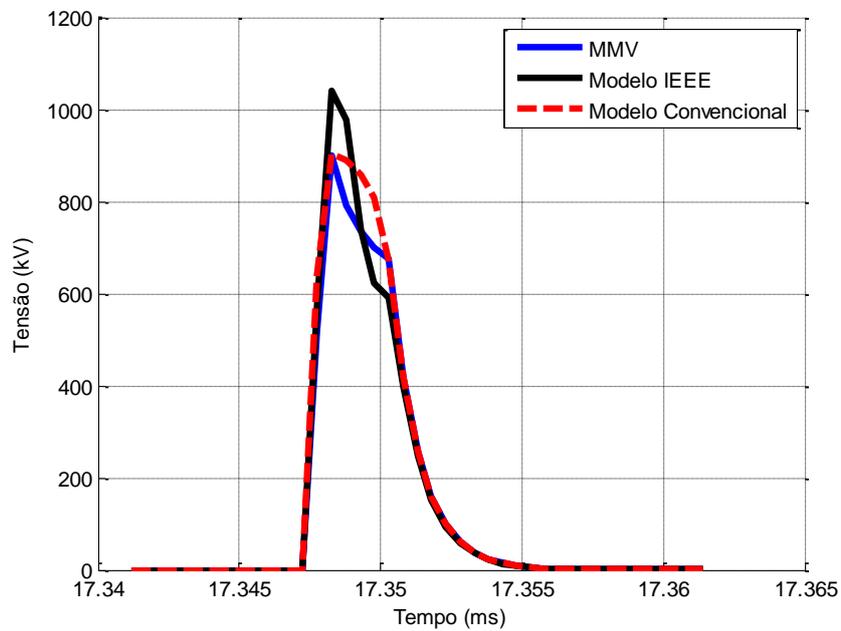
Ainda analisando os resultados apresentados na Figura 6.4, o aspecto geral da forma de onda resposta do modelo IEEE é diferente do observado na base de dados desenvolvida, enquanto que a resposta do MMV e do modelo convencional apresentam formas de onda coerentes com o que foi observado nas medições.

6.4.2 SIMULAÇÃO DE DESCARGA ATMOSFÉRICA

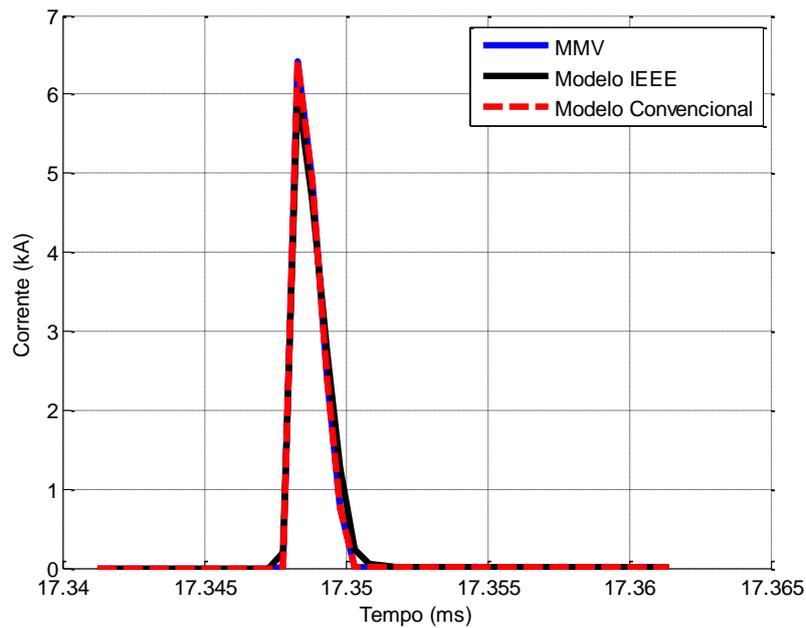
COM SINAL RÁPIDO 1/2 μ S

O sistema foi novamente simulado com uma descarga de 20 kA incidindo no centro da linha de transmissão, contudo, a forma de onda foi modificada para um impulso 1/2 μ s. A Figura 6.5 apresenta a tensão e a corrente no MMV, no modelo convencional e no modelo IEEE quando inseridos na simulação.

Figura 6.5: Respostas dos modelos a um impulso 1/2 μ s.



(a)



(b)

Os resultados apresentados na Figura 6.5 mostram que o modelo convencional obteve a mesma tensão residual apresentada na simulação da Figura 6.4, enquanto o MMV e o IEEE tiveram elevações de 5% e 10,9% respectivamente. Com relação ao *datasheet* do fabricante, o modelo IEEE apresentou um erro de 9.36 %, enquanto que o MMV apresentou erro de 4.0%, mantendo assim praticamente a mesma performance que obteve na simulação do impulso 8/20 μ s.

O modelo convencional apresentou o mesmo valor de tensão residual obtido na simulação do impulso 8/20 μ s, alcançando um erro de 4,0%. Apesar de ter alcançado o mesmo valor de erro que o MMV, o fato de ter apresentado o mesmo valor de tensão residual para impulsos com forma de onda diferente demonstra que esse modelo não é capaz de representar o efeito dinâmico dos para-raios.

Os valores de erros obtidos em relação ao *datasheet* corroboram os valores de erros observados na validação apresentada no Capítulo 5, mostrando que o desempenho do MMV é menos sensível a mudanças nas formas de onda do que os demais modelos.

Analisando a forma de onda das respostas apresentadas na Figura 6.5, a forma de onda da resposta do modelo IEEE segue diferindo significativamente da forma de onda observada nos ensaios, apresentando variações abruptas de tensão que não são típicas em equipamentos reais, corroborando os resultados observados por Bayadi (2003).

6.5 PROCEDIMENTO DE USO DO MMV

Para facilitar o uso do MMV, esta sessão apresenta um procedimento resumido para utilizar o MMV em simulações, com o intuito de auxiliar eventuais usuários do modelo.

Inicialmente, devem ser calculados os parâmetros do modelo. Para isso, seguindo as orientações da Sessão 5.5, deve-se compor um sinal de entrada com respostas do para-raios que se deseja modelar. Todos os resultados apresentados nesta tese foram obtidos utilizando uma composição de sinais de 10 e 15 kA.

A partir do sinal composto os parâmetros do modelo são calculados por meio do algoritmo apresentado na Sessão 5.4 aplicado à Equação 5.8, levando em consideração que, conforme estabelecido na Sessão 5.5, os regressores $v^2(t-1)$, $v(t-1)i(t-1)$ e $v(t-1)i(t)$ são espúrios. Portanto os parâmetros K_4 , K_5 e K_6 devem ser anulados.

Uma vez calculados os parâmetros, o modelo pode ser descrito em linguagem MODELS para ser utilizado no ambiente ATP. Para isso, a corrente no para-raios é declarada como variável de entrada do modelo, enquanto que, a tensão no para-raios é declarada como variável de saída do modelo. Um conjunto de 9 variáveis é declarado, onde sete delas são utilizadas para armazenar os parâmetros do modelo, e as outras duas são utilizadas para armazenar os termos históricos de tensão e corrente. Inicialmente todos os termos históricos são estabelecidos como zero e posteriormente são atualizados ao fim de cada interação com o ATP.

Por fim, é estabelecida uma condição para que a Equação 5.8 seja utilizada para calcular a tensão no para-raios quando a corrente superar 2 kA, uma vez que para valores abaixo disso o modelo não foi validado, portanto, a tensão deve ser calculada a partir de outro método. Neste trabalho, o método adotado foi uma interpolação por retas da curva VxI presente no *datasheet* do fabricante.

6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O procedimento de simulação desenvolvido permitiu que o MMV fosse simulado com sucesso em simulações de descargas de corrente, que é uma aplicação típica de modelos de para-raios. Não foram observados sinais de instabilidade ou incoerências em relação à base de dados, concluindo, assim, a validação do modelo.

O desempenho do MMV em comparação com os dados apresentados no *datasheet* do fabricante foi satisfatório, alcançando erros na determinação da tensão residual coerentes com o esperado com base na validação do modelo apresentada no Capítulo 5. Não é possível calcular o R-quadrado da resposta em relação ao fabricante devido à quantidade limitada de informações no *datasheet*, porém uma comparação visual entre a resposta do MMV e do modelo IEEE permite inferir que a resposta do MMV é mais coerente com o que se espera de um equipamento real.

Assim, o MMV foi capaz de calcular com exatidão superior aos modelos tradicionais, em termos de tensão residual e forma de onda, a resposta de um para-raios inserido em um sistema elétrico.

No próximo capítulo serão apresentadas as conclusões bem como propostas de trabalhos futuros nesta área.

Capítulo 7

CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS PARA TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvido um modelo matemático capaz de representar satisfatoriamente o comportamento de para-raios de óxido de zinco, superando as limitações dos modelos existentes e sendo aplicado com sucesso em casos onde modelos adequados de para-raios são necessários.

Nos estudos das características dos modelos existentes de para-raios de Óxido de Zinco foi constatado que:

- Muitos modelos de varistores já foram desenvolvidos para representar esta característica dinâmica, contudo, a maioria destes trabalhos empregou uma mesma metodologia tanto para o desenvolvimento quanto para análise dos modelos, o que originou modelos com desempenho e limitações similares;
- De forma geral os modelos existentes não estabelecem de forma clara a faixa de utilização indicada para os modelos que propõem;
- A maioria dos trabalhos não apresenta medições reais;
- Exceto no trabalho de Brito (2016), não se observa nenhum tipo de preocupação com o efeito da classe do varistor modelado no desempenho do modelo.

A partir da análise de diferentes modelos de para-raios, as limitações dos modelos foram classificadas em teóricas, práticas e técnicas.

Como forma de garantir a reprodução satisfatória das formas de onda da resposta do varistor, neste trabalho foram desenvolvidas duas estratégias de modelagem. O Modelo Matemático de um Varistor (MMV) e o Modelo Matemático Composto de um Varistor (MMCV). O desempenho dos modelos desenvolvidos foi avaliado, em termos

de sua acurácia na determinação da tensão residual e forma de onda da resposta do varistor, e a partir dos procedimentos de validação, concluiu-se que os modelos desenvolvidos superam as limitações teóricas, práticas e técnicas dos modelos existentes com aplicabilidade e versatilidade.

Os modelos matemáticos foram desenvolvidos de tal forma que é possível utilizar um conjunto único de parâmetros, e que tais parâmetros possam ser determinados exclusivamente a partir de dados providos pelo fabricante do para-raios. Assim, os parâmetros do modelo são determinados a partir apenas de uma combinação de respostas a impulso padrão 8/20 μ s com pelo menos duas diferentes amplitudes, que é uma informação básica e presente nos *datasheets* do equipamento a ser modelado.

O processo de validação dos modelos desenvolvidos mostrou que o seu desempenho independe da classe e das características físicas do varistor modelado. Uma vez que os modelos desenvolvidos são capazes de reproduzir o comportamento das diferentes amostras das varistores analisadas. Além disso, o desempenho dos modelos matemáticos alcança elevados valores de R-quadrado para as formas de onda avaliadas, o que permite concluir que a dinâmica dos varistores foi satisfatoriamente modelada, sendo uma representação superior aos modelos tradicionais para a maioria dos casos avaliados.

Das duas estratégias de modelagem desenvolvidas nesta tese, apenas o MMV foi simulado com sucesso no software ATP, de tal forma que apenas o MMV atingiu por completo os objetivos do trabalho. No software ATP, o MMV apresentou as mesmas características de validação previamente observadas, indicando que o desempenho do modelo independe da plataforma de simulação.

Foram realizadas simulações de descargas em linhas de transmissão, nas quais o modelo desenvolvido apresentou um comportamento coerente com o esperado de acordo com a validação realizada e um desempenho satisfatório em comparação com as informações do *datasheet* do fabricante e com os modelos tradicionais.

A validação realizada para o MMV estabelece que ele é válido e consistente na representação de respostas a correntes superiores a 2 kA, sendo essa sua faixa de utilização recomendada. Além disso, ele obteve sucesso na representação de impulsos de manobra 30/60 μ s com correntes iguais e maiores que 250 A, indicando que sua faixa de utilização pode ser ainda maior, caso seja realizado um estudo de validação mais amplo.

7.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

7.2.1 AMPLIAÇÃO DA FAIXA DE APLICAÇÃO DO MODELO DESENVOLVIDO

A base de dados desenvolvida neste trabalho foi ampla em termos de amplitude e formas de onda, podendo ser utilizada para avaliar e melhorar os diversos modelos existentes de para-raios. Contudo, os dados disponíveis são suficientes para validações apenas quando o para-raios opera na região de altas correntes.

Os resultados apresentados nesta tese mostram que o MMV e MMCV foram capazes de representar impulsos de manobra 30/60 μ s com correntes entre 250 e 4000 A. Contudo, como essa foi a única forma de onda avaliada com amplitudes inferiores a 2 kA, não é possível considerar o modelo válido para esses casos, embora seja promissor.

Propõe-se um trabalho para expandir a base de dados de tal forma a conter mais dados na região altamente linear do para-raios e observar o desempenho dos modelos existentes.

O desenvolvimento de uma base de dados com outras formas de onda com correntes na região altamente não-linear do para-raios pode ser utilizado para aumentar a validação dos modelos matemáticos, aumentando assim sua faixa de aplicação. Por outro lado, se a nova base de dados mostrar que os modelos matemáticos são insuficientes para representar o para-raios na região altamente não-linear, eles podem ser adaptados ou mesmo outro modelo pode ser proposto, que seja voltado a operar nesta região.

7.2.2 MODELAGEM DE OUTRAS CARACTERÍSTICAS DOS VARISTORES

O modelo pode ser aprimorado para incorporar outras características dos varistores. Tais características devem ser incorporadas à base de dados para que possam

ser desenvolvidos modelos que as representem, como por exemplo, o envelhecimento das amostras e o efeito de descargas sucessivas de mesma polaridade seguidas de uma descarga de polaridade distinta, observado no trabalho de Leitão (1999).

Além disso, o procedimento de simulação utilizado nesta tese emprega apenas a curva VxI dos para-raios para representar seu comportamento fora da região onde o MMV é válido. É importante a realização de estudos que permitam uma melhor representação na região de baixa corrente para alcançar uma representação mais completa das características dos para-raios.

7.2.3 SIMPLIFICAÇÃO DO PROCESSO DE SIMULAÇÃO DO MMV

Para tornar o uso do MMV mais simples, é importante a realização de um trabalho que automatize o processo de determinação dos parâmetros e sua representação no ATP. O ideal seria um programa em que o usuário inserisse as informações necessárias, obtivesse como resultado um arquivo pronto para incluir no ATP semelhante à rotina ZNOFITTER utilizada para o modelo convencional.

7.2.4 MODELAGEM DE OUTROS EQUIPAMENTOS E FENÔMENOS DE INTERESSE EM SISTEMAS ELÉTRICOS

O procedimento de simulação desenvolvido implementa a equação do MMV, contudo, a equação pode ser modificada para representar outros comportamentos. Assim o procedimento desenvolvido nesta tese, desde a realização de ensaios até a simulação no ATP, pode ser redirecionado para representar outros elementos de sistemas elétricos que careçam de modelagem matemática.

REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L. A. **Introdução a Identificação de Sistemas**. 2ª edição. ed. Belo Horizonte: UFMG, 2004.

AGUIRRE, L. A.; BILLINGS, S. A. Dynamical effects of overparametrization in nonlinear models. **Physica D**, 1995. 26-40.

AODSUP, K.; KULWORAWANICHPONG, T. Numerical Modeling and Very-Fast Transient Simulation of MOV Surge Arresters. **Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**, Shanghai, p. 1-4, março 2012.

BAYADI, A. et al. **Simulation of Metal Oxide Surge Arrester Dynamic Behavior Under Fast Transients**. International Conference on Power System Transients – IPST. New Orleans: [s.n.]. 2003.

BILLINGS, S. A.; TAO, Q. H. Model validation tests for nonlinear signal processing applications. **International Journal of Control**, 1991. 157-194.

BILLINGS, S. A.; VOON, W. S. F. Structure detection and model validity tests in the identification of nonlinear systems. **IEE Proceedings, Part D**, 1983. 193-199.

BILLINGS, S. A.; VOON, W. S. F. Correlation based model validity tests for non-linear models. **International Journal of Control**, 1986. 235-244.

BILLINGS, S. A.; ZHU, Q. M. Nonlinear model validation using correlation tests. **International Journal of Control**, 1994. 1107-1120.

BRITO, V. S. **Modelo Elétrico de Supressor de Surto de ZnO com Ampla Faixa de Operação**. Campina Grande: UFCG, 2016.

CHEN, S.; BILLINGS, S. A. Representation of non-linear systems: the NARMAX model. **International Journal of Control**, 1989. 1013-1032.

CHRISTODOULOU, C. A. et al. **Parameters' optimisation for surge arrester circuit models**. IET Science, Measurement and Technology. [S.l.]: [s.n.]. 2009.

CORRÊA, M. V. **Identificação de Sistemas dinâmicos não-lineares utilizando modelos NARMAX racionais - aplicação a sistemas reais**. Belo Horizonte: Universidade Federal de Minas Gerais (Dissertação de mestrado, PPGEE), 1997.

CORRÊA, M. V.; AGUIRRE, L. A.; SALDANHA, R. R. Using Steady-State prior knowledge to constrain parameter estimates in nonlinear system identification. **IEEE transactions Circ. Syst.**, v. 49, n. (9), 2002. ISSN 1376-1381.

DANTAS, K. M. C. **Chaveamento Controlado de Linhas de Transmissão**. Campina Grande: UFCG, 2007.

- DOMMEL, H. W. Electromagnetic Transients Program Reference Manual: EMTP Theory. **BPA**, Portland, 1996. ISSN [s.n].
- FERNÁNDEZ, F.; DÍAZ, R. Metal-oxide surge arrester model for fast transient simulations. **International conference on power system transients IPST'01**, Rio de Janeiro, 20-24 junho 2001. 144.
- FURST, G. **MODELS PRIMER**. 1º. ed. Vancouver: [s.n.], 2000.
- GOLUB, G. H.; VAN LOAN, C. F. **Matrix computations**. Londres: John Hopkins, 1989.
- GUPTA, T. K. Application of zinc oxide varistors. **Journal of the American Ceramic**, v. 73, p. 1817-1840, 1990. ISSN 7.
- HILEMAN, R.; ROGUIN, J.; WECK, K. H. Metal oxide surge arresters in AC systems - Part V: Protection performance of metal oxide surge arresters. **Electra**, 1990. 132-144.
- HINRICHSEN, V. **Metal-Oxide Surge Arresters Fundamentals**. 1ª Edição. ed. Berlim: Siemens – Power Transmission and Distribution Power Voltage Division, 2001.
- IEC, 6.-4. Surge arresters - Part 4: Metal-oxide surge arresters without gaps for a.c., 2014.
- IEEE 3.4.11, W. G. A. O. S. P. D. S. Modeling of metal oxide surge arresters. **IEEE Trans. on Power Delivery**, 7 , Issue:1, Janeiro 1992. 302-309.
- IEEE, P. E. S. **IEEE Standard for Metal-Oxide Surge Arresters for AC Power Circuits (> 1 kV)**. New York: IEEE, 2005.
- KARBALAYE, Z.; ABNIKI , H.; SHAYEGANI , A. A. A. **The Modeling of Metal-Oxide Surge Arrester Applied**. 2th International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System. [S.l.]: [s.n.]. 2009.
- KARBALAYE, Z.; ABNIKI , H.; SHAYEGANI , A. A. A. The Modeling of Metal-Oxide Surge Arrester Applied to Improve Surge Protection. **2th International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System**, 2009.
- KIM, I. et al. Study of ZnO arrester model for steep front wave. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 11 , Issue:2 , p. 834 - 841, Abril 1996.
- LEITÃO, S. A. M. ESTUDO DA POLARIZAÇÃO RESIDUAL DOS RESISTORES NÃO LINEARES À BASE DE ZnO. **Universidade Federal da Paraíba**, Campina Grande, 1999.
- LEVINSON, L. M.; PHILIPP, H. R. Citation: Journal of Applied Physics. **Journal of Applied Physics**, Nova York, v. 46, n. 3, p. 1332, Março 1975.
- LEVINSON, L. M.; PHILIPP, H. R. Highfrequency and highcurrent studies of metal oxide varistors. **Journal of Applied Physics**, Nova York, v. 47, n. 7, p. 3116, Julho 1976.
- LI, H. J.; BIRLASEKARAM, S.; CHOI, S. S. A Parameter Identification Technique for Metal-Oxide Surge Arrester Models. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 17, n. 3, p. 736-746, Julho 2002.

LIRA, G. R. S. **Estimação de Parametros para um modelo dinâmico de Para-Raios de óxido de zinco**. Campina Grande: Universidade federal de Campina Grande, (Dissertação de mestrado em engenharia elétrica), 2008.

LJUNG, L. **System identification - Theory for the user**. 2ª edição. ed. New Jersey: Prentice-hall, 1987.

MAGRO, M. C.; GIANNETTONI, M.; PINCETI, P. Validation of ZnO surge arresters model for overvoltage studies. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 19 , Issue:4 , p. 1692 - 1695 , Outubro 2004.

MEISTER, ; SHAYANI, R. A.; OLIVEIRA, M. A. G. D. Comparison of metal oxide surge arrester models in overvoltage studies. **International Journal of Engineering, Science and Technology**, v. 3, p. 35-45, 2011. ISSN 11.

METWALLY, I. A. Comparative measurement of surge arrester residual voltages by D-dot probes and dividers. **Electric Power Systems Research**, p. 1274-1282, 2011. ISSN 81.

MIGUEL, P. M. Comparison of Surge Arrester Models. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY**, v. 29, p. 21-28, Fevereiro 2014. ISSN 1.

NAFAR, M.; GHAREHPETIAN, G. B.; NIKNAM, T. Comparison of the parameter estimation methods of surge arresters using modified particle swarm optimization algorithm. **EUROPEAN TRANSACTIONS ON ELECTRICAL POWER**, p. 1146–1160, Setembro 2012. ISSN 22.

NELLES, O. **Nonlinear System identification**. 1. ed. Berlin: Springer, 2001.

NORTON, J. P. **An introduction to identification**. 1ª edição. ed. Orlando: Academic Press, 1986.

PEPPAS, G. D. et al. Surge Arresters Models For Fast Transients. **International Conference on Lightning Protection**, Vienna, 2012 Austria.

PINCETI, P.; GIANNETTONI, M. A simplified model for zinc oxide surge arresters. **Power Delivery, IEEE Transactions**, v. 14, Issue 2., p. 393 - 398, Abril 1999.

POPOV , M.; SLUIS, L. V. D.; PAAP, G. C. Application of a New Surge Arrester Model in Protection Studies Concerning Switching Surges. **IEEE Power Engineering Review**, v. 0272, n. 1724, Setembro 2002.

SCHMIDT, W. et al. Behaviour of MO-surge-arrester blocks to fast transients. **Power Delivery, IEEE Transactions on** , v. 4 , Issue:1 , p. 292-300, Janeiro 1989.

SILVEIRA, J. **MODELAGEM E ANÁLISE DE VARISTORES DE ÓXIDO METÁLICO DE ZINCO**. FLORIANÓPOLIS: [s.n.], 2009.

SMITH, S. W. **Digital Signal Processing – a practical guide for engineers and scientists**. 1ª. ed. San Diego: [s.n.], 2003.

TOMINAGA, S. et al. Protective performance of metal oxide surge arrester based on the dynamic v-i characteristics. **IEEE Trans.Power App. Syst**, 1979. 1860-1871.

TRIRUTTANAPIRUK, N.; YURTHAGOWITH, P. A Simple Surge Arrester Model Extracted from Experimental Results. **International Conference on Lightning Protection**, Shanghai, p. 1616-1620, 2014.

VALSALAL, P.; USA, S.; UDAYAKUMAR, K. Modelling of metal oxide arrester for very. **Science, Measurement & Technology, IET**, v. 5, p. 140-146, 2011. ISSN 4.

VILAR, P. B. **MODELAGEM MATEMÁTICA DE VARISTORES DE ZNO**. Campina Grand: UFCG, 2013.

VILAR, P. B. **UM MODELO MATEMÁTICO PARA VARISTORES DE ÓXIDO DE ZINCO**. Campina Grande: UFCG, 2015.

VILAR, P. B. et al. Aprimoramento do modelo matemático de um varistor de óxido de Zinco. **Simpósio Brasileiro de Sistemas elétricos**, Foz do Iguaçu, 2014. ISSN [s.n.].

VILAR, P. B. et al. DEVELOPMENT OF A CURRENT IMPULSE DATA BASE FOR ZNO SURGE ARRESTER MODELS ANALYSIS. **The 19th International Symposium on High Voltage Engineering**, Pilsen, Agosto 2015. ISSN [s.n.].

VITA, V. et al. Comparison of metal-oxide surge arresters circuit models and implementation on high-voltage transmission lines of the high-voltage transmission lines of the. **The Institution of Engineering and Technology**, v. 4, p. 846-859, 2010. ISSN 7.

XIN, L.; JING, W.; JIANYUAN, X. High frequency model of metal-oxide surge arrester. **Electric Power Equipment-Switching Technology**, p. 571-577, 2011.

ZHU, H.; RAGHUVVEER, M. R. **Influence of Harmonics in System Voltage on Metal Oxide Surge Arrester Diagnostics**. Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena. [S.l.]: [s.n.]. 1999.

ZITNIK, B. et al. Numerical modelling of metal oxide varistors. **PROCEEDINGS OF THE 15TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON HIGH VOLTAGE ENGINEERING**, Beijing, 2005.