

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Modelo Adaptativo de Para-Raios de Óxido de Zinco para a
Região de Baixa Corrente

Valdemir da Silva Brito

Campina Grande – Paraíba - Brasil

Março de 2013

Valdemir da Silva Brito

Modelo Adaptativo de Para-Raios de Óxido de Zinco para a Região de Baixa Corrente

Dissertação de Mestrado apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Edson Guedes da Costa, D.Sc.

Orientador

Campina Grande – Paraíba - Brasil

Março de 2013

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais Manuel e Marina, pela minha vida, pelo exemplo de dedicação e perseverança, pela compreensão, carinho e amor.

Aos meus irmãos Vanderlei e Vanderleya, pela amizade, pelo companheirismo, pelo apoio e confiança.

À minha esposa Samara e ao nosso filho Gabriel, pela confiança, pela compreensão da minha ausência em muitos momentos de suas vidas, pelo apoio, incentivo, dedicação e amor.

Ao professor Edson Guedes pela orientação, pela amizade, pelo incentivo e confiança em mim depositada.

Ao professor George Rossany pelas relevantes contribuições no trabalho, pela amizade e pelo incentivo.

Ao professor Tarso Vilela por ter sido o responsável pelo meu ingresso na pesquisa acadêmica.

Aos alunos de graduação Ramon Dias e Raphael Borges pelo auxílio na realização dos experimentos.

Aos amigos de graduação Arthur, Laécio, Bruno, João Paulo e Miquéias pela amizade, companheirismo e contribuições na minha vida acadêmica.

A Capes pelo apoio financeiro durante a vigência do trabalho.

A Chesf, na pessoa do Eng. Marcelo Maia, por disponibilizar materiais para a realização da pesquisa.

Enfim, a todos que contribuíram de forma direta ou indireta para a realização deste trabalho.

Valdemir da Silva Brito

Resumo

Neste trabalho é apresentado um modelo adaptativo de para-raios de óxido de zinco (ZnO) para a região de baixa corrente. O modelo proposto contempla toda a região de baixa corrente. Para a construção do modelo se faz necessário realizar ensaios de caracterização em para-raios. No ensaio devem-se realizar medições de tensão e corrente de fuga total para vários níveis de tensão, de zero Volt até a tensão nominal do para-raios. Após a obtenção dos dados de medição deve-se decompor a corrente de fuga do para-raios de ZnO na região de baixa corrente, em suas componentes resistiva e capacitiva, de forma mais exata, considerando as componentes harmônicas da tensão. A técnica baseia-se na estimação da capacitância do para-raios de ZnO, utilizando para isso um algoritmo computacional. Os resultados obtidos utilizando a metodologia proposta foram comparados com outros métodos de decomposição da corrente de fuga de para-raios de ZnO. Utilizando-se os resultados da aplicação da metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga é gerado o modelo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. Os resultados da aplicação do modelo proposto foram comparados com os resultados utilizando o modelo convencional. Utilizando-se o modelo proposto os resultados mostraram-se mais fidedignos aos dados medidos.

Palavras Chaves: Para-raios. Corrente de fuga total. Estimação de parâmetro. Método de otimização. Modelo de para-raios.

Abstract

In this work it is shown a zinc oxide surge arrester adaptive model (ZnO) for the region of low current. The proposed model includes the entire region of low current. To construct the model it is necessary to carry out tests of characterization in surge arresters. At the test, measurements of voltage and total leakage current for several voltage levels must be done, from zero volts to the rated voltage of the surge arrester. After the measurement data acquisition, the leakage current of the ZnO surge arrester in the region of low current must be decomposed in its resistive and capacitive components, more accurately, considering the voltage harmonic components. The technique is based on the capacitance estimation of the ZnO surge arrester and for this it was used a computational algorithm. The results obtained through the proposed methodology were compared with other decomposition methods of the ZnO surge arrester leakage current. Based on the results from the application of the proposed methodology for the leakage current decomposition, it is generated the ZnO surge arrester model for the region of low current. The results from the application of the proposed model were compared with the conventional model results. Using the proposed model the results were considered more faithful to the measured data.

Keywords: Surge Arrester. Leakage current total. Parameter estimation. Optimization method. Model of surge arrester.

Lista de Ilustrações

Figura 2.1 - Configuração de um para-raios de ZnO com invólucro de porcelana (ABB, 2009).	19
Figura 2.2 - Varistores com diâmetros e alturas diferentes (HINRICHSEN, 2001)..	20
Figura 2.3 - Curva característica típica de um para-raios de ZnO e de SiC (ABB, 1995).	20
Figura 2.4 - Curva $V-I$ típica de um varistor de ZnO (BARBOSA, 2007).	22
Figura 2.5 - Corrente de fuga típica de um varistor de ZnO sob condições de laboratório (IEC 60099-5, 2000).	23
Figura 2.6 - Curvas características $V-I$ típicas de varistores ZnO (IEC 60099-5, 2000).24	
Figura 2.7 - Características da curva corrente-tensão para um varistor GE-MOV® a -196 °C e para uma faixa de temperatura próximo de 27°C. Uma extrapolação linear para a temperatura de 25°C é indicada pela linha tracejada. O limite da resistividade do grão é traçado $\rho = 3,2 \Omega \cdot \text{cm}$. O coeficiente de não linearidade versus I é mostrado na figura inserida no gráfico. (PHILIPP & LEVINSON, 1977).	28
Figura 3.1 – Modelo simplificado do para-raios de ZnO.	29
Figura 3.2 – Circuito utilizado no método da compensação diferencial capacitiva.	30
Figura 3.3 - Formas de onda da tensão aplicada ao para-raios e sua corrente de fuga (HINRICHSEN, 1997).	32
Figura 3.4 – Circuito utilizado na compensação com ponte virtual (SOUZA, 2004). ...	34
Figura 3.5 - Diagrama fasorial da tensão e corrente no para-raios (ZnO).	36
Figura 3.6 - Circuito com um divisor resistivo para medição de fase.	37
Figura 3.7 - Relação entre o valor de pico da componente resistiva e a diferença de fase (KARAWITA & RAGHUVVEER, 2006).	38
Figura 3.8 - Processo iterativo para determinação da corrente resistiva (KARAWITA & RAGHUVVEER, 2006).	39
Figura 3.9 - Representação fasorial da obtenção do dobro da corrente capacitiva.	39
Figura 3.10 - (a) Estrutura granular. (b) Diagrama fasorial das correntes e tensão no para-raios de ZnO de acordo com HEINRICH & HINRICHSEN (2001).	43

Figura 3.11 – (a) Formas de onda típica de tensão e corrente resistiva obtidas através do método da compensação digital. (b) Curva de histerese obtida do resistor não linear a partir da Figura 3.11-a.....	43
Figura 3.12 – Modelo aprimorado do para-raios de ZnO na região de baixa corrente (ZHAO <i>et al.</i> , 2005).....	44
Figura 3.13 - Modelo da resistência não linear (Modelo Convencional).....	46
Figura 4.1 - (a) Função $u(t)$ a ser integrada. (b) Função $u(t)$ integrada utilizando a regra trapezoidal.	50
Figura 4.2 – Modelo discretizado do capacitor utilizando a regra de integração trapezoidal.	52
Figura 4.3 – Diagrama esquemático da técnica computacional utilizada na decomposição da corrente de fuga.....	59
Figura 4.4 – Algoritmo computacional utilizado na aplicação da metodologia proposta para decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO.....	62
Figura 4.5 – Algoritmo de Levenberg-Marquardt utilizado na metodologia proposta.....	63
Figura 4.6 – Modelo adaptativo de para-raios proposto para a região de baixa corrente.	67
Figura 4.7 – Fluxograma da construção do modelo adaptativo de para-raios de ZnO, proposto para a região de baixa corrente.....	68
Figura 5.1 – (a) Fotografia do para-raios polimérico $V_n = 12$ kV novo. (b) Fotografia do para-raios polimérico $V_n = 12$ kV aberto.....	70
Figura 5.2 – (a) Fotografia do para-raios polimérico PR2. (b) Fotografia do para-raios polimérico PR3.....	70
Figura 5.3 – (a) Desenho técnico com as indicações das dimensões dos para-raios PR1 e PR2. (b) Desenho técnico com as indicações das dimensões do para-raios PR3.	71
Figura 5.4 – Arranjo experimental utilizado no ensaio de caracterização.	73
Figura 5.5 – Fotografias: (a) Kit de alta tensão. (b) Mesa de controle e osciloscópio para aquisição de dados.	74
Figura 5.6 – Arranjo experimental utilizado na aplicação do método da compensação diferencial capacitiva.	74
Figura 5.7 – Fotografias: (a) Arranjo experimental utilizado na aplicação do método da compensação diferencial capacitiva. (b) Sistema de aquisição de dados.....	75

Figura 5.8 – Diagrama de blocos para aplicação do critério de fase adotado entre os sinais da tensão e corrente resistiva.	76
Figura 5.9 – Fotografia do gerador de impulso de corrente do LAT-UFCG. (a) Capacitores, indutores, resistores, centelhador. (b) Transformador elevador de tensão e diodo retificador.....	77
Figura 5.10 – (a) Fotografia da mesa de controle. (b) Fotografia do suporte isolante contendo o varistor sob ensaio.....	78
Figura 5.11 – Diagrama elétrico do gerador de impulso de corrente utilizado.....	79
Figura 5.12 – Sequência esquemática de aplicação dos grupos de impulso.	79
Figura 6.1 – Curvas características dos para-raios de ZnO ensaiados.....	81
Figura 6.2 – Curvas características do varistor V1 novo e degradado.....	81
Figura 6.3 – Curvas características do varistor V2 novo e degradado.....	82
Figura 6.4 – Curvas características do varistor V3 novo e degradado.....	82
Figura 6.5 – Formas de onda típicas do impulso de corrente e tensão residual adquiridas.	84
Figura 6.6 – Formas de onda da tensão e corrente de fuga total do varistor V1.	85
Figura 6.7 – Formas de onda das correntes de fuga utilizando a metodologia de decomposição proposta.	85
Figura 6.8 – Formas de onda das correntes resistivas obtidas utilizando métodos de decomposição.....	86
Figura 6.9 - Formas de onda das correntes resistivas obtidas utilizando os métodos de decomposição para o para-raios PR1 sob tensão de 10,56 kV _{RMS}	91
Figura 6.10 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do varistor V1.	96
Figura 6.11 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o varistor V1.....	97
Figura 6.12 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do varistor V2.	98
Figura 6.13 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o varistor V2.....	98
Figura 6.14 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do varistor V3.	99
Figura 6.15 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o varistor V3.....	99
Figura 6.16 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios PR1. ..	100
Figura 6.17 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o para-raios PR1.101	101
Figura 6.18 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios PR2. ..	102
Figura 6.19 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o para-raios PR2.102	102
Figura 6.20 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios PR3...103	103
Figura 6.21 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o para-raios PR3.103	103

Figura 6.22 – Curvas características dos resistores não lineares do modelo gerado para o para-raios PR1.....	104
Figura 6.23 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo proposto para o para-raios PR1.....	105
Figura 6.24 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo convencional para o para-raios PR1.....	106
Figura 6.25 – Curvas características dos resistores não lineares do modelo gerado para o para-raios PR2.....	108
Figura 6.26 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo proposto para o para raios PR2.....	108
Figura 6.27 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo convencional para o para-raios PR2.....	109
Figura 6.28 – Curvas características dos resistores não lineares do modelo gerado para o para-raios PR3.....	111
Figura 6.29 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo proposto para o para raios PR3.....	111
Figura 6.30 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo convencional para o para-raios PR3.....	112
Figura 6.31 – Formas de onda da corrente resistiva (PR3) obtidas utilizando o modelo proposto e a metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta.....	112
Figura 6.32 – Zoom de meio período das formas de onda visualizadas na Figura 6.31.....	114
Figura 6.33 – Formas de onda da corrente capacitiva (PR3) obtidas utilizando o modelo proposto e a metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta.....	115

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Guia para a representação de para-raios de ZnO (CIGRÉ WG 33-02, 1990).	45
Tabela 5.1 – Dados Técnicos do conjunto de varistores.....	59
Tabela 5.2 – Características elétricas dos para-raios.....	60
Tabela 5.3 – Características físicas dos para-raios.	72
Tabela 6.1 – Dados de temperatura e umidade registrados durante os ensaios de caracterização.	83
Tabela 6.2 – Quantidade de impulsos de corrente utilizados na degradação dos varistores.	83
Tabela 6.3 – Dados de medição e análise de erro para o varistor V1.....	87
Tabela 6.4 – Continuação:Dados de medição e análise de erro para o varistor V1.....	75
Tabela 6.5 – Dados de medição e análise de erro para o varistor V2.....	77
Tabela 6.6 – Continuação:Dados de medição e análise de erro para o varistor V2.....	77
Tabela 6.7 – Dados de medição e análise de erro para o varistor V3.....	78
Tabela 6.8 – Continuação:Dados de medição e análise de erro para o varistor V3.....	78
Tabela 6.9 – Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR1.	92
Tabela 6.10 – Continuação:Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR1.....	92
Tabela 6.11 – Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR2.....	93
Tabela 6.12 – Continuação:Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR2.....	94
Tabela 6.13 – Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR3.....	95
Tabela 6.14 – Continuação:Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR3.....	95
Tabela 6.15 – Comparação entre o modelo proposto e o modelo convencional para o para-raios PR1.	95
Tabela 6.16 – Comparação entre o modelo proposto e o modelo convencional para o para-raios PR2.	98
Tabela 6.17 – Comparação entre o modelo proposto e o modelo convencional para o para-raios PR3.	113

Lista de Abreviaturas

- ATP - Alternative Transients Program.
- Chesf - Companhia Hidroelétrica do São Francisco.
- CIGRÉ - International Council on Large Electric Systems.
- CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.
- EMTP - Electromagnetic Transients Program.
- IEC - International Electrotechnical Commission.
- IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- LAT - Laboratório de Alta Tensão.
- MCOV - Maximum Continuous Operating Voltage (Máxima Tensão de Operação Contínua).
- MCDC - Método da Compensação Diferencial Capacitiva
- MFD - Método da Filtragem Digital.
- ML - Método de Otimização de Levenberg-Marquardt.
- MP - Metodologia Proposta.
- MPCR - Método da Medição do Pico da Corrente Resistiva.
- MPV - Método da Compensação com Ponte Virtual.
- POW - Point-on-Wave.
- SiC - Carboneto de Silício.
- SSE - Sum of Squares Due to Error (Soma dos Erros Quadráticos).
- SST - Total Sum of Squares (Soma Total dos Desvios com Relação à Média).
- UFCG - Universidade Federal de Campina Grande.
- Ur - Tensão Nominal.
- ZnO - Óxido de Zinco.

Sumário

Capítulo 1	14
Introdução.....	14
1.1 Motivação	14
1.2 Objetivos.....	15
1.3 Organização do Trabalho	16
Capítulo 2	18
Fundamentação Teórica	18
2.1 Para-Raios.....	18
2.2 Características Construtivas dos Para-Raios de ZnO	19
2.3 Características Elétricas dos Para-Raios de ZnO.....	20
2.4 Características Térmicas dos Para-Raios de ZnO	27
Capítulo 3	29
Revisão Bibliográfica.....	29
3.1 Modelo de Para-Raios de ZnO Baseado na Decomposição da Corrente de Fuga Total	29
3.2 Modelo Simplificado Aprimorado do Para-Raios de ZnO.....	42
3.3 Modelo Empregado em Simulações.....	45
Capítulo 4	48
Metodologia Proposta	48
4.1 Regra de Integração.....	48
4.2 Regra de Integração Trapezoidal	49
4.3 Métodos de Otimização.....	53
4.4 Método de Levenberg-Marquardt	55
4.5 Estimação de Parâmetros.....	57
4.6 Técnica Proposta	58
Capítulo 5	69
Material e Métodos	69
5.1 Material.....	69
5.2 Métodos	72
Capítulo 6	80

Resultados e Análises.....	80
6.1 Ensaio de Caracterização	80
6.2 Ensaio de Degradação.....	83
6.3 Comparação com os Métodos de Decomposição da Corrente de Fuga	84
6.4 Comportamento Resistivo e Capacitivo do Para-Raios de ZnO na Região de Baixa Corrente.....	96
6.5 Comparação Entre o Modelo de Para-Raios proposto e o Modelo do Resistor Não Linear	104
Capítulo 7	116
Conclusões.....	116
Referências Bibliográficas	119

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Os para-raios de óxido de zinco (ZnO) são dispositivos essenciais na proteção de equipamentos dos sistemas elétricos, principalmente contra descargas de alta intensidade e curta duração. Dessa forma, eles contribuem decisivamente para a elevação da confiabilidade, economia e continuidade de operação dos sistemas elétricos.

A corrente de fuga do para-raios de ZnO em regime normal de operação encontra-se na região de baixa corrente. O para-raios opera nesta região durante praticamente toda a sua vida útil, e para avaliar o estado de degradação do para-raios nessa região se faz necessário a utilização de técnicas de monitoramento. Atualmente duas técnicas se destacam: a análise de imagens termográficas e a medição da corrente de fuga em para-raios. Na região de baixa corrente, a corrente de fuga é composta por uma componente capacitiva e outra resistiva. Para um para-raios em bom estado, a componente resistiva da corrente de fuga representa cerca de 5% a 20% da corrente capacitiva (IEC 60099-5, 2000).

Estudos mostram que a componente resistiva da corrente de fuga e seus harmônicos estão ligados diretamente ao nível de degradação do para-raios (SHIRAKAWA *et al.*, 1988; LUNDQUIST *et al.*, 1990; YAN *et al.*, 2002; KIL *et al.* 2003; SOUZA, 2004; LONG *et al.*, 2008; LIU *et al.*, 2010; YALLA & PALAKALURI, 2012), sendo, portanto, um excelente parâmetro para o monitoramento e diagnóstico de para-raios de ZnO.

A separação da componente resistiva da corrente de fuga não é algo trivial, principalmente devido à não linearidade da corrente resistiva e da influência de harmônicos da tensão do sistema. Com o objetivo de obter isoladamente a componente resistiva, vários métodos vêm sendo desenvolvidos, onde cada método realiza aproximações para a sua obtenção.

Um estudo comparativo entre cinco métodos para determinação da componente resistiva da corrente de fuga reportou erros de até 60% (BRITO *et al.*, 2012). Nesse estudo observou-se

também que o erro variava com a amplitude da tensão. Além da falta de confiabilidade dos resultados dos métodos propostos, o único método experimental descrito na literatura para determinação da corrente resistiva, o método da compensação diferencial capacitiva, consolidado no meio acadêmico, necessita de um arranjo experimental para alta tensão com elementos de alta qualidade para que os erros associados à medição sejam desprezíveis. Portanto, devido à importância do para-raios para o sistema elétrico, torna-se necessário desenvolver uma técnica para obtenção da corrente resistiva que seja de fácil aplicação, tenha boa exatidão e confiabilidade.

Outra dificuldade no processo de estimação da corrente resistiva, reside no modelo de para-raios que é normalmente considerado, pois devido a sua simplicidade ele não considera os diversos harmônicos existentes na corrente de fuga. Praticamente existe um único modelo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente, e mesmo assim, não são inseridos dados de entrada ao modelo. O que existe são métodos de decomposição da corrente de fuga que tem como base o modelo simplificado do para-raios de ZnO na região de baixa corrente. Os poucos modelos adaptativos, ou seja, que são utilizados dados de entrada (sinal da tensão) a fim de obter um dado de saída (corrente de fuga), não representam a composição harmônica da corrente de fuga, e outros nem seu efeito capacitivo, distanciando-se bastante do resultado esperado. Na maioria desses modelos também não é possível separar o comportamento resistivo e capacitivo do para-raios de ZnO.

Para fins de estudos do para-raios na região de baixa corrente, faz-se necessário um modelo elétrico que contemple toda a região de baixa corrente, e que permita inserir sinais de tensão gerados artificialmente, com o objetivo, por exemplo, de avaliar o comportamento elétrico do para-raios de ZnO na presença de harmônicos na tensão, em níveis controlados.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um modelo adaptativo de para-raios de ZnO para toda região de baixa corrente que possibilite representar seu comportamento de forma mais confiável e precisa, podendo ser utilizado, assim, tanto em estudos de decomposição e monitoramento da corrente quanto em simulações computacionais de para-raios operando na região de baixas correntes. Para tanto, tem-se os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver um modelo adaptativo de para-raios de ZnO para região de baixa corrente que apresente boa exatidão, e que possibilite a representação da corrente de fuga com suas componentes harmônicas e efeito capacitivo;
- Estimar a partir do modelo desenvolvido e de dados de tensão e corrente de fuga total as componentes resistiva e capacitiva do para-raios;
- Tornar a técnica robusta o suficiente para lidar com a presença de componentes harmônicas da tensão na corrente de fuga do para-raios;
- Tornar o procedimento de ajuste do modelo de fácil aplicação e alta confiabilidade;
- Determinar o real comportamento das componentes resistiva e capacitiva do para-raios de ZnO na região de baixa corrente.

A validação da técnica de decomposição da corrente de fuga será realizada através da análise comparativa com outras metodologias. A validação do modelo será realizada através de dados de medição e da aplicação de outro modelo adaptativo de para-raios de ZnO.

1.3 Organização do Trabalho

Esta Dissertação está organizada em sete capítulos. No Capítulo 2 é apresentada uma fundamentação teórica sobre para-raios de ZnO, descrevendo suas características construtivas, elétricas e térmicas.

No Capítulo 3 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre o modelo simplificado do para-raios de ZnO na região de baixa corrente, utilizado como base para os métodos de decomposição da corrente de fuga. São apresentados vários métodos de decomposição da corrente de fuga, sendo ressaltadas as vantagens e desvantagens de cada um. Também é apresentado um modelo adaptativo de para-raios.

No Capítulo 4 é descrita a metodologia empregada para obter o modelo do para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. Também são descritos os principais métodos utilizados

para obter o modelo: a regra de integração trapezoidal e o método de otimização de Levenberg-Marquardt.

No Capítulo 5 são apresentados os ensaios de caracterização na frequência industrial, os ensaios de compensação diferencial capacitiva e os ensaios de descarga de corrente atmosférica.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos a partir do emprego da técnica proposta, bem com a análise desses resultados. Os resultados utilizando a metodologia empregada na decomposição da corrente de fuga, e do modelo gerado para o para-raios de ZnO para região de baixa corrente, são comparados com outras metodologias obtidas na literatura e dados de medição.

Por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e contribuições, além de propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Para-Raios

Os para-raios ou supressores de surtos são equipamentos utilizados na proteção dos sistemas elétricos contra sobretensões de origem externa (por exemplo, descargas atmosféricas) ou interna (por exemplo, sobretensões de manobra). Seu papel é limitar o nível de tensão que atinge equipamentos importantes, como os transformadores de potência, evitando que os mesmos sejam submetidos a sobretensões inadequadas a sua operação (D'AJUZ *et al.*, 1985).

O principal tipo de para-raios utilizados em sistemas elétricos é o de óxido de zinco (ZnO), isto porque os para-raios de ZnO apresentam enormes vantagens em relação a seu antecessor, o para-raios de Carboneto de Silício (SiC) (COSTA, 1999; HILEMAN, 1999):

- Não linearidade - A curva $V-I$ dos para-raios de ZnO é extremamente não linear, apresentando uma impedância alta para níveis normais de tensão e uma baixa impedância na presença de sobretensões. Desta forma, eles exercem muito pouca influência no sistema, em regime permanente, mas devem atuar de maneira rápida e eficiente na ocorrência de surtos;
- Confiabilidade – Com eliminação dos centelhadores-série existentes em para-raios de SiC, aumentou-se significativamente a confiabilidade dos para-raios de ZnO, pois eliminaram-se peças mecânicas que poderiam gerar o mau funcionamento do equipamento.
- Capacidade de absorção de energia - Os varistores de óxido de zinco possuem densidade bastante elevada, 5450 kg/m^3 e alto calor específico 5443 J/cm^3 , na temperatura de 25°C . Estas características térmicas proporcionam aos para-raios de óxido de zinco o dobro da capacidade de absorção de energia de um para-raios de SiC.

2.2 Características Construtivas dos Para-Raios de ZnO

Os para-raios a óxido de zinco são equipamentos de estrutura simples. Basicamente são constituídos de uma coluna de varistores envolvida por uma coluna de porcelana ou material polimérico, havendo ainda alguns outros componentes estruturais. Sua configuração depende do sistema ao qual será aplicado, mas no aspecto geral é como mostrada na Figura 2.1.

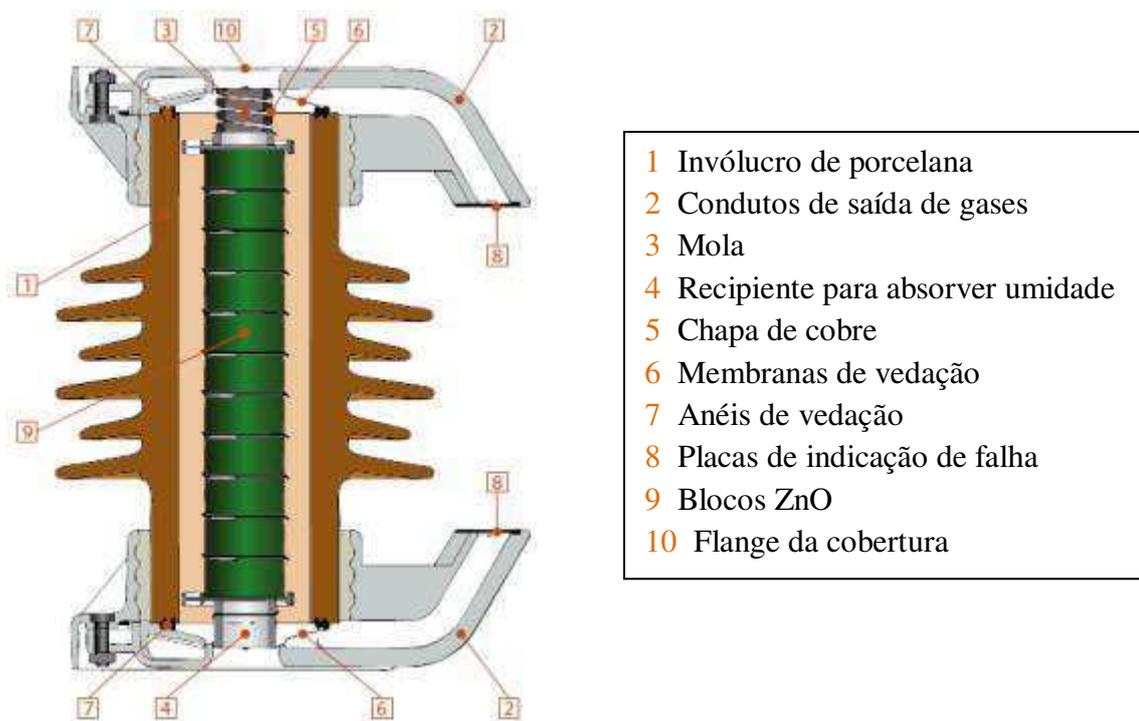


Figura 2.1 - Configuração de um para-raios de ZnO com invólucro de porcelana (ABB, 2009).

O principal elemento de um para-raios é o varistor ou bloco de ZnO, que apresenta alta não linearidade entre a tensão e a corrente. Ele corresponde a uma estrutura cilíndrica e seu diâmetro é escolhido de acordo com a capacidade de absorção de energia desejada, variando de 30 mm para sistemas de distribuição até 100 mm ou mais para sistemas de alta ou extra-alta tensão. A altura das pastilhas geralmente varia entre 20 mm e 45 mm, dependendo dos métodos de produção utilizados, e sua altura geralmente é limitada pela homogeneidade dos grãos de ZnO – quanto maior as dimensões do varistor mais difícil conseguir uma boa homogeneidade na distribuição interna do óxido de zinco (HINRICHSEN, 2001). Na Figura 2.2 é observado um conjunto de varistores com diversas dimensões.



Figura 2.2 - Varistores com diâmetros e alturas diferentes (HINRICHSEN, 2001).

2.3 Características Elétricas dos Para-Raios de ZnO

A principal característica do para-raios à ZnO é a sua alta não linearidade entre a tensão e a corrente (curva $V-I$). Esta característica representou um avanço em relação aos para-raios convencionais a carboneto de silício (SiC), pois diferente do que ocorre com o SiC, essa característica permite sua conexão direta com o sistema elétrico gerando apenas uma corrente de fuga na faixa de miliampères em condições normais de operação. Dispensou-se então o uso de centelhadores em série com a coluna de elementos varistores. A Figura 2.3 mostra curvas características típicas de para-raios à ZnO e à SiC.

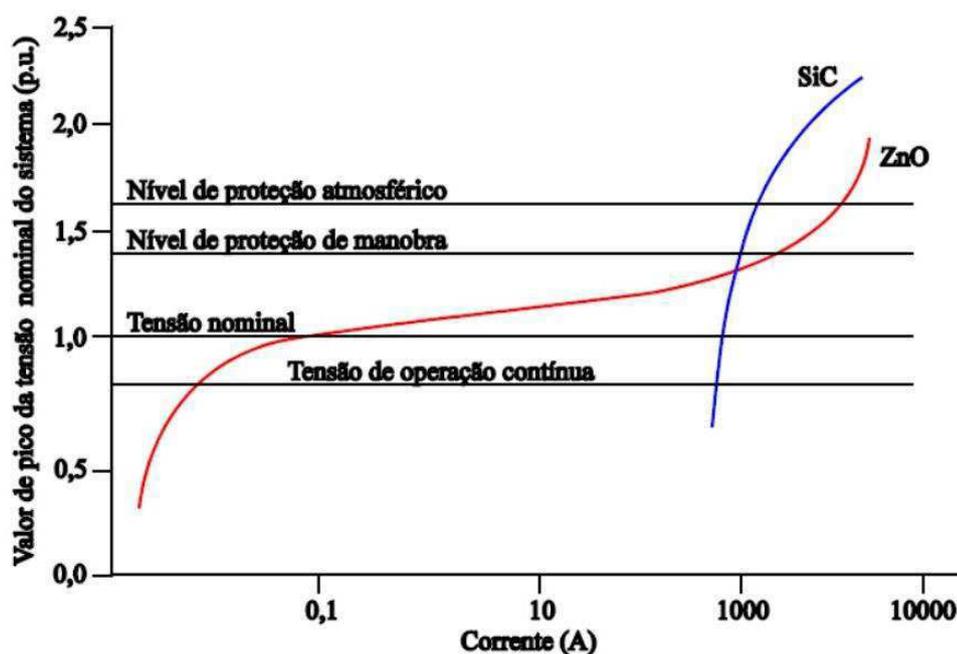


Figura 2.3 - Curva característica típica de um para-raios de ZnO e de SiC (ABB, 1995).

Devido a sua característica $V-I$ altamente não linear, no para-raios à ZnO, durante a passagem de uma descarga de corrente elétrica, a corrente de fuga que era da ordem de microampères pode atingir quiloampères, e cessada a descarga, o para-raios retorna a sua condição normal de operação.

As terminologias tensão nominal (U_r) e Máxima Tensão de Operação Contínua (MCOV) utilizadas em para-raios de ZnO causam muita confusão, por terem conceitos diferentes dos demais equipamentos. De acordo com normas da IEC e IEEE, essas terminologias são definidas como:

- **TENSÃO NOMINAL (U_r):** Maior valor da tensão RMS à frequência industrial admissível entre os terminais do para-raios, para a qual o para-raios é projetado para funcionar adequadamente em condições de sobretensões temporárias, tal como definido no teste de ciclo de operação (IEC 60099-4, 2004).
- **MÁXIMA TENSÃO DE OPERAÇÃO CONTINUA (MCOV):** Valor máximo de tensão RMS à frequência industrial, que pode ser aplicado continuamente entre os terminais do para-raios (IEEE C62.11-2005, 2005).

Diferentemente de outros equipamentos elétricos de potência, como por exemplo, o transformador de potência, a tensão nominal do equipamento para-raios não é o valor da tensão RMS nominal do sistema para o qual o equipamento foi projetado. Já a MCOV é similar ao conceito de tensão nominal do transformador, ou seja, máximo valor de tensão RMS à frequência industrial que pode ser aplicado continuamente entre os terminais do equipamento, no qual o fabricante garante preservação das características térmicas.

O nível de proteção atmosférico e de manobra são valores de tensões de pico resultante da aplicação de impulso de tensão, cuja forma de onda é padronizada, $1,2/50 \mu s$ e $250/2500 \mu s$, respectivamente.

A curva característica $V-I$ do para-raios de ZnO pode ser dividida em três importantes regiões (BARBOSA, 2007):

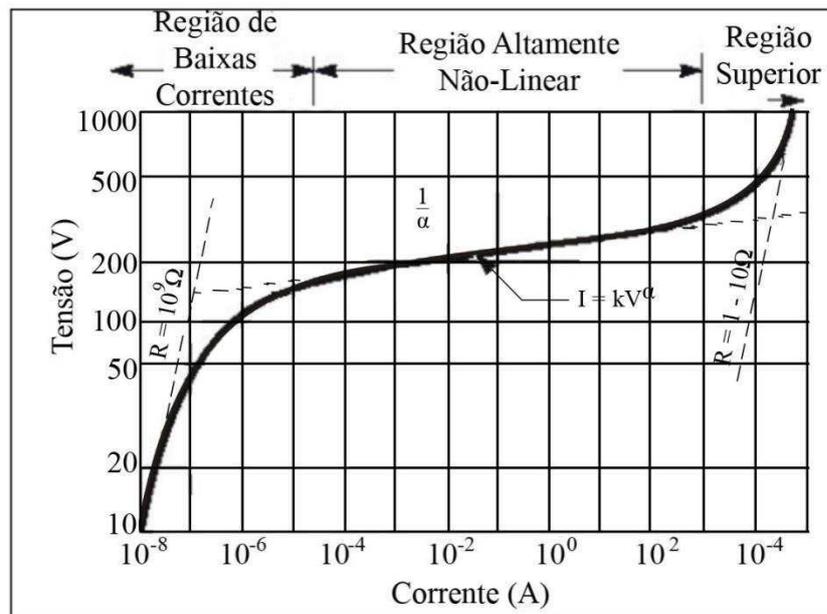


Figura 2.4 - Curva V - I típica de um varistor de ZnO (BARBOSA, 2007).

- Região de baixas correntes de operação ou pré-ruptura, também conhecida como região de baixas tensões aplicadas (medida sob aplicação de tensões alternadas ou contínuas);
- Região altamente não linear de operação, também conhecida como região altamente não linear de tensões intermediárias (medida por impulsos de corrente representando surtos atmosféricos e de manobra);
- Região superior de operação, também conhecida como região de *Upturn* da tensão (medida por impulsos de corrente tipo 8/20 μ s ou 4/10 μ s).

2.3.1 Região de Baixas Correntes

A corrente de fuga na região de baixa corrente pode ser decomposta em uma componente capacitiva e outra resistiva, sendo predominante a componente capacitiva. Na Figura 2.5 é observada uma medição de corrente de fuga típica realizada em laboratório, sobre um único varistor, quando energizado a uma tensão MCOV equivalente para um para-raios completo (IEC 60099-5, 2000).

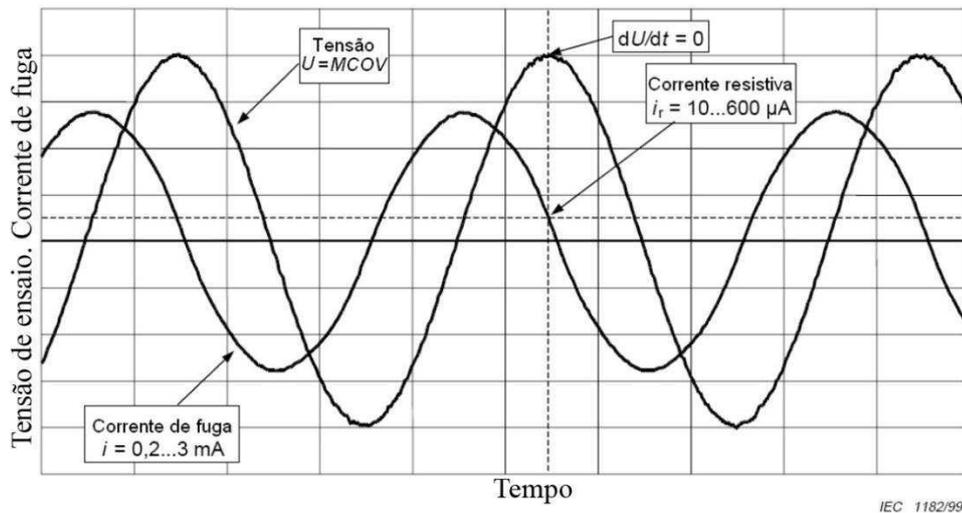


Figura 2.5 - Corrente de fuga típica de um varistor de ZnO sob condições de laboratório (IEC 60099-5, 2000).

2.3.1.1 Componente Capacitiva da Corrente de Fuga

A componente capacitiva da corrente de fuga medida no terminal de aterramento do para-raios deve-se à permissividade dos elementos não lineares, às capacitâncias parasitas e aos capacitores de equalização, se aplicados. A capacitância de um varistor de ZnO está entre 60 pF.kV/cm^2 a 150 pF.kV/cm^2 (tensão nominal), resultando em um valor de pico da corrente capacitiva situado entre 0,2 mA a 3 mA em condições normais de operação (IEC 60099-5, 2000).

2.3.1.2 Componente Resistiva da Corrente de Fuga

Para valores definidos de tensão e temperatura, a componente resistiva da corrente de fuga é um bom indicador das mudanças na característica $V-I$ do para-raios de ZnO. Sendo assim, a corrente resistiva pode, portanto, ser utilizada como uma ferramenta de diagnóstico para indicação de degradações dos para-raios de ZnO em serviço. Curvas características $V-I$ típicas das componentes resistivas e capacitivas sobre tensões alteradas são observadas na Figura 2.6. Para comparação, as curvas características $V-I$ para tensões contínuas também são observadas na Figura 2.6.

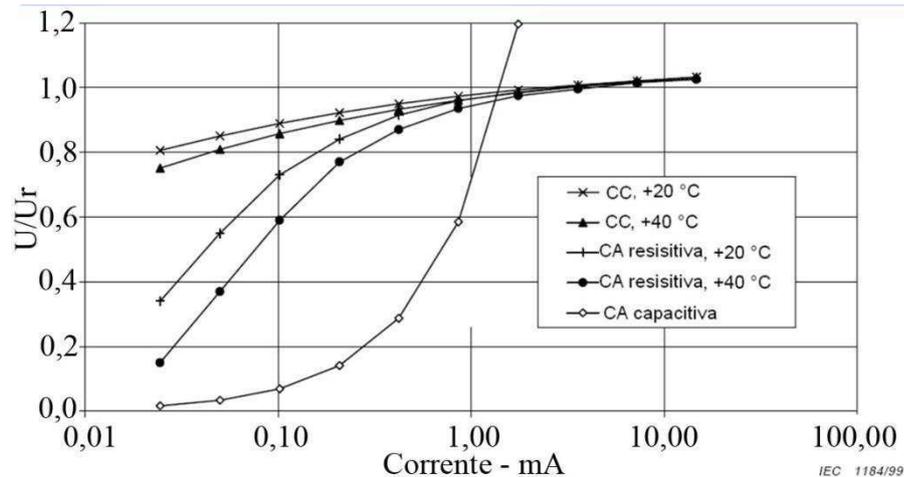


Figura 2.6 - Curvas características $V-I$ típicas de varistores ZnO (IEC 60099-5, 2000).

A característica $V-I$ é ôhmica (linear) nesta região conhecida como região de baixas correntes ou região de pré-ruptura, correspondendo à atuação do varistor na ausência de sobretensões, estando então submetido à tensão de operação do sistema.

A componente resistiva da corrente de fuga na região de pré-ruptura representa cerca 5% a 20% da componente capacitiva da corrente de fuga em condições normais de operação (IEC 60099-5, 2000).

Dentre os aspectos mais importantes para o entendimento das propriedades dos varistores nesta região, podem ser destacados (FRANCO, 1993):

- Grande dependência da corrente resistiva com a temperatura: a corrente resistiva quando da aplicação de tensão contínua ou alternada de frequência industrial apresentam grande dependência com a temperatura, sendo esta dependência mais crítica para solicitações de tensão contínua. A dependência da corrente em relação à temperatura indica que nesta região, o transporte de corrente no limite dos grãos de ZnO se dá pelo processo de ativação térmica.
- Um dos primeiros estudos conhecidos apresentando uma análise da resistividade elétrica dos varistores com a temperatura foi apresentado por MATSUOKA, (1971). Neste estudo foi evidenciada uma redução na resistividade elétrica na região de baixas correntes com o aumento da temperatura. Complementarmente, foi verificado que o valor do coeficiente de não linearidade diminui com o aumento da temperatura.

- Para baixas tensões aplicadas, a corrente e a potência aumentam significativamente com o aumento da frequência. Para tensões próximas da tensão nominal do varistor, observa-se um menor aumento destes parâmetros com a frequência, enquanto que para tensões acima da nominal, observa-se o processo inverso, ou seja, a corrente e a potência diminuem com o aumento da frequência.
- Predominância da componente capacitiva da corrente de fuga para níveis de tensão até próximos à tensão de referência dos varistores, com uma pequena dependência da temperatura, quando da aplicação de tensão alternada de frequência industrial. Esta componente capacitiva da corrente é maior em relação à componente resistiva para menores intensidades de campo elétrico e para menores temperaturas sobre o varistor.

2.3.2 Região Altamente Não Linear

A região de alta não linearidade corresponde à essência da ação do varistor. Nessa região o varistor conduz uma corrente elevada, mesmo para pequenas variações de tensão. Esta região define o nível de proteção dos para-raios, quando correntes de impulso atmosférico ou de manobra fluem pelo mesmo. Quanto maior o valor de α (coeficiente de não linearidade) melhores serão as características de proteção do para-raios (FRANCO, 1993).

O comportamento da corrente na região de alta não linearidade da curva característica dos varistores à ZnO pode ser obtido através de uma equação empírica desenvolvida por MATSOUKA (1971):

$$I = C_0 V^\alpha, \quad (2.1)$$

nesta equação, C_0 é uma constante que depende do material e α é o coeficiente de não linearidade. O coeficiente de não linearidade α pode ser definido a partir de dois pontos da curva característica V - I através da expressão:

$$\alpha = \frac{\log \frac{I_2}{I_1}}{\log \frac{V_2}{V_1}}. \quad (2.2)$$

Um dispositivo desejável deve ter um alto valor do expoente de não linearidade, uma aceitável tensão residual, uma baixa corrente de fuga, uma vida longa, boa uniformidade e uma grande capacidade de absorção/dissipação de energia (COSTA, 1999). Tensão residual é definida como o valor de crista da tensão que aparece entre os terminais do para-raios, durante a passagem da corrente de descarga.

Os aspectos importantes nessa região são (BARBOSA, 2007):

- A tensão no varistor permanece praticamente constante para uma grande variação de corrente;
- Um elevado coeficiente de não linearidade é verificado na característica $V-I$ (α normalmente está compreendido entre 25 e 50);
- A corrente que circula nos varistores ZnO tem nessa região uma característica predominantemente resistiva;
- Dependência não significativa da corrente com a temperatura.

2.3.3 Região Superior ou de Alta Corrente

Na região de alta densidade de corrente, também conhecida como região de *Upturn* da tensão, a característica $V-I$ é novamente linear, similar aquela da região de pré-ruptura, mas com a tensão aumentando mais rapidamente que a corrente. As características elétricas dessa região são controladas pela impedância dos grãos de ZnO da microestrutura do varistor (FURTADO, 2005).

Verifica-se que até certa faixa de corrente a variação da tensão com a variação da corrente se apresenta de forma proporcional. No entanto, este comportamento deixa de ser observado à medida que se aumenta a corrente. Esta variação se deve a uma queda de tensão não desprezível através dos grãos de ZnO, devido à circulação de correntes elevadas. Este fenômeno não é uma propriedade do mecanismo de condução, mas sim associado à queda de tensão através da resistência própria finita dos grãos de ZnO. Nesta condição, ocorre a predominância da resistência dos grãos de ZnO sobre a camada intergranular. O comportamento ôhmico é definido pela resistividade intrínseca dos grãos de ZnO ($\rho = 1$ a $10 \Omega \cdot \text{cm}$) (FRANCO, 1993).

Nas suas aplicações, o para-raios ou um único varistor utiliza todas as regiões da sua curva característica. A região de baixa corrente define as perdas ativas, conseqüentemente, a

tensão de operação para aplicações em regime de uso contínuo. A região não linear determina a tensão residual na aplicação de um surto. A região de alta corrente apresenta a condição limite para proteção contra surtos de alta corrente (COSTA, 1999).

Para caracterizar adequadamente um varistor a base de ZnO é desejável a determinação da curva $V-I$ para as três regiões anteriormente consideradas. Contudo, em virtude da ampla faixa de corrente elétrica envolvida, não é possível o uso das mesmas técnicas de medição para as três regiões. Usualmente as características $V-I$ abaixo de 100 mA/cm^2 são obtidas em sistemas de corrente contínua (CC) ou em sistemas de corrente alternada (CA) com frequência industrial. Para densidades de corrente acima de 1 A/cm^2 a característica $V-I$ é determinada usando-se as forma de onda de impulsos de correntes normalizados (FURTADO, 2005).

2.4 Características Térmicas dos Para-Raios de ZnO

PHILIPP & LEVINSON (1977) definiram uma equação que relaciona a corrente e a temperatura do para-raios na sua região de pré-ruptura, ou seja, a primeira parte da curva $V-I$. Esta equação relaciona a dependência da temperatura com a energia de ativação (energia necessária para o deslocamento dos elétrons entre as camadas do átomo), e é dada por:

$$I = I_0 \exp\left(\frac{-e\varphi}{k_b T}\right), \quad (2.3)$$

em que, $e\varphi$ é a energia de ativação; I_0 é a corrente à temperatura de zero Kelvin; k_b é a constante de Boltzman e T é a temperatura em Kelvin. O valor da energia de ativação para diferentes temperaturas pode ser aproximado através da curva característica do para-raios para cada uma destas temperaturas.

Na Figura 2.7 é observada a variação da curva característica em função da temperatura. Na mesma figura também é retratado a variação do coeficiente de não linearidade para dois valores de temperatura, $-196 \text{ }^\circ\text{C}$ e $25 \text{ }^\circ\text{C}$ em função da variação de corrente.

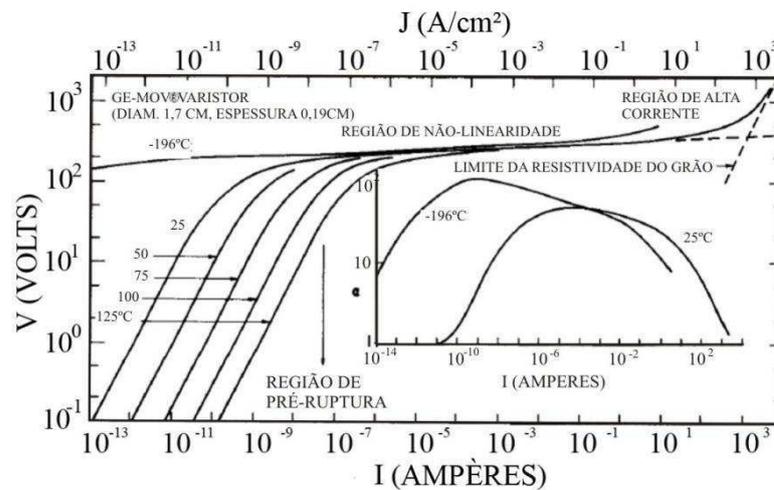


Figura 2.7 - Características da curva corrente-tensão para um varistor GE-MOV® a $-196^\circ C$ e para uma faixa de temperatura próximo de $27^\circ C$. Uma extrapolação linear para a temperatura de $25^\circ C$ é indicada pela linha tracejada. O limite da resistividade do grão é traçado $\rho = 3,2 \Omega \cdot cm$. O coeficiente de não linearidade versus I é mostrado na figura inserida no gráfico (PHILIPP & LEVINSON, 1977).

Nota-se que a curva característica na região de pré-ruptura é fortemente influenciada pela temperatura. No entanto, na região de não linearidade, a temperatura praticamente não influencia na curva característica.

No momento do surto atmosférico ou de manobra a intensidade da corrente que o para-raios conduz pode chegar a milhares de ampères. Por efeito joule os varistores aquecem e podem desencadear uma “avalanche térmica”, que seria o aumento progressivo da temperatura podendo levar a explosão do para-raios.

Capítulo 3

Revisão Bibliográfica

Este capítulo será iniciado com a apresentação de alguns métodos de decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO, em suas componentes resistiva e capacitiva. Os métodos baseiam-se no modelo simplificado do para-raios de ZnO, observado na Figura 3.1. Ao longo da apresentação dos métodos são realizados comentários a respeito das vantagens, limitações e dificuldades intrínsecas aos métodos. Em seguida é apresentado um modelo adaptativo de para-raios de ZnO.

3.1 Modelo de Para-Raios de ZnO Baseado na Decomposição da Corrente de Fuga Total

Existem diversos métodos utilizados para decompor a corrente de fuga total em para-raios de ZnO, mas praticamente todos partem do modelo simplificado do para-raios de ZnO. Este modelo é constituído por um capacitor linear em paralelo com um resistor não linear, como observado na Figura 3.1.

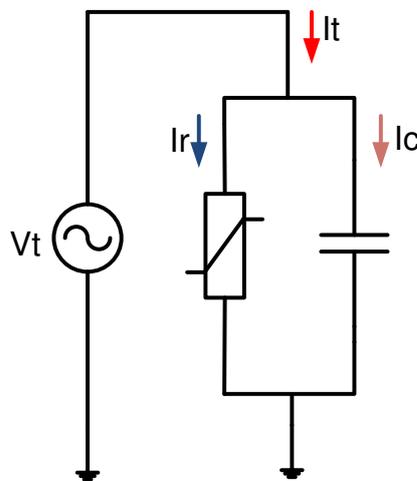


Figura 3.1–Modelo simplificado do para-raios de ZnO.

A seguir é realizada uma breve descrição dos principais métodos utilizados na decomposição da corrente de fuga total. Os métodos baseiam-se no modelo simplificado do para-raios de ZnO. Eles têm a finalidade de determinar a componente resistiva da corrente de fuga, pois ela é um bom indicador do estado de degradação do para-raios de ZnO.

3.1.1 Método da Compensação Diferencial Capacitiva

O método da compensação diferencial capacitiva, bastante consolidado no meio acadêmico, propõe-se a separar a componente resistiva da corrente de fuga utilizando para isso o arranjo observado na Figura 3.2.

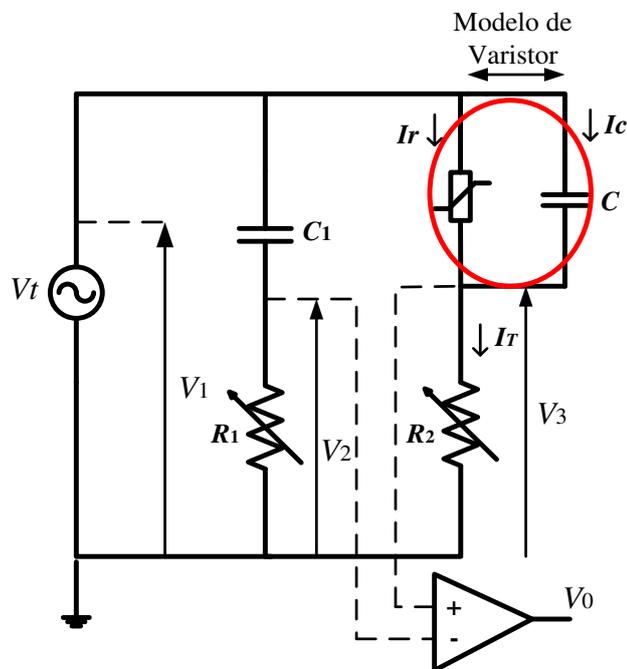


Figura 3.2 - Circuito utilizado no método da compensação diferencial capacitiva.

A corrente resistiva é determinada quando os sinais V_1 e V_0 estão em fase. Os sinais são colocados em fase através do ajuste das resistências dos resistores R_1 e R_2 .

A equação diferencial para o sinal de saída V_0 é obtida conforme apresentado na Eq. (3.1).

$$V_0 = R_2 \cdot C \cdot \frac{d}{dt} [V_1 - V_3] - R_1 \cdot C_1 \cdot \frac{d}{dt} [V_1 - V_2] + R_2 \cdot I_r \quad (3.1)$$

Quando a ponte constituída pelos ramos R_1C_1 e R_2C estiver em equilíbrio, a diferença de tensão entre os nós 3 e 2 será devido ao resistor não linear. Nesse momento, considerando $R_1C_1 = R_2C = T$, a partir da Eq. (3.1), tem-se:

$$T \cdot \frac{dV_0}{dt} + V_0 = R_2 \cdot I_r. \quad (3.2)$$

Utilizando o capacitor C_1 de modo que $\omega_h \cdot T \ll 1$, no qual ω_h representa a frequência de maior ordem do sinal V_0 , então, o primeiro termo da Eq. (3.2) pode ser cancelado. Sendo assim, a corrente resistiva é dada por:

$$I_r = \frac{V_0}{R_2}. \quad (3.3)$$

As vantagens desse método é que os sinais são medidos experimentalmente, e por ser uma ponte de compensação, as componentes harmônicas presentes no sinal de tensão não provocam erros significativos na medição da corrente resistiva (SOUZA, 2004). Entretanto, a precisão dos resultados é altamente dependente da qualidade do capacitor de compensação. Ao se utilizar um capacitor com tangente de perdas ($tg \delta$) de 0,01, a relação entre os valores exatos e medidos pode chegar a 23% para a componente de 3ª harmônica (SOUZA, 2004, *apud* NAIDU & SRIVASTAVA, 1987).

Embora o circuito mostrado na Figura 3.2 apresente resultados satisfatórios nas medições, há alguns inconvenientes. Para se obterem resultados confiáveis nas medições é necessário que os valores das resistências dos resistores R_1 e R_2 sejam ajustados a cada aquisição dos sinais. Este procedimento torna-se inadequado para medições durante um período de tempo relativamente longo. Outro problema é que a verificação da corrente resistiva em fase com a tensão aplicada é realizada através da análise visual, o que pode induzir a aquisição de sinais imprecisos da corrente resistiva (SOUZA, 2004).

3.1.2 Método da Medição do Pico da Componente Resistiva da Corrente de Fuga

O método da medição do pico da componente resistiva da corrente de fuga, descrito por HINRICHSEN (1997), tem como base a informação de que o pico da corrente resistiva coincide com o ponto de derivada nula da tensão. Para um para-raios submetido a uma tensão senoidal pura, ou seja, sem distorção harmônica, o ponto de derivada nula corresponde ao seu valor máximo.

O método é deduzido matematicamente pelas Eqs. (3.4), (3.5) e (3.6), e observado graficamente na Figura 3.3. É sabido que:

$$i_T(t) = i_R(t) + i_C(t), \quad (3.4)$$

sendo:

$i_T(t)$ a corrente de fuga total;

$i_R(t)$ a componente resistiva da corrente de fuga total;

$i_C(t)$ a componente capacitiva da corrente de fuga total;

$$e \ i_C(t) = C \cdot \frac{dv(t)}{dt}, \quad (3.5)$$

em que C é capacitância do para-raios; $v(t)$ é a tensão aplicada.

Sendo assim, quando $\frac{dv(t)}{dt} = 0$ tem-se $i_T = i_R$. (3.6)

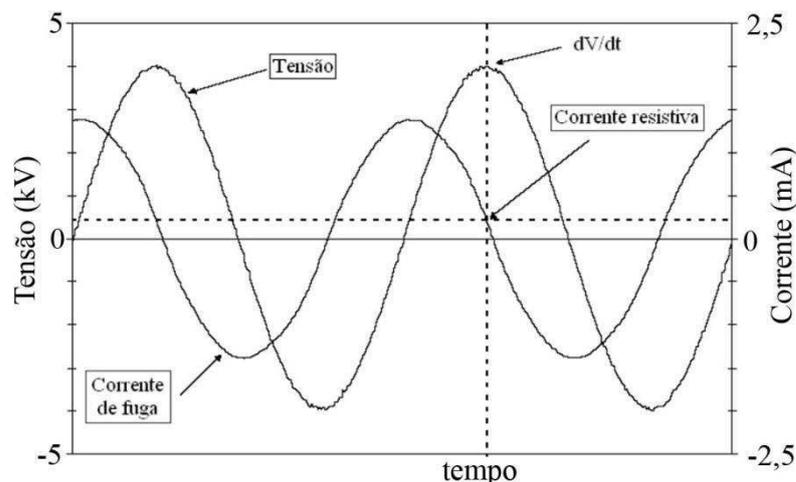


Figura 3.3 - Formas de onda da tensão aplicada ao para-raios e sua corrente de fuga (HINRICHSEN, 1997).

Uma dificuldade da implementação deste método é a sua vulnerabilidade a presença de harmônicos na tensão do sistema, provocando uma distorção na forma de onda da tensão,

dificultando a determinação exata da passagem da tensão aplicada pelo seu valor máximo. Dependendo do grau de distorção pode se ter mais de um ponto de derivada nula, comprometendo a medição da corrente resistiva.

3.1.3 Método Point-on-Wave (POW)

O método *Point-on-Wave* (POW) desenvolvido por SPELLMAN & HADDAD (1997), tem como base um sistema de equações, através do qual a corrente resistiva é determinada a partir dos valores da tensão e da corrente de fuga total, utilizando-se o circuito simplificado do para-raios, observado na Figura 3.1.

A Eq. (3.7) descreve uma expressão para a corrente de fuga total utilizando o circuito equivalente da Figura 3.1.

$$i_T(t) = i_C(t) + i_R(t) = C \cdot \frac{dv(t)}{dt} + i_R, \quad (3.7)$$

em que $i_T(t)$ corresponde à corrente de fuga total, $i_C(t)$ a sua componente capacitiva e $i_R(t)$ a sua componente resistiva.

O equacionamento necessário para a solução do método partiu da análise de que a cada meio ciclo, em uma forma de onda sem harmônicos, um mesmo valor de tensão irá se repetir duas vezes, com exceção do valor de pico que ocorre uma única vez. Tomando os valores da corrente nos instantes de tempo t_1 e t_2 , para os quais a tensão tem o mesmo valor obtém-se:

$$i_T(t_1) = i_C(t_1) + i_R(t_1) = C \cdot \frac{dv(t_1)}{dt} + i_R(t_1). \quad (3.8)$$

$$i_T(t_2) = i_C(t_2) + i_R(t_2) = C \cdot \frac{dv(t_2)}{dt} + i_R(t_2). \quad (3.9)$$

Por $v(t_1) = v(t_2)$, tem-se que $i_R(t_1) = i_R(t_2)$, sendo assim, subtraindo a Eq. (3.8) da Eq. (3.9) obtém-se a Eq. (3.10).

$$C = \frac{i_T(t_1) - i_T(t_2)}{\frac{dv(t_1)}{dt} - \frac{dv(t_2)}{dt}}. \quad (3.10)$$

Relacionando as Eqs. (3.8), (3.9) e (3.10) pode ser obter a Eq. (3.11) para determinação de $i_R(t)$.

$$i_R(t_1) = i_R(t_2) = \left(\frac{i_T(t_1) + i_T(t_2)}{2} \right) - \left(\frac{i_T(t_1) - i_T(t_2)}{2} \right) \cdot \left(\frac{\frac{dv(t_1)}{dt} + \frac{dv(t_2)}{dt}}{\frac{dv(t_1)}{dt} - \frac{dv(t_2)}{dt}} \right). \quad (3.11)$$

Por meio da Eq. (3.11), pode-se calcular a componente resistiva da corrente de fuga em um ciclo completo para qualquer forma de onda de tensão e corrente, desde que, sejam adquiridos alguns pontos da tensão e da corrente; e, principalmente, que a tensão fornecida seja senoidal, sem componentes harmônicas, ou apenas com componentes ímpares e sem deslocamento de fase.

3.1.4 Método da Compensação com Ponte Virtual

O método da compensação com ponte virtual proposto por SOUZA (2004) é uma evolução do método da compensação diferencial capacitiva. No método, a componente resistiva da corrente de fuga é obtida por rotina computacional. As principais vantagens do método com relação ao método da compensação diferencial capacitiva são: a substituição do ramo R_1C_1 , principalmente do capacitor real por um capacitor virtual ideal ($tg \delta = 0$), e a eliminação do erro da leitura visual do operador no ajuste das fases da componente resistiva com a tensão aplicada, sendo o processo substituído por um algoritmo computacional.

Na Figura 3.4 é visualizado o circuito que deve ser implementado em uma rotina computacional.

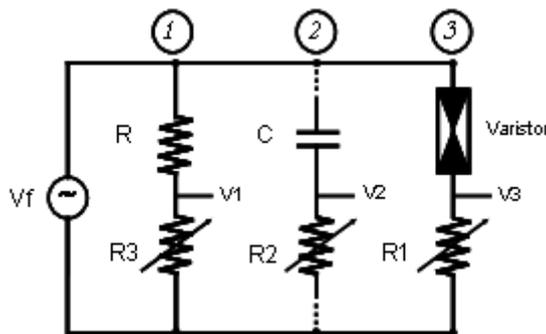


Figura 3.4 – Circuito utilizado na compensação com ponte virtual (SOUZA, 2004).

Para implementação do método em um sistema real se faz necessário obter os vetores de pontos da tensão aplicada ao para-raios (tensão V_f obtida através do ponto V_1 do divisor

resistivo da Figura 3.4), e da corrente de fuga (ponto V_3 da Figura 3.4), necessitando, portando, de um dispositivo que armazene estes dados, como por exemplo, um osciloscópio digital. Com a obtenção da forma de onda aplicada ao para-raios e sua corrente de fuga calcula-se o sinal V_2 (sinal virtual de corrente do ramo R_2C), para isso é utilizado a Eq. (3.12).

$$\begin{aligned} \text{Sinal } V_2 = & \frac{V_{f1}}{|Z_1|} \text{sen}(\omega t + \theta_{f1} + \phi_1) + \frac{V_{f2}}{|Z_2|} \text{sen}(\omega t + \theta_{f2} + \phi_2) + \\ & \dots + \frac{V_{fn}}{|Z_n|} \text{sen}(\omega t + \theta_{fn} + \phi_n), \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que, V_{fn} é a amplitude do n -ésimo harmônico da tensão, ω é a frequência angular do sinal de tensão em radianos, θ_{fn} é o ângulo de fase do n -ésimo harmônico da tensão em graus, t representa a variação no tempo em segundos, $Z_n = R_2 - j \left(\frac{1}{n\omega C} \right)$, onde Z_n é a impedância do ramo R_2C referente ao n -ésimo harmônico da tensão, R_2 e C é a resistência e capacitância, respectivamente, observada na Figura 3.4, $|Z_n|$ é o valor absoluto de Z_n e ϕ_n é o ângulo de Z_n .

Para eliminar o efeito da componente resistiva do ramo R_2C de compensação, calcula-se a parte imaginária do sinal V_2 , utilizando para isso análise de circuito de 1ª ordem, obtendo o sinal V_{2C} .

Para a aplicação do método calcula-se o sinal $V_{32}(V_3 - V_{2C})$ e verifica-se se o sinal V_{32} e V_f estão em fase. Caso os sinais estejam em fase, calcula-se a corrente resistiva pela Eq. (3.13), caso não estejam em fase realiza um ajuste no valor das resistências dos resistores R_1 e R_2 até que os sinais V_{32} e V_f estejam em fase.

$$I_R = \frac{V_{32}}{R_1}. \quad (3.13)$$

3.1.5 Método da Medição da Diferença de Fase

O método da medição da diferença de fase descrito por LIRA *et al.* (2005), consiste em medir a defasagem θ entre a tensão aplicada ao para-raios e a corrente de fuga total. O método utiliza como base a informação de que a componente resistiva da corrente está em fase com a tensão, como observado no diagrama vetorial da Figura 3.5.

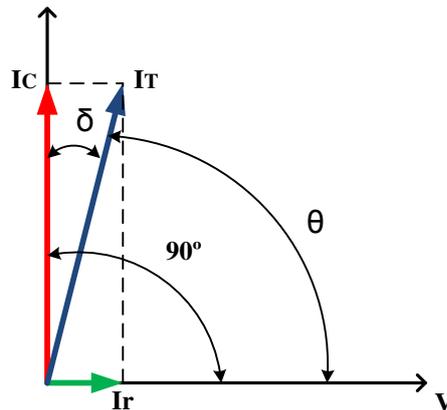


Figura 3.5 - Diagrama fasorial da tensão e corrente no para-raios (ZnO).

De acordo com o método, a partir do ângulo de defasagem θ entre a tensão e a corrente de fuga, é possível medir a corrente resistiva a partir da Eq. (3.14).

$$I_r = I_T \cdot \cos \theta, \quad (3.14)$$

sendo I_r a componente resistiva da corrente de fuga; I_T a corrente de fuga; θ o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de fuga.

Na Figura 3.6 é observado o arranjo experimental que pode ser utilizado para medir a defasagem entre a tensão aplicada ao para-raios e a corrente de fuga.

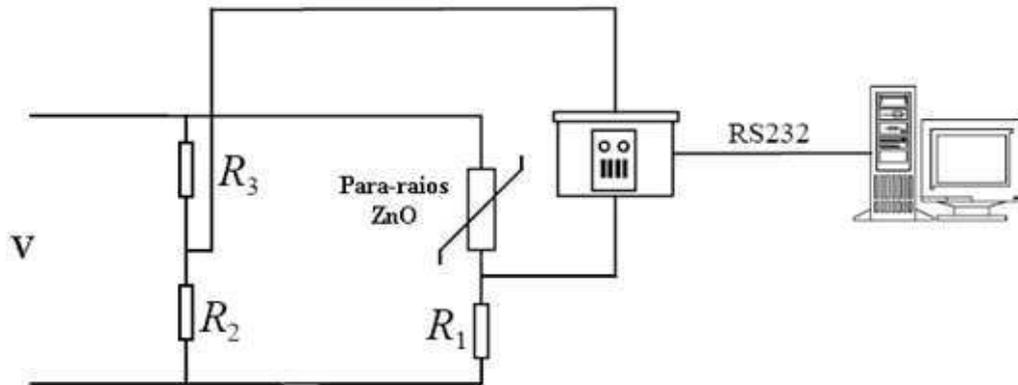


Figura 3.6- Circuito com um divisor resistivo para medição de fase.

A principal dificuldade deste método advém das formas de onda da tensão e da corrente de fuga não serem senoides puras, como consequência, a relação entre a tensão aplicada ao para-raios e a corrente de fuga não possui um ângulo de defasagem fixo.

3.1.6 Método Iterativo da Diferença de Fase

O método iterativo da diferença de fase surgiu da observação experimental descrita por KARAWITA & RAGHUVVEER (2006). Nos experimentos foi observada uma relação única entre o valor de pico da componente fundamental da corrente de fuga resistiva e o deslocamento de fase entre a componente fundamental da corrente capacitiva e a componente fundamental da corrente de fuga total, como pode ser observado na Figura 3.7.

A relação entre a componente resistiva e a diferença de fase é única para o para-raios de ZnO ensaiado, e pode ser considerada linear dentro da faixa de operação de 0,8 a 1,2 p.u. do valor de Máxima Tensão de Operação Contínua (MCOV) do dispositivo. A partir da relação formulou-se a Eq. (3.15), sendo os parâmetros A e B determinados através de ensaios em laboratório. Nos ensaios são medidos o valor de pico da componente fundamental da corrente de fuga resistiva e o deslocamento de fase entre a componente fundamental da corrente capacitiva e a componente fundamental da corrente de fuga total, para diferentes valores de tensão.

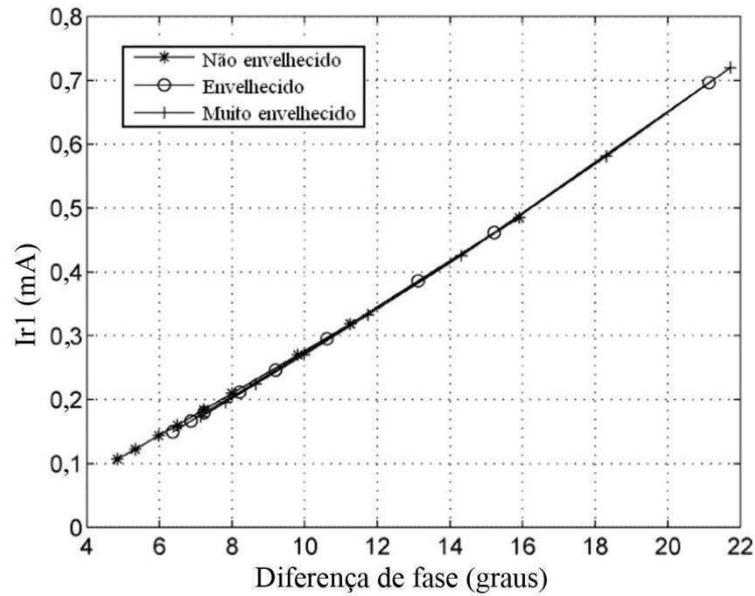


Figura 3.7 - Relação entre o valor de pico da componente resistiva e a diferença de fase (KARAWITA & RAGHUVVEER, 2006).

A Eq. (3.16) relaciona a componente da corrente de fuga resistiva com a corrente de fuga total, donde φ_{CIT1} representa o deslocamento de fase entre a componente fundamental da corrente capacitiva e a componente fundamental da corrente de fuga total.

$$I_{R1pico} = A\varphi_{CIT1} + B. \quad (3.15)$$

$$I_{R1pico} = I_{T1pico} \cdot \text{sen}(\varphi_{CIT1}). \quad (3.16)$$

Determinados os valores de A e B , a componente resistiva da corrente de fuga total é determinada apenas com a medição da corrente de fuga total e o uso de um processo iterativo computacional, como pode ser observado na Figura 3.8, utilizando no cálculo as Eqs. (3.15) e (3.16).

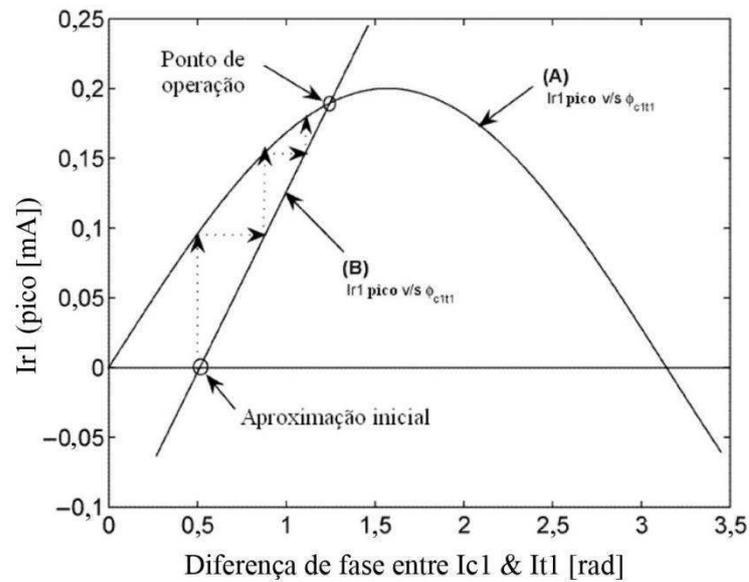


Figura 3.8 - Processo iterativo para determinação da corrente resistiva (KARAWITA& RAGHUVVEER, 2006).

3.1.7 Método do Deslocamento de Fase

O método do deslocamento de fase descrito em LIRA (2007), fundamenta-se na observação de que o sinal da corrente de fuga total $I_T(\omega t)$, quando somado ao sinal da corrente de fuga total defasado de $(\pi - 2\phi)$, ou seja, $I_T(\omega t + \pi - 2\phi)$ resulta no dobro do valor da componente capacitiva da corrente de fuga $I_C(t)$, sendo ϕ o ângulo de fase entre a corrente $I_T(t)$ e a tensão $V(t)$ aplicada sobre o para-raios. A representação vetorial da obtenção do dobro do vetor da corrente capacitiva é observada na Figura 3.9.

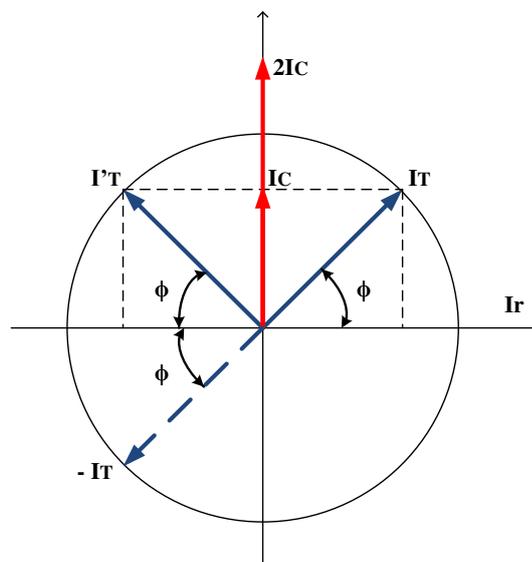


Figura 3.9 - Representação fasorial da obtenção do dobro da corrente capacitiva.

De acordo com o método, a corrente capacitiva pode ser obtida pela Eq. (3.17).

$$I_C = \frac{I_T(\omega t) + I_T(\omega t + \pi - 2\phi)}{2}. \quad (3.17)$$

Determinado o valor da componente capacitiva, a componente resistiva da corrente de fuga pode ser determinada subtraindo a componente capacitiva da corrente de fuga total, como observado na Eq. (3.18).

$$I_r = I_T(\omega t) - I_C. \quad (3.18)$$

3.1.8 Método da Filtragem Digital

O método da filtragem digital descrito em LIRA (2007) baseia-se na determinação da corrente de fuga resistiva, a partir da estimação do valor da capacitância C , observada no circuito simplificado do para-raios, usando-se a expressão da Eq. (3.19), em que T e f representam, respectivamente, o período e a frequência de amostragem.

O valor de C pode ser estimado pela dedução das equações a seguir:

$$I_C = C \frac{dV(t)}{dt}. \quad (3.19)$$

Considerando que $V(t) = V_p \text{sen}(\omega t)$, tem-se que:

$$I_C = C \frac{dV_p \text{sen}(\omega t)}{dt} = C\omega V_p \cos(\omega t). \quad (3.20)$$

Para o valor de pico da componente capacitiva, tem-se que:

$$I_{Cpico} = C\omega V_p = C2\pi f V_p. \quad (3.21)$$

Analisando a Eq. (3.19), percebe-se que a componente capacitiva é máxima no ponto de máxima derivada, e isto ocorre no ponto de cruzamento da tensão por zero. Sendo assim, a capacitância C pode ser determinada pela Eq. (3.22).

$$C = \frac{I_V = 0}{2\pi f V_p}. \quad (3.22)$$

A partir da determinação de C pode ser determinada a componente resistiva, de acordo com o desenvolvimento matemático a seguir:

$$I_R[n] = I_T[n] - I_C[n], \quad (3.23)$$

$$I_R[n] = I_T[n] - \frac{C}{T}(V[n] - V[n-1]), \quad (3.24)$$

$$\frac{I_T[n] - I_R[n]}{V[n] - V[n-1]} = \frac{C}{T} = fC, \quad (3.25)$$

em que, $I_T[n]$ e $V[n]$ correspondem aos vetores de n pontos do sinal da corrente de fuga e tensão aplicada ao para-raios, respectivamente.

Uma limitação deste método é devido ao fato de que cada para-raios possui um valor diferente para a capacitância C , exigindo assim uma medição individualizada para cada equipamento. Além disso, o sinal da tensão é considerado senoidal, desprezando assim seus harmônicos.

3.1.9 Erros Associados à Estimação da Corrente Resistiva

Nos métodos avaliados na revisão bibliográfica sobre as técnicas de decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO, percebe-se que os principais erros e dificuldades associados à estimação da componente resistiva são:

- Compensação diferencial capacitiva: Aproximação realizada na dedução do equilíbrio da ponte; qualidade dos componentes utilizados nos ensaios, principalmente o capacitor de compensação, e erro no ajuste visual da compensação;
- Compensação com ponte virtual: Aproximação realizada na dedução do equilíbrio da ponte;
- Medição do pico da componente resistiva da corrente de fuga, Método *Point-on-Wave*, Medição da diferença de fase, Medição do deslocamento de fase: presença de harmônicos no sinal de tensão;

- Medição iterativa da diferença de fase: Necessidade de ensaios para determinar os parâmetros A e B para cada para-raios avaliado, e resultados obtidos apenas para a faixa de operação de 0,8 a 1,2 p.u. do valor MCOV do para-raios;
- Filtragem digital: presença de harmônicos da tensão causa erros na estimação da capacitância do para-raios;

Observa-se que dentre as principais dificuldades dos métodos utilizados para determinação da componente resistiva da corrente de fuga em para-raios de ZnO, destaca-se a presença de harmônicos da tensão. Sendo assim, faz-se necessário o desenvolvimento de uma metodologia que determine o real comportamento resistivo e capacitivo do para-raios na região de baixa corrente, considerando-se os harmônicos presentes na tensão.

3.2 Modelo Simplificado Aprimorado do Para-Raios de ZnO

Autores como: HEINRICH & HINRICHSEN (2001), e ZHAO *et al.* (2005), observaram que o modelo simplificado do para-raios, Figura 3.1, geralmente utilizado para representar o para-raios na região de baixa corrente, não corresponde à realidade. Para justificar, eles observaram que utilizando o modelo na decomposição da corrente de fuga total, a componente resistiva não está em fase com a tensão aplicada. Observaram também que o ramo do resistor não linear apresenta uma curva de histerese, portanto não podendo ser representado por um único resistor não linear.

HEINRICH & HINRICHSEN (2001) realizaram vários ensaios em diferentes tipos de varistores ZnO, novos e envelhecidos. No final dos ensaios os autores concluíram que o ângulo entre a componente capacitiva e a componente resistiva estava entre 77°C a 87°C , para diferentes tipos de para-raios de ZnO. A defasagem menor que 90°C é atribuída às conexões série de vários microvaristores e microcapacitâncias dentro do varistor de ZnO, e a fases secundárias entre os grãos. Esse arranjo pode ser observado através da imagem da estrutura granular do ZnO, na Figura 3.10-a.

Os estudos em laboratório realizados por HEINRICH & HINRICHSEN (2001) mostraram que a defasagem obtida não varia com o tempo de vida útil, ou degradação do para-raios. De acordo com os autores, o diagrama fasorial das correntes e tensão no para-raios pode ser observado na Figura 3.10-b. Observa-se então, que a componente resistiva está

adiantada da tensão aplicada ao para-raios de ZnO. Esse fato foi observado na região de baixa corrente. É certo que, se a tensão é acrescida até a próxima região, região de alta não linearidade, a relação de ângulo tenderá a 90° , uma vez que a corrente será praticamente resistiva nesta região.

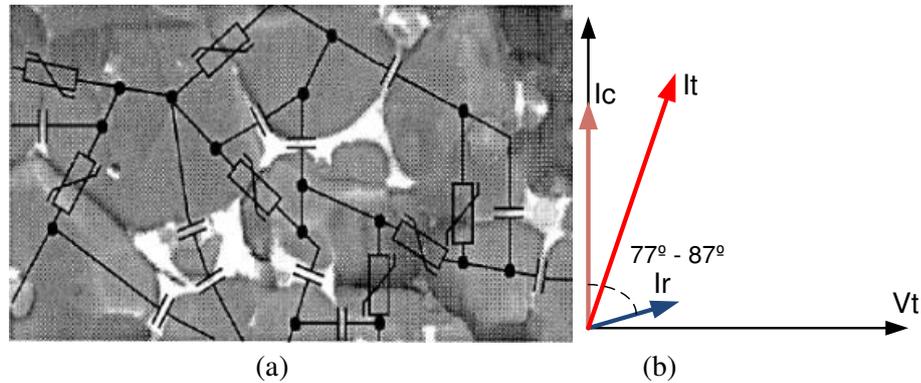


Figura 3.10 - (a) Estrutura granular. (b) Diagrama fasorial das correntes e tensão no para-raios de ZnO de acordo com HEINRICH & HINRICHSEN (2001).

ZHAO *et al.* (2005) também destacou que a componente resistiva da corrente de fuga está adiantada da tensão aplicada ao para-raios. Sendo assim, a característica $V-I_r$ do resistor não linear apresenta uma curva de histerese. Na Figura 3.11-a são observadas as formas de onda da corrente resistiva e tensão aplicada ao para-raios, obtidas através do método da compensação digital (LIAL *et al.*, 2001). Na Figura 3.11-b é visualizada a curva de histerese do resistor não linear obtida através da corrente resistiva e tensão da Figura 3.11-a.

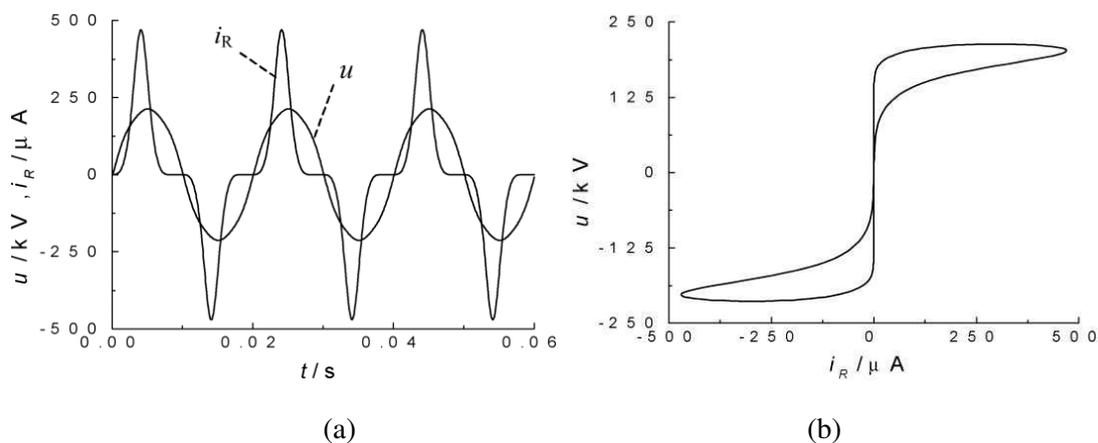


Figura 3.11 - (a) Formas de onda típica de tensão e corrente resistiva obtidas através do método da compensação digital. (b) Curva de histerese obtida do resistor não linear a partir da Figura 3.11-a.

Para contemplar o efeito capacitivo no ramo não linear do modelo simplificado do para-raios de ZnO, ZHAO *et al.* (2005) propôs o modelo visualizado na Figura 3.12. É inserido no

modelo simplificado um capacitor linear em série com o resistor não linear. O objetivo é corrigir a defasagem existente entre a corrente resistiva e a tensão aplicada, e assim obter a corrente que de fato causa perda de potência no para-raios.

A corrente I_{rcs} que causa a perda de potência no para-raios de ZnO é obtida utilizando equações matemáticas que descrevem o circuito da Figura 3.12, Transformada de Fourier, e uma rotina iterativa em que são ajustados os valores das capacitâncias C_s e C_p .

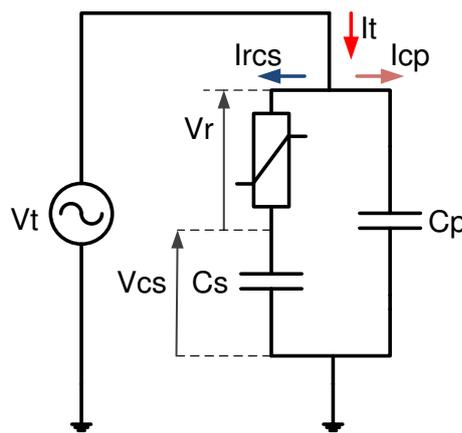


Figura 3.12 - Modelo aprimorado do para-raios de ZnO na região de baixa corrente (ZHAO *et al.*, 2005).

Apesar das relevantes observações apresentadas por HEINRICH & HINRICHSEN (2001) e ZHAO *et al.* (2005), as metodologias empregadas na decomposição da corrente de fuga inserem erros que podem levar ao deslocamento de fase observado. No caso de HEINRICH & HINRICHSEN (2001), como relatado por KARAWITA & RAGHUVeer (2006), a corrente capacitiva com forma de onda puramente senoidal, é gerada artificialmente, e deslocada até que o critério de fase proposto pelos autores seja atendido. Dessa forma, se a corrente capacitiva real contiver harmônicos, a forma de onda da corrente resistiva pode se distanciar bastante do valor real, e nessa situação o critério de fase não será válido. No caso de ZHAO *et al.* (2005), o método de decomposição da corrente de fuga total utilizado, método da compensação digital, proposto por (LIAO *et al.*, 2001), considera que a forma de onda da corrente capacitiva possui a mesma forma de onda da tensão aplicada. Caso o sinal de tensão possua harmônicos, essa consideração não é válida, e sendo assim, a forma de onda da corrente resistiva obtida utilizando o método da compensação digital diverge da forma de onda real, podendo proporcionar o deslocamento de fase identificado pelos autores.

3.3 Modelo Empregado em Simulações

O para-raios de ZnO assume características elétricas bastante distintas para as três regiões de sua curva característica $V-I$: região de baixa corrente, região de alta não linearidade e região de alta corrente. Mesmo na região de alta corrente existem diferenças significativas de comportamento elétrico para frentes de onda rápida e muito rápida. Sendo assim, os modelos elétricos que desejam representar o para-raios de ZnO em toda a extensão de sua curva característica $V-I$ devem incorporar as particularidades de cada região. Quando dedicados a apenas uma região de operação, devem atender as suas características pertinentes. Com o objetivo de destacar as peculiaridades das regiões de operação do para-raios de ZnO é visualizado na Tabela 3.1 (CIGRÉ WG 33-02, 1990) um guia para a representação de para-raios de ZnO.

Modelos de para-raios são muito comuns para a região de alta corrente. Para a região de baixa corrente, existem poucos modelos, e os que existem geralmente são utilizados apenas como base para aplicação dos métodos de decomposição da corrente de fuga total.

Tabela 3.1 – Guia para a representação de para-raios de ZnO (CIGRÉ WG 33-02, 1990).

Característica do modelo	Transitórios de baixa frequência	Transitórios de frente lenta	Transitórios de frente rápida	Transitórios de frente muito rápida
Característica $V-I$ dependente da temperatura	Importante	Desprezível	Desprezível	Desprezível
Característica $V-I$ dependente da frequência	Desprezível	Desprezível	Importante	Muito importante
Indutância do bloco varistor	Desprezível	Desprezível	Importante	Muito importante
Indutância do cabo de terra	Desprezível	Desprezível	Importante	Muito importante

3.3.1 Modelo da Resistência Não Linear (Convencional)

O modelo convencional é um dos modelos mais comumente utilizado nos simuladores, como por exemplo, o ATP-EMTP. Isso se deve principalmente a simplicidade do modelo. No modelo convencional a característica $V-I$ do para-raios de ZnO é representada através de um resistor não linear (Figura 3.13) formado por vários segmentos, no qual cada segmento pode ser aproximado por retas ou pela seguinte equação (DOMMEL, 1996):

$$i = p \left(\frac{v}{V_{ref}} \right)^q, \quad (3.26)$$

sendo os parâmetros i e v a corrente e a tensão no para-raios de ZnO, respectivamente; q é o expoente, p é o multiplicador para cada segmento e V_{ref} é uma tensão de referência arbitrária que normaliza a equação e previne problemas de representação numérica (*overflow*) durante a potenciação. Para tensões significativamente menores que V_{ref} a corrente será extremamente pequena e erros de estouro numérico (*underflow*) poderão ocorrer. Para evitar este tipo de problema e aumentar a velocidade da simulação, o primeiro segmento da curva é aproximado por uma reta. Os demais segmentos são formados a partir dos pontos da curva característica do para-raios. Para isto, uma sub-rotina do EMTP (*Electromagnetic Transients Program*) ajusta os pontos da curva característica $V-I$ do para-raios à Eq. (3.26).



Figura 3.13 - Modelo da resistência não linear (Modelo Convencional).

O modelo da resistência não linear não representa as características dinâmicas do para-raios, variação do comportamento elétrico com a frequência, presentes em transitórios rápidos e muito rápidos. Dessa forma este modelo apresenta erros significativos quando comparados a modelos dinâmicos de para-raios, para a região de alta corrente.

Na região de baixa corrente, por se tratar apenas de um resistor não linear, o efeito capacitivo presente nesta região, que é predominante para um para-raios em bom estado, não

é incorporado ao modelo. Além disso, a corrente fornecida pelo modelo apresenta-se praticamente senoidal para a tensão MCOV, diferente da corrente de fuga real, que se apresenta com componentes harmônicas significativas. Portanto, a forma de onda da corrente de fuga obtida pelo modelo convencional distancia-se demasiadamente da corrente de fuga real. Apesar disso, o valor de pico está muito próximo do valor real.

Apesar dos problemas inerentes ao modelo convencional para a representação do parâmetro na região de baixa corrente, ele ainda é muito utilizado, principalmente devido sua simplicidade, e por não existir outro que solucione de maneira satisfatória os problemas apresentados.

Capítulo 4

Metodologia Proposta

Neste capítulo é abordado a metodologia proposta para obtenção de um modelo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. A metodologia emprega uma nova técnica para decompor a corrente de fuga total, em suas componentes resistiva e capacitiva. Na metodologia empregada a componente capacitiva da corrente de fuga é determinada utilizando-se o modelo discretizado do capacitor, através da regra de integração trapezoidal, junto com o método de otimização de Levenberg-Marquardt. A metodologia é utilizada para vários níveis de tensão, aplicados experimentalmente, em um mesmo para-raios, desde valores próximos a zero Volt até a tensão nominal do para-raios. Através dos dados obtidos é gerado o modelo do para-raios de ZnO para a região de baixa corrente.

4.1 Regra de Integração

A solução de circuitos elétricos lineares e transitórios eletromagnéticos de forma computacional é baseada na discretização das equações diferenciais dos elementos lineares do circuito. A discretização consiste em dividir o domínio de cálculo em certo número de subdomínios. No estudo de circuitos elétricos e transitórios eletromagnéticos consiste em tornar o domínio contínuo dos sinais em domínio discretos, em intervalos pré-definidos, denominado de passo de tempo Δt . A precisão da solução depende do passo de tempo Δt e da regra (técnica) de integração numérica utilizada. O passo de tempo determina a frequência de Nyquist, dada por $f_n = 1/(2 \times \Delta t)$, que é a máxima frequência que pode ser simulada. A máxima frequência pode ser a frequência da excitação ou a natural do circuito. A frequência de Nyquist é independente da regra de integração. Por outro lado, a regra de integração determina a distorção em diferentes frequências. É bem sabido que os erros aumentam à medida que se aproxima do valor da frequência de Nyquist (NAIDU *et al.*, 2002).

A computação evoluiu muito nos últimos anos, de modo que é possível realizar uma quantidade enorme de cálculos em um pequeno intervalo de tempo. No entanto, existem

aplicações em que a resposta tem que ser quase instantânea, e nesse caso a escolha do passo de tempo e da técnica de integração mais eficiente mostra-se extremamente importante para o bom desempenho dessas aplicações.

Existem diversas técnicas de integração numérica, tais como: regra trapezoidal, regra de Simpson, quadratura gaussiana, integração de Romberg, Euler regressivo, Gear de segunda ordem, etc. Entretanto, as regras de Euler regressivo e trapezoidal são as mais utilizadas nas simulações.

Conforme destacado por ALVARADO *et al.* (1983), a técnica de integração trapezoidal aparece como sendo a técnica mais comumente empregada na simulação de transitórios em sistemas elétricos. Isto se deve ao fato dela apresentar uma boa estabilidade numérica, mesmo na simulação de sistemas que possuem autovalores bastante diferentes e que levam a constantes de tempo com ordens de grandeza bastante diferentes para um mesmo sistema (ALVARADO *et al.*, 1983; CHUA & LIN, 1975).

Aliado a isto, a integração numérica trapezoidal possui uma boa precisão e tem a vantagem de se auto-inicializar. Porém, podem ser observadas oscilações numéricas sustentadas (embora limitadas) quando esta técnica de integração numérica é usada como um diferenciador puro (LIN & MARTÍ, 1989; MIRANDA, 1992), por exemplo, no momento em que se calcula a tensão nos terminais de um indutor devido à variação brusca de sua corrente, ou quando se calcula a corrente no capacitor devido à variação brusca de sua tensão, ou também quando o passo de tempo é muito maior do que a constante de tempo do circuito (SEMLYEN, 1989). Neste caso é necessário um conhecimento adequado para determinar se estas oscilações representam um comportamento físico real.

4.2 Regra de Integração Trapezoidal

Na aplicação do método trapezoidal a solução da integral, ou seja, determinação da área abaixo da curva, é aproximada por uma variação linear entre $u(t-\Delta t)$ e $u(t)$, de modo que:

$$\int_{t-\Delta t}^t u(t)dt = \frac{u(t-\Delta t) + u(t)}{2} \cdot \Delta t . \quad (4.1)$$

Na Figura 4.1 é observada uma função genérica a ser integrada, e a mesma função integrada utilizando a regra de integração trapezoidal. A partir da Figura 4.1, nota-se o erro associado à realização da aproximação por uma variação linear. Dessa forma, percebe-se que

o erro é tão menor quanto menor for o passo de integração Δt . No entanto, quanto menor for o passo mais cálculos serão necessários e consequentemente maior será o tempo de resposta da solução.

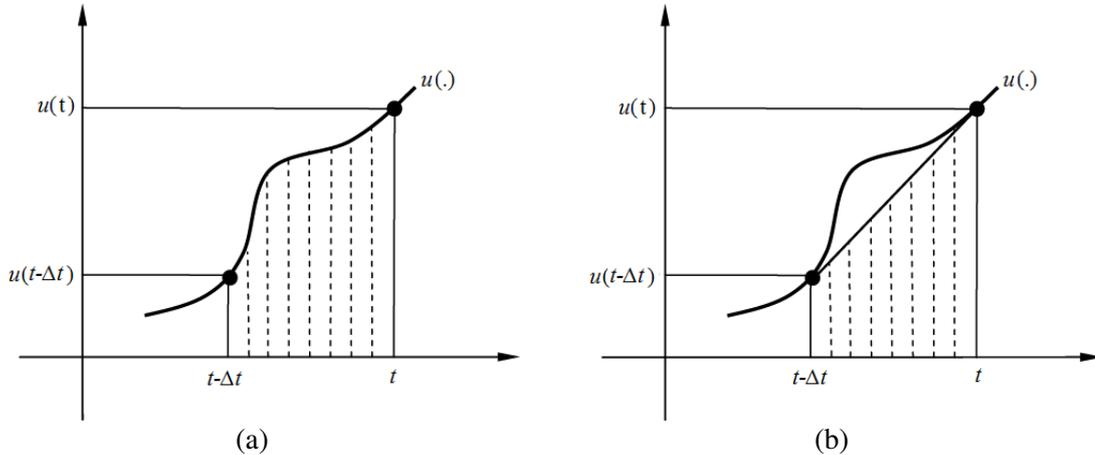


Figura 4.1 - (a) Função $u(t)$ a ser integrada. (b) Função $u(t)$ integrada utilizando a regra trapezoidal.

Para exemplificar a aplicação da regra trapezoidal será obtida a expressão da corrente no capacitor. Considerando o cálculo da tensão no capacitor tem-se:

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt}, \quad (4.2)$$

sendo, $i_c(t)$ a corrente que circula pelo capacitor no instante de tempo t ; C o valor da capacitância; $v(t)$ a tensão sobre os terminais do capacitor no instante de tempo t .

Reorganizando a Eq. (4.2) obtém-se:

$$dv(t) = \frac{1}{C} \cdot i_c(t) \cdot dt, \quad (4.3)$$

integrando em ambos os lados de um valor inicial de tensão V_0 no instante de tempo t_0 a um valor final de tensão V que corresponde ao instante de tempo t , tem-se:

$$\int_{V_0}^V v(t) \cdot dv = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_0}^t i_c(t) \cdot dt. \quad (4.4)$$

A solução numérica da Eq. (4.4) é obtida em instantes de tempo discretos, dada por:

$$\int_{V(t-\Delta t)}^{V(t)} v(t) \cdot dv = \frac{1}{C} \cdot \int_{t-\Delta t}^t i_c(t) \cdot dt,$$

$$v(t) = v(t - \Delta t) + \frac{1}{C} \cdot \int_{t-\Delta t}^t i_C(t) \cdot dt . \quad (4.5)$$

Aplicando a regra de integração trapezoidal exemplificada na Eq. (4.1) na Eq. (4.5), obtém-se:

$$v(t) = v(t - \Delta t) + \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{i_C(t) + i_C(t - \Delta t)}{2} \right) \cdot \Delta t . \quad (4.6)$$

Reorganizando a Eq.(4.6) tem-se:

$$v(t) = v(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2C} \cdot (i_C(t) + i_C(t - \Delta t)),$$

$$v(t) = \frac{\Delta t}{2C} \cdot i_C(t) + \left[v(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2C} \cdot i_C(t - \Delta t) \right] . \quad (4.7)$$

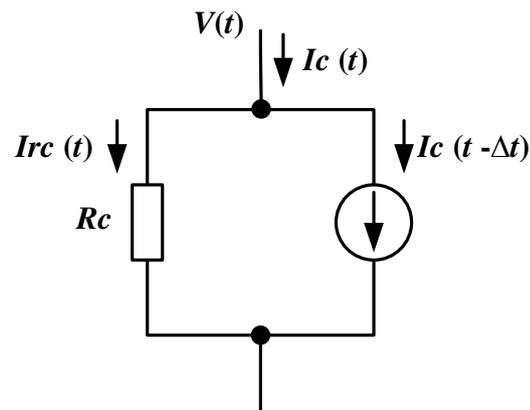
Caso seja necessário calcular a corrente no capacitor, conhecido o sinal de tensão, basta reorganizar a Eq. (4.7), e obtém-se a Eq. (4.8).

$$i_C(t) = \frac{2C}{\Delta t} \cdot [v(t) - v(t - \Delta t)] - i_C(t - \Delta t) . \quad (4.8)$$

Através da Eq. (4.8) extraem-se algumas informações:

- $\frac{2C}{\Delta t}$ é o valor de resistência do modelo discretizado do capacitor;
- $i_C(t)$ e $v(t)$ são os valores instantâneos da corrente capacitiva e tensão aplicada ao capacitor, respectivamente;
- $i_C(t - \Delta t)$ e $v(t - \Delta t)$ são os valores históricos da corrente capacitiva e tensão aplicada ao capacitor, respectivamente.

O modelo discretizado do capacitor, utilizando a regra de integração trapezoidal é visualizado na Figura 4.2.



$$I_c(t) = (1/R_c) \times (V(t) - V(t-\Delta t)) - I_c(t-\Delta t)$$

$$R_c = \Delta t / (2 \times C)$$

Figura 4.2 – Modelo discretizado do capacitor utilizando a regra de integração trapezoidal.

Analisando a Eq.(4.8) percebe-se que a corrente atual depende além da corrente passada, da tensão passada. Por este motivo, quando se calcula a corrente que circula no capacitor devido a uma variação brusca de tensão, ocorre oscilação numérica. A demonstração realizada com capacitor pode ser feita, de modo análogo, para o indutor.

Quando se tem um diferenciador puro, tal como no cálculo da corrente em um capacitor, ou no cálculo da tensão em um indutor, e se utiliza a regra de integração trapezoidal, certamente haverá oscilação numérica. As oscilações numéricas podem ser amortecidas adicionando-se resistências de pequeno valor em paralelo com as indutâncias e em série com as capacitâncias. Alternativamente, uma regra de integração numérica com amortecimento próprio pode ser usada, a exemplo do método de Euler regressivo, o método de Gear ou alguma combinação de regras de integração (ALVARADO *et al.*, 1983; MIRANDA, 1992). Amortecimento artificial, entretanto, introduz uma distorção adicional e implica em menor precisão. O valor do erro está atrelado à escolha da resistência. Os artigos de BRANDWAJN, V (1982) e ALVARADO *et al.* (1983) trazem formas e explicações de como determinar o valor dessa resistência de acordo com as características do sistema (frequência máxima, indutância, capacitância).

ALVARADO *et al.* (1983) propôs uma forma prática de controlar a inserção do amortecimento, quando se tem um diferenciador puro e utiliza-se a regra de integração trapezoidal, sem necessariamente inserir um valor de resistência. Em vez do valor de resistência, insere-se na equação um fator de multiplicação α que varia de 0 a 1, de tal forma que quando $\alpha = 0$, a equação resulta na regra de integração trapezoidal, e quando $\alpha = 1$,

resulta na regra de integração de Euler regressivo, cuja supressão da oscilação numérica é garantida, porém com erro de amplitude e fase maior que utilizando a regra de integração trapezoidal. É sugerido que o valor de α seja escolhido de forma que a oscilação numérica não seja significativa, e que α esteja o mais afastado possível de “um”. Na Eq. (4.9) é visualizado o cálculo da corrente em um capacitor, utilizando a regra de integração trapezoidal com o fator de amortecimento α .

$$i_c(t) = \left[\frac{1}{1+\alpha} \right] \cdot \frac{2C}{\Delta t} \cdot [v(t) - v(t - \Delta t)] - \left[\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right] i_c(t - \Delta t). \quad (4.9)$$

4.3 Métodos de Otimização

Os problemas de otimização consiste em determinar os mínimos ou máximos de uma função, de uma ou mais variáveis, numa determinada região do espaço multidimensional, tendo geralmente, um conjunto de restrições nas variáveis. Os algoritmos utilizados para a solução de um problema de otimização, podem ser determinísticos ou probabilísticos.

Para o entendimento dos algoritmos de otimização, faz-se necessário o entendimento de conceitos e definições utilizadas na literatura. A seguir são descritos alguns conceitos e definições, utilizados em problemas de otimização.

Conceitos definidos por BASTOS (2004):

Conceito 4.3.1 Variáveis de Projeto: São aquelas que se alteram durante o processo de otimização, podendo ser contínuas (reais), inteiras ou discretas.

Conceito 4.3.2 Restrições: São funções de igualdade ou desigualdade sobre as variáveis de projeto que descrevem situações de projeto consideradas não desejáveis.

Conceito 4.3.3 Espaço de busca: É o conjunto, espaço ou região que compreende as soluções possíveis ou viáveis sobre as variáveis do projeto do problema a ser otimizado, sendo delimitado pelas funções de restrição.

Conceito 4.3.4 Função objetivo: É a função de uma ou mais variáveis de projeto que se quer otimizar, minimizando-a ou maximizando-a.

Conceito 4.3.5 Ponto ótimo: É o ponto formado pelas variáveis de projeto que extremizam a função objetivo e satisfazem as restrições.

Conceito 4.3.6 Valor ótimo: É o valor da função objetivo no ponto ótimo.

Conceito 4.3.7 Solução ótima: É o par formado pelo ponto ótimo e o valor ótimo, podendo ser uma solução ótima local ou global.

Definições e teoremas descritos por KELLEY (1999):

Definição 4.3.1 Minimizador Local: Suponha que $f(\mathbf{x}): \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ é uma função real definida em um conjunto $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$. Um vetor $\mathbf{x}^* \in \Omega$ é um minimizador local de $f(\mathbf{x})$ sobre Ω se existe $\varepsilon > 0$ tal que $f(\mathbf{x}) \geq f(\mathbf{x}^*)$ para todo $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}$, $\mathbf{x}^* \in \mathfrak{R}$ e $\|\mathbf{x} - \mathbf{x}^*\| < \varepsilon$.

Definição 4.3.2 Minimizador Global: Um vetor $\mathbf{x}^* \in \Omega$ é minimizador global de $f(\mathbf{x})$ sobre Ω se $f(\mathbf{x}) \geq f(\mathbf{x}^*)$ para todo $\mathbf{x} \in \Omega$ e $\mathbf{x}^* \in \Omega$.

Existem diversos métodos de otimização determinísticos, dentro os quais se destacam: Método de Newton, Método Quase - Newton, Método de Levenberg-Marquardt, Método das Penalidades, Método da Máxima Descida, Método do Gradiente Conjugado, Método do Lagrangeano Aumentado, entre outros. Alguns dos métodos de otimização, por exemplo, o método de Levenberg-Marquardt, garantem a convergência para uma solução ótima.

Embora alguns métodos de otimização determinísticos apresentem teoremas que os garantem a convergência para uma solução ótima, a solução não será necessariamente a solução ótima global. Isto ocorre devido ao fato de que a solução encontrada por estes métodos é extremamente dependente do ponto de partida fornecido (BASTOS, 2004).

Deseja-se encontrar um minimizador global de uma função, no entanto, essa é uma tarefa difícil de executar. Na maioria dos casos é suficiente determinar um dos minimizadores locais da função objetivo. Para isso, devem-se estabelecer condições necessárias e suficientes (condição de otimalidade) para que um vetor \mathbf{x} seja um minimizador local de uma função objetivo específica. A seguir são apresentadas uma definição e teoremas relacionados às condições de otimalidade.

Definição 4.3.3. Uma matriz simétrica $\mathbf{H} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é *positiva definida* $\Leftrightarrow \forall \mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n, \mathbf{x} \neq 0: \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} > 0$. \mathbf{H} é *positiva semi-definida* $\Leftrightarrow \mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n, \mathbf{x} \neq 0: \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} \geq 0$.

Teorema 4.3.1 Condições Necessárias de Primeira e Segunda Ordem: Seja $f(\mathbf{x})$ duas vezes continuamente diferenciável e seja \mathbf{x}^* um minimizador local de $f(\mathbf{x})$. Então, $\nabla f(\mathbf{x}^*) = 0$, e mais ainda $\nabla^2 f(\mathbf{x}^*)$ é positiva semi-definida.

Teorema 4.3.2 Condição Suficiente de Segunda Ordem: Seja $f(\mathbf{x})$ duas vezes continuamente diferenciável nas vizinhanças de \mathbf{x}^* . Assuma que $\nabla f(\mathbf{x}^*) = 0$ e que $\nabla^2 f(\mathbf{x}^*)$ é positiva definida. Então \mathbf{x}^* é minimizador local de $f(\mathbf{x})$.

Dentre os métodos de otimização determinísticos, optou-se por utilizar nesta Dissertação, o método de Levenberg-Marquardt. O método foi escolhido por apresentar uma convergência global. Embora esta característica não garanta a convergência para uma solução ótimo global, a convergência para uma solução ótima é garantida. O ótimo global está relacionado, neste caso, com a escolha do valor inicial do(s) parâmetro(s) a ser(em) determinado(s).

Após os conceitos, definições e teoremas relacionados a qualquer método de otimização, será apresentado na seção seguinte o método de Levenberg-Marquardt.

4.4 Método de Levenberg-Marquardt

O método da Máxima Descida se aproxima mais rapidamente da função objetivo quando a projeção do vetor do ponto inicial \mathbf{x}_i está longe do ponto ótimo \mathbf{x}^* . Por outro lado, o método de Newton converge rapidamente quando a projeção do vetor inicial \mathbf{x}_i está próximo do ponto ótimo \mathbf{x}^* . O método de Levenberg-Marquardt (LM) assume as características dos métodos da Máxima Descida e Newton. Para isso, o método modifica os elementos da diagonal da matriz Hessianiana, $[\mathbf{H}_i]$, de forma que:

$$[\hat{\mathbf{H}}_i] = [\mathbf{H}_i] + \alpha_i [\mathbf{I}], \quad (4.10)$$

onde $[\mathbf{I}]$ é a matriz identidade e α_i é uma constante positiva que assegura a definição de matriz positiva definida de $[\hat{\mathbf{H}}_i]$, quando $[\mathbf{H}_i]$ não é positiva definida. Nota-se que quando α_i é suficientemente grande (na ordem de 10^4), o termo $\alpha_i [\mathbf{I}]$ é dominante em relação a $[\mathbf{H}_i]$, e o inverso da matriz $[\hat{\mathbf{H}}_i]$ torna-se:

$$[\hat{\mathbf{H}}_i]^{-1} = \{[\mathbf{H}_i] + \alpha_i[\mathbf{I}]\}^{-1} \approx \{\alpha_i[\mathbf{I}]\}^{-1} \approx \frac{1}{\alpha_i} [\mathbf{I}]. \quad (4.11)$$

Sendo assim, a direção de busca \mathbf{d}_i é calculada como:

$$\mathbf{d}_i = -[\hat{\mathbf{H}}_i]^{-1} \nabla f_i. \quad (4.12)$$

E \mathbf{d}_i assume uma direção de busca mais íngreme, comportando-se como o método da Máxima Descida, para valores grandes de α_i . No método LM o valor de α_i é considerado elevado no início do processo iterativo, e em seguida é gradualmente reduzido à zero, à medida que o processo iterativo progride. Como o valor de α_i diminui de um valor elevado a zero, as características de busca muda do método de Máxima Descida para o método de Newton.

Nesta Dissertação será utilizada, por se mostrar de forma simples, a versão modificada do método LM, proposto por RAO (2006). O algoritmo proposto é visualizado a seguir.

1. Inicialize com um ponto inicial arbitrário \mathbf{x}_1 , e constante α_1 (na ordem de 10^4), c_1 ($0 < c_1 < 1$), c_2 ($c_2 > 1$), e ε (na ordem de 10^{-2}). Defina o número de iteração como $i = 1$.
2. Calcule o gradiente da função, $\nabla f_i = \nabla f(\mathbf{x}_i)$.
3. Teste a condição de otimalidade do ponto \mathbf{x}_i . Se $\|\nabla f_i\| = \|\nabla f(\mathbf{x}_i)\| \leq \varepsilon$, \mathbf{x}_i é o valor ótimo, portanto parar o processo. Caso contrário, vá para o passo 4.
4. Encontre o novo vetor $\mathbf{x}_{(i+1)}$, sendo:

$$\mathbf{x}_{(i+1)} = \mathbf{x}_i + \mathbf{d}_i = \mathbf{x}_i - \{[\mathbf{H}_i] + \alpha_i[\mathbf{I}]\}^{-1} \nabla f_i. \quad (4.13)$$
5. Compare o valor de $f_{(i+1)}$ e f_i . Se $f_{(i+1)} < f_i$, vá para o passo 6. Se $f_{(i+1)} \geq f_i$, vá para o passo 7.
6. Faça $\alpha_{(i+1)} = c_1 \alpha_i$, $i = i + 1$, e vá para o passo 2.
7. Faça $\alpha_i = c_2 \alpha_i$ e vá para o passo 4.

Na seção seguinte será abordada a estimação de parâmetros. Nesta Dissertação, para a confecção do modelo do para-raios de ZnO na região de baixa corrente, será necessário estimar um parâmetro, a capacitância do para-raios.

4.5 Estimação de Parâmetros

A estimação de parâmetro, realizada de forma iterativa, é um típico problema de mínimos quadrados. Nesses problemas normalmente se deseja minimizar uma função objetivo. Uma importante fonte de mínimos quadrados é o ajuste de curvas, em que os dados medidos são ajustados por um modelo matemático, cuja identificação dos parâmetros do modelo é a solução do problema. Nos problemas envolvendo mínimos quadrados, a função objetivo do problema possui a seguinte forma especial:

$$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m [r_j(x)]^2 = \frac{1}{2} \|r(x)\|^2 = \frac{1}{2} r(x)^T r(x), \quad (4.14)$$

em que a função $r(x)$ (sendo $r(x)^T$ é a transposta de $r(x)$) é denominada de *resíduo*, cuja definição é dada por:

$$r(x) = v_m - v_1, \quad (4.15)$$

em que x é o vetor paramétrico de dimensão n , m é o número de pontos medidos, v_m é o vetor de tamanho m , correspondente aos valores medidos, v_1 é o vetor de tamanho m , correspondente aos valores calculados, utilizando, por exemplo, um método de otimização para o vetor paramétrico x .

Nota-se que a solução ótima do problema é aquela em que todos os pontos do vetor calculado v_1 coincidem com os pontos do vetor medido v_m . Na grande maioria dos problemas práticos isso não é possível, e o erro está associado ao modelo matemático utilizado no cálculo de v_1 , ao método de otimização empregado, a ruídos no sinal, etc. A técnica de mínimos quadrados procura encontrar o melhor ajuste para um conjunto de dados, tentando minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre o valor estimado e os dados fornecidos.

No algoritmo destinado à solução de problemas de mínimos quadrados é necessário que exista um ou mais critérios de parada, caso contrário o algoritmo ficará em laço infinito. Os critérios de parada podem ser a quantidade de iterações, um valor de tolerância ε entre dois resultados consecutivos, entre outros. Para o caso de ajuste de curva, é muito utilizado o coeficiente de determinação R^2 . Este coeficiente é uma medida da capacidade que um modelo ajustado por um parâmetro, ou um conjunto de parâmetro, possui em representar um determinado conjunto de dados. Ele é definido como sendo “um” menos a razão entre a soma

quadrática dos erros entre sinais medidos e calculados (*SSE*) e a soma dos erros quadráticos com relação à média dos dados medidos (*SST*), de acordo com a equação a seguir (THE MATHWORKS, INC., 2012):

$$R^2 = 1 - \frac{SSE}{SST}, \quad (4.16)$$

sendo:

$$SSE = \sum_{j=1}^m [v_m(j) - v_1(j)]^2 \text{ e } SST = \sum_{j=1}^m [v_m(j) - \bar{v}_m(j)]^2,$$

em que, $v_m(j)$ e $v_1(j)$ são respectivamente os valores medidos e calculados; m é o número de amostras; \bar{v}_m é o valor médio do sinal medido.

Na seção seguinte é apresentada a técnica proposta para obtenção do modelo de para-raios de ZnO na região de baixa corrente.

4.6 Técnica Proposta

4.6.1 Metodologia Proposta para Decomposição da Corrente de Fuga em Para-Raios de ZnO

A técnica proposta emprega uma nova metodologia para decompor a corrente de fuga total em para-raios de ZnO, em suas componentes resistiva e capacitiva. Diferente da metodologia proposta, a maioria dos métodos empregados na decomposição da corrente de fuga considera a tensão aplicada como sendo puramente senoidal. Essa aproximação incorre em erros, tão maiores quanto maior for a taxa de distorção harmônica da tensão.

Considerando que a corrente de fuga total do para-raios de ZnO, na região de baixa corrente, é composta por uma componente capacitiva e outra resistiva, a metodologia desenvolvida propõe-se a estimar a capacitância do para-raios de ZnO, e conseqüentemente, determinar a componente capacitiva da corrente de fuga. Neste caso, se a tensão aplicada ao para-raios contiver harmônicos, a componente capacitiva da corrente de fuga também irá conter. Dessa forma, a representação do comportamento capacitivo do para-raios torna-se mais fiel. A componente resistiva da corrente de fuga é obtida subtraindo a componente

capacitiva da corrente de fuga total. Para a aplicação do método se faz necessários os sinais da tensão aplicada ao para-raios e da corrente de fuga, na região de baixa corrente.

A capacitância do para-raios é representada computacionalmente pelo modelo discretizado do capacitor, utilizando a regra de integração trapezoidal, visualizado na Figura 4.2. De acordo com o modelo, a corrente capacitiva é determinada pela Eq. (4.8). No entanto, haverá oscilação numérica porque o cálculo da corrente no capacitor assume a forma de um diferenciador puro e a regra de integração trapezoidal está sendo usada. Para suprimir a oscilação, a Eq. (4.9) proposta por ALVARADO *et al.* (1983) é utilizada, cujo fator de amortecimento será escolhido com base na visualização da supressão e dos erros de amplitude e fase associados.

Na Figura 4.3 é ilustrada a técnica computacional utilizada na decomposição da corrente de fuga. Para realizar a decomposição da corrente de fuga necessita-se determinar a capacitância do para-raios de ZnO. Para determinar a capacitância é utilizado o pressuposto de que a componente resistiva da corrente de fuga está em fase com a tensão aplicada ao para-raios, e um método de otimização para realizar o ajuste automaticamente. O método de otimização utilizado é o de Levenberg-Marquardt, descrito na Seção 4.4.

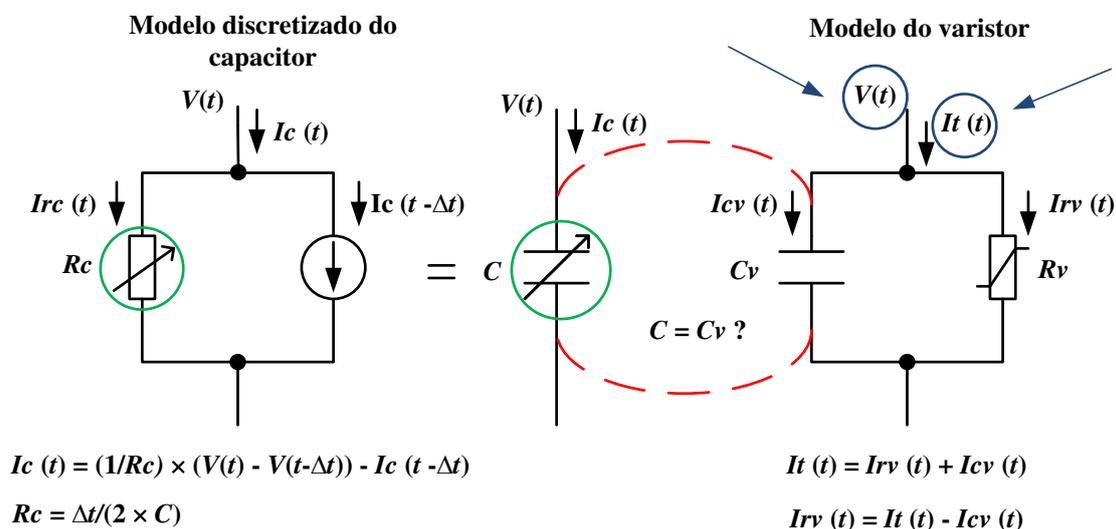


Figura 4.3 – Diagrama esquemático da técnica computacional utilizada na decomposição da corrente de fuga.

Para determinar o momento em que a capacitância do modelo discretizado do capacitor é igual à capacitância do para-raios, faz-se necessário determinar a suposta corrente resistiva,

e em seguida comparar se o sinal obtido está em fase com a tensão aplicada ao para-raios. A suposta corrente resistiva é obtida através da Eq. (4.17).

$$I_r(t) = I_t(t) - I_c(t), \quad (4.17)$$

em que:

$I_t(t)$ é a corrente de fuga total, medida experimentalmente;

$I_c(t)$ é a corrente capacitiva, a partir de um valor de capacitância inicial, obtida pela regra de integração trapezoidal, sendo inserido no modelo discretizado o sinal de tensão do para-raios, medido experimentalmente;

$I_r(t)$ é a suposta corrente resistiva.

Caso $I_r(t)$ esteja em fase com a tensão $V(t)$ aplicada ao para-raios, a corrente $I_r(t) = I_{rv}(t)$ é a componente resistiva da corrente de fuga do para-raios, $I_c(t) = I_{cv}(t)$ é a componente capacitiva da corrente de fuga do para-raios, e a capacitância C associada à $I_c(t)$, é a capacitância do para-raios. Caso contrário, o método de otimização atuará estimando o único parâmetro existente, a capacitância, até que o resultado convirja, e os sinais de tensão aplicada e corrente resistiva estejam em fase. Na prática, a convergência é obtida quando as restrições do método forem satisfeitas.

Uma das observações realizadas durante a proposição da metodologia questionava acerca das condições necessárias para que os sinais da tensão aplicada, que se aproxima de uma senoide, e da corrente resistiva, que contém componentes harmônicas significativas de 3ª e 5ª ordem, para a tensão MCOV, apresentando-se com a forma de onda distorcida, estejam em fase. Em alguns resultados de trabalhos publicados, nota-se que os autores assumem (deduz-se que empiricamente, pois não há relatos na literatura da abordagem desse problema) que os sinais estão em fase quando o cruzamento por zero dos dois sinais ocorre no mesmo instante de tempo. Entretanto ao observar esses sinais, nota-se geralmente, que os picos dos sinais ocorrem em instante de tempo distintos, o que não poderia acontecer em uma corrente resistiva.

Devido à problemática relatada no parágrafo anterior, decidiu-se adotar um critério que considere os sinais de tensão e corrente resistiva em fase. O critério adotado é que esses sinais só estão em fase quando suas componentes fundamentais estiverem em fase. Nesse caso, torna-se necessário para a aplicação da técnica, extrair as componentes fundamentais da tensão aplicada ao para-raios e da suposto componente resistiva da corrente de fuga. Nota-se

que as componentes fundamentais dos dois sinais possuem ordem de magnitudes distintas, e imprevisíveis, de forma que a comparação direta não seria possível. Entretanto, o que interessa para a aplicação da técnica não é a magnitude dos sinais, e sim a sua forma de onda. Sendo assim, as componentes fundamentais da tensão e da suposta corrente resistiva são normalizadas pelos seus valores máximos, assumindo valores de -1 a 1, antes de serem comparadas.

Para a utilização do método dos mínimos quadrados torna-se necessário definir: o parâmetro a ser ajustado (capacitância do modelo discretizado do capacitor), o sinal medido (fundamental normalizada da tensão) e o sinal calculado (fundamental normalizada da suposta corrente resistiva), desse modo o problema em questão assume-se como um típico problema de mínimos quadrados. O problema consiste em ajustar a capacitância do modelo discretizado do capacitor, até que os sinais da fundamental normalizada da tensão e da fundamental normalizada da suposta corrente resistiva estejam em fase. A solução desse problema será obtida pelo método de otimização de Levenberg-Marquardt. O método de otimização utilizado apresenta convergência global, ou seja, a convergência para uma solução ótima é garantida. No entanto, como observado por BASTOS (2004) a convergência não é necessariamente para uma solução ótima global, pois o método é extremamente dependente do ponto de partida fornecido. Devido a essa observação, a capacitância inicial será determinada através da norma IEC 60099-5 (2000), observado na Seção 2.3.1.1, em que é fornecida uma faixa de possíveis valores de capacitância do varistor de ZnO, de acordo com a tensão aplicada e as dimensões do varistor, referenciados a tensão nominal.

Na Figura 4.4 está ilustrado o fluxograma utilizado na aplicação da metodologia proposta para decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO.

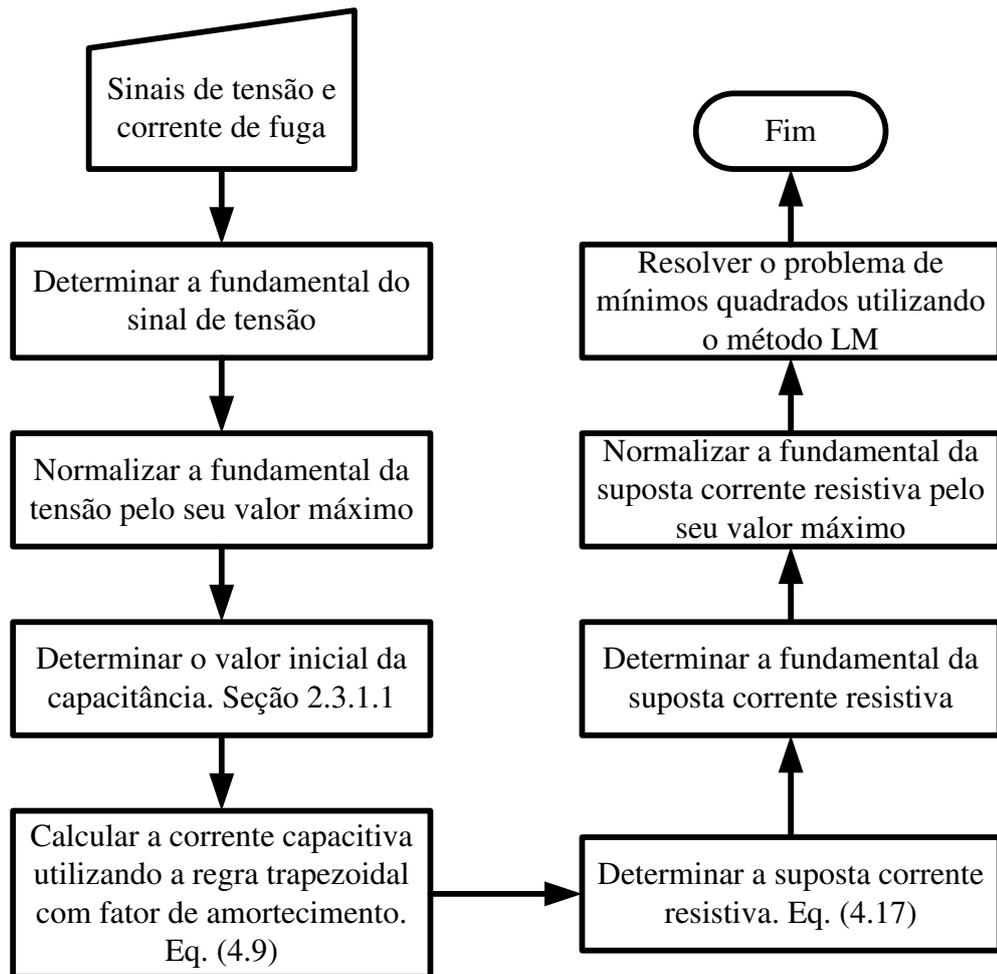


Figura 4.4 – Algoritmo computacional utilizado na aplicação da metodologia proposta para decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO.

Na Figura 4.5 é ilustrado o algoritmo de Levenberg-Marquardt utilizado na metodologia proposta para decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO. O algoritmo utilizado baseou-se na versão modificada do método LM, proposto por RAO (2006). A precisão da estimativa depende não só do método de otimização, mas também das restrições implementadas. As restrições são necessárias para definir um ponto de parada para o algoritmo, caso contrário o algoritmo entrará em laço infinito. As restrições implementadas no algoritmo utilizado foram: o número máximo de iteração (para evitar o laço infinito), a tolerância (para definir até que ponto a variação de resultado é significativa), a condição de otimalidade descrita no algoritmo proposto por RAO (2006), e o coeficiente de determinação R^2 descrito na Seção 4.5.

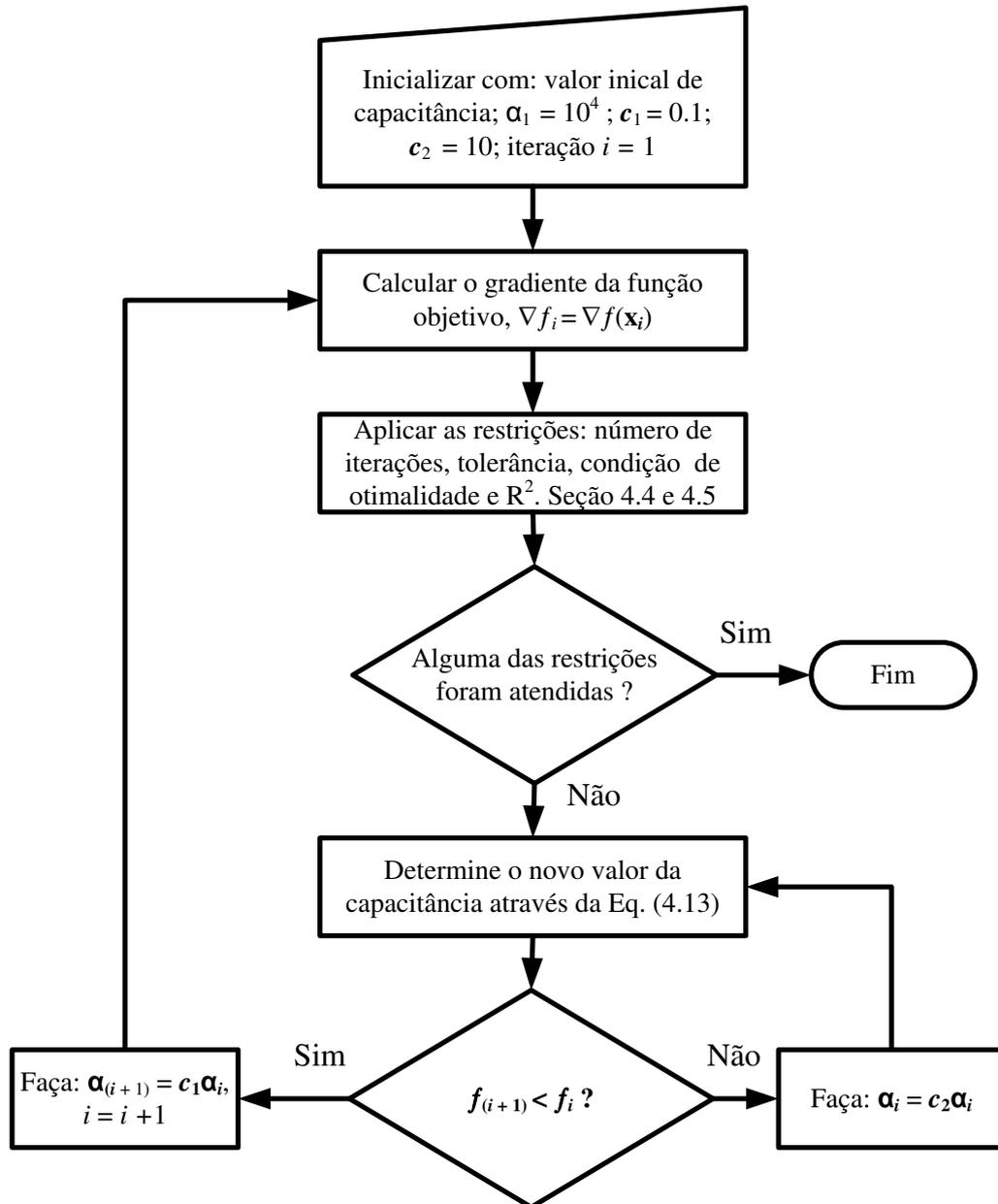


Figura 4.5 - Algoritmo de Levenberg-Marquardt utilizado na metodologia proposta.

Na seção seguinte será descrita a metodologia empregada na construção do modelo adaptativo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. O modelo é considerado adaptativo por representar as características elétricas do para-raios em toda a região de baixa corrente, e por possibilitar, na sua construção, a adaptação do modelo para as condições desejadas: temperatura, pressão, umidade, estado de degradação, etc.

4.6.2 Metodologia Proposta para o Modelo Adaptativo de Para-Raios de ZnO para a Região de Baixa Corrente

O modelo adaptativo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente foi idealizado após o desenvolvimento da metodologia utilizada na decomposição da corrente fuga total, em suas componentes resistiva e capacitiva, descrita na Seção 4.6.1.

Para a construção do modelo se faz necessário obter o comportamento capacitivo e resistivo do para-raios para vários níveis de tensão, desde valores próximos a zero Volt até a tensão nominal do para-raios. Para isso, é aplicada a decomposição da corrente de fuga, descrita na Seção 4.6.1, para vários níveis de tensão ajustados, e assim obtêm-se vários sinais de corrente capacitiva (com os correspondentes valores de capacitâncias associadas) e sinais de correntes resistivas. Os sinais de tensão, correntes resistivas e as capacitâncias associadas às correntes capacitivas devem ser registrados, pois serão utilizados para a construção do modelo do para-raios de ZnO.

Com os sinais de corrente resistiva, aplica-se a Transformada de Fourier com objetivo de obter as componentes harmônicas da corrente resistiva. Os resultados evidenciaram que as componentes harmônicas pares não são significativas, e que componentes harmônicas de ordem superior à nona harmônica também não são significativas. Dessa forma, serão utilizadas a fundamental e as componentes harmônicas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem de todos os sinais de corrente resistiva. Essas observações também foram verificadas por LIRA (2012).

Os valores de pico dos vários sinais de tensão registrados devem ser armazenados em um vetor de dados denominado **Vp**. Também devem ser armazenados, para cada sinal de corrente resistiva, os valores de corrente da fundamental e componentes harmônicas resistiva, correspondentes ao instante de tempo em que ocorre o pico da tensão. Logo, existirão mais cinco vetores de dados, denominados **Vc₁**, **Vc₃**, **Vc₅**, **Vc₇** e **Vc₉**, correspondendo, respectivamente, aos vetores relacionados à componente fundamental, e às componentes harmônicas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem das correntes resistiva. O tamanho dos vetores é igual ao número de medições salvas.

O comportamento resistivo do para-raios é representado pela variação da corrente resistiva (fundamental e componentes harmônicas) com a tensão. Para obter as características $V \times (I_{r1}, I_{r3}, I_{r5}, I_{r7} \text{ e } I_{r9})$, em que **V** é a tensão aplicada e **I_{r1}** a **I_{r9}** é a fundamental e as componentes harmônicas selecionadas da corrente resistiva, faz-se necessário interpolar os pares de vetores: **Int₁** = (Vp,Vc1), **Int₃** = (Vp,Vc3), **Int₅** = (Vp,Vc5), **Int₇** = (Vp,Vc7) e

Int₉ = (V_p, V_{c9}). A interpolação consiste em criar novos pontos entre os pares de pontos gerados. Existem diversas formas de interpolação: linear, quadrática, cúbica, etc. Dentre as formas de interpolação testadas, a interpolação linear foi a que forneceu melhores resultados. Para que a tensão interpolada varie em passos desejados, a interpolação dos pares de pontos é realizada por outro vetor de tensão, denominado **V₁**, cuja variação é conhecida. Na metodologia proposta a interpolação foi realizada por um vetor que variava de zero Volt até o valor máximo da tensão nominal, em passos de “um” Volt.

Em ensaios de tensão aplicada, o primeiro valor de tensão ajustado é diferente de zero. Sendo assim, existe uma região de zero Volt até o primeiro ponto de medição, em que não houve medições. Para que o modelo represente a faixa de tensão em que não houve medições, faz-se necessário realizar uma extrapolação. A extrapolação consiste em criar novos pontos, a partir de pontos já existentes. Foi aplicada a extrapolação linear.

Através dos pares de vetores, já com os dados interpolados e extrapolados, tem-se o comportamento **V₁ x (Int₁, Int₃, Int₅, Int₇ e Int₉)** de zero Volt até o valor máximo da tensão de ensaio. Dessa forma, para qualquer valor positivo de tensão, menor ou igual ao valor máximo da tensão de ensaio, tem-se o comportamento da fundamental e componentes harmônicas da corrente resistiva em função da tensão. O comportamento da corrente resistiva em função da tensão é obtido pela soma das componentes resistivas, fundamental e harmônicas, de forma que **Intr = Int₁ + Int₃ + Int₅ + Int₇ + Int₉**. Sendo assim, **V₁ x Intr**, caracteriza o comportamento resistivo do para-raios de ZnO.

Na metodologia proposta, considerou-se que a corrente resistiva possui o mesmo comportamento para valores de tensão positiva e negativa, assumindo a existência da curva característica **-V₁ x -Intr**. Dessa forma, o comportamento resistivo do para-raios de ZnO é modelado.

Em um primeiro momento, tentou-se modelar o comportamento capacitivo do para-raios de ZnO de forma análoga ao realizado para o comportamento resistivo. No entanto, os resultados foram muito diferentes do esperado, principalmente por não representar o deslocamento de fase existente entre a tensão e a corrente capacitiva. Decidiu-se então utilizar o modelo discretizado do capacitor, obtido através da regra de integração trapezoidal, Seção 4.2. Ao invés de armazenar dados relacionados à corrente capacitiva, é criado um vetor com os valores das capacitâncias obtidas para os diferentes níveis de tensão medidos, denominado **Cap**.

Para aplicação da metodológica proposta, o vetor de capacitâncias **Cap** é interpolado com o vetor contendo os valores de pico da tensão **V_p**, de forma a se ter o comportamento

característico $\mathbf{Intcap} = \mathbf{Vp} \times \mathbf{Cap}$. A interpolação dos pares de pontos é realizada pelo mesmo vetor de tensão \mathbf{V}_1 utilizado para modelar o comportamento resistivo.

Além da interpolação, também é utilizada a extrapolação, pelos mesmos motivos mencionados na modelagem do comportamento resistivo. Obtém-se então o comportamento característico $\mathbf{V}_1 \times \mathbf{Intcap}$. Logo, para qualquer valor positivo de tensão, menor ou igual ao valor máximo da tensão de ensaio, tem-se o comportamento da capacitância em função da tensão. Admitiu-se que a capacitância possui o mesmo comportamento para valores de tensão positiva e negativa, assumindo a existência da curva característica $-\mathbf{V}_1 \times \mathbf{Intcap}$. Portanto, para cada valor do vetor de tensão \mathbf{V}_1 ou $-\mathbf{V}_1$ está associado um valor de capacitância diferente. Essa informação é inserida no modelo discretizado do capacitor, e assim obtém-se o comportamento capacitivo do para-raios de ZnO em função da tensão.

Uma vez determinados os comportamentos resistivo e capacitivo em função da tensão, a corrente de fuga total é obtida somando-se as correntes resistiva e capacitiva obtidas dos comportamentos característicos do para-raios de ZnO. Para aplicação da metodologia se faz necessário que todos os pontos do vetor de tensão de entrada possuam as mesmas características do vetor de interpolação \mathbf{V}_1 . Por exemplo, se o vetor de interpolação \mathbf{V}_1 é formado por números inteiros, o vetor de entrada também só deve possuir números inteiros. O valor máximo da tensão de entrada está relacionado ao valor máximo da tensão aplicada durante o ensaio para a construção do modelo. Para a metodologia proposta, em que se deseja construir um modelo para região de baixa corrente, o valor máximo da tensão de entrada é o valor de pico da tensão nominal do para-raios de ZnO.

O modelo adaptativo de para-raios de ZnO proposto nesta Dissertação é formado por:

- Um capacitor não linear, cuja capacitância em função da tensão é obtida através de ensaio de caracterização, em que são medidos os sinais de tensão e corrente de fuga; e da aplicação da metodologia de decomposição da corrente de fuga, também proposta nesta Dissertação, Seção 4.6.1.
- Cinco resistores não lineares em paralelo, em que as curvas características $V-I_r$ são determinadas através de ensaios de caracterização em que são medidos os sinais de tensão e corrente de fuga; e da aplicação da metodologia de decomposição da corrente de fuga, também proposta nesta Dissertação, Seção 4.6.1.

É importante salientar que os ensaios de caracterização só são necessários para a construção do modelo. Após a conclusão do modelo, pode-se utilizar qualquer dado de entrada (forma de onda da tensão), cujo valor de pico seja menor ou igual à máxima tensão de pico utilizado no ensaio de caracterização. Os dados podem ser experimentais ou artificiais. Na Figura 4.6 é ilustrado o circuito equivalente do modelo adaptativo de para-raios proposto.

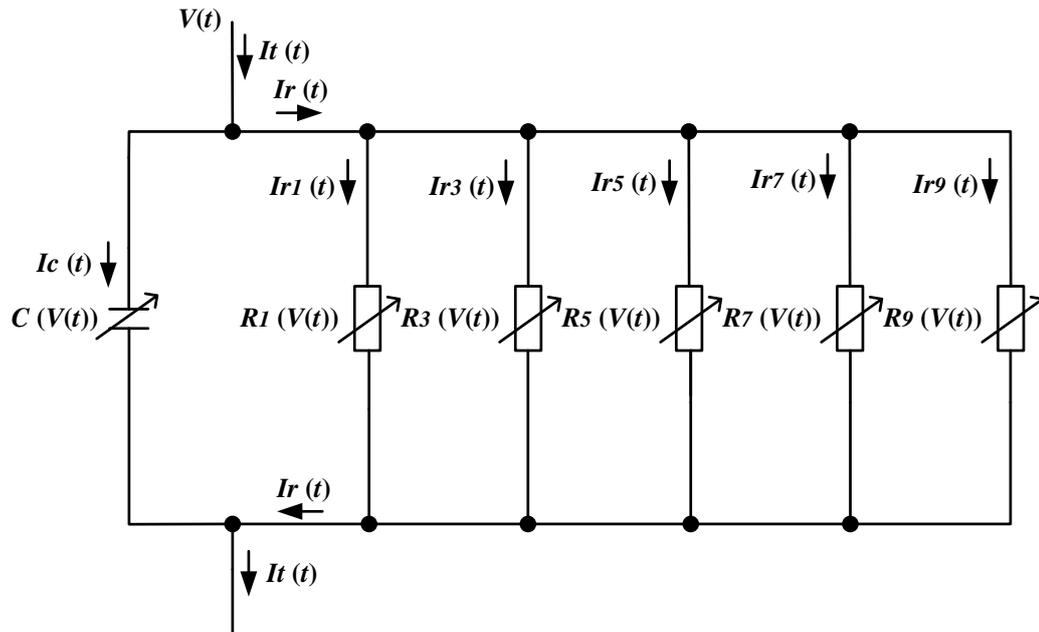


Figura 4.6 - Modelo adaptativo de para-raios proposto para a região de baixa corrente.

Na representação do circuito equivalente do modelo proposto, observado na Figura 4.6, a utilização de cinco resistores não lineares tem como objetivo destacar, de forma didática, a maneira como a corrente resistiva é obtida. O resistor não linear $R1$ está relacionado à componente fundamental e os resistores não lineares $R3$, $R5$, $R7$ e $R9$ estão relacionados, respectivamente, às componentes harmônicas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem da corrente resistiva. Contudo, o comportamento dos cinco resistores não lineares é de um único resistor não linear, pois a rotina computacional determina, a cada passo, a equivalência das resistências, cujo comportamento característico é dado por $V_1 \times \mathbf{Intr}$ e $-V_1 \times -\mathbf{Intr}$.

Na Figura 4.7 é visualizado o fluxograma proposto para a construção do modelo adaptativo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente.

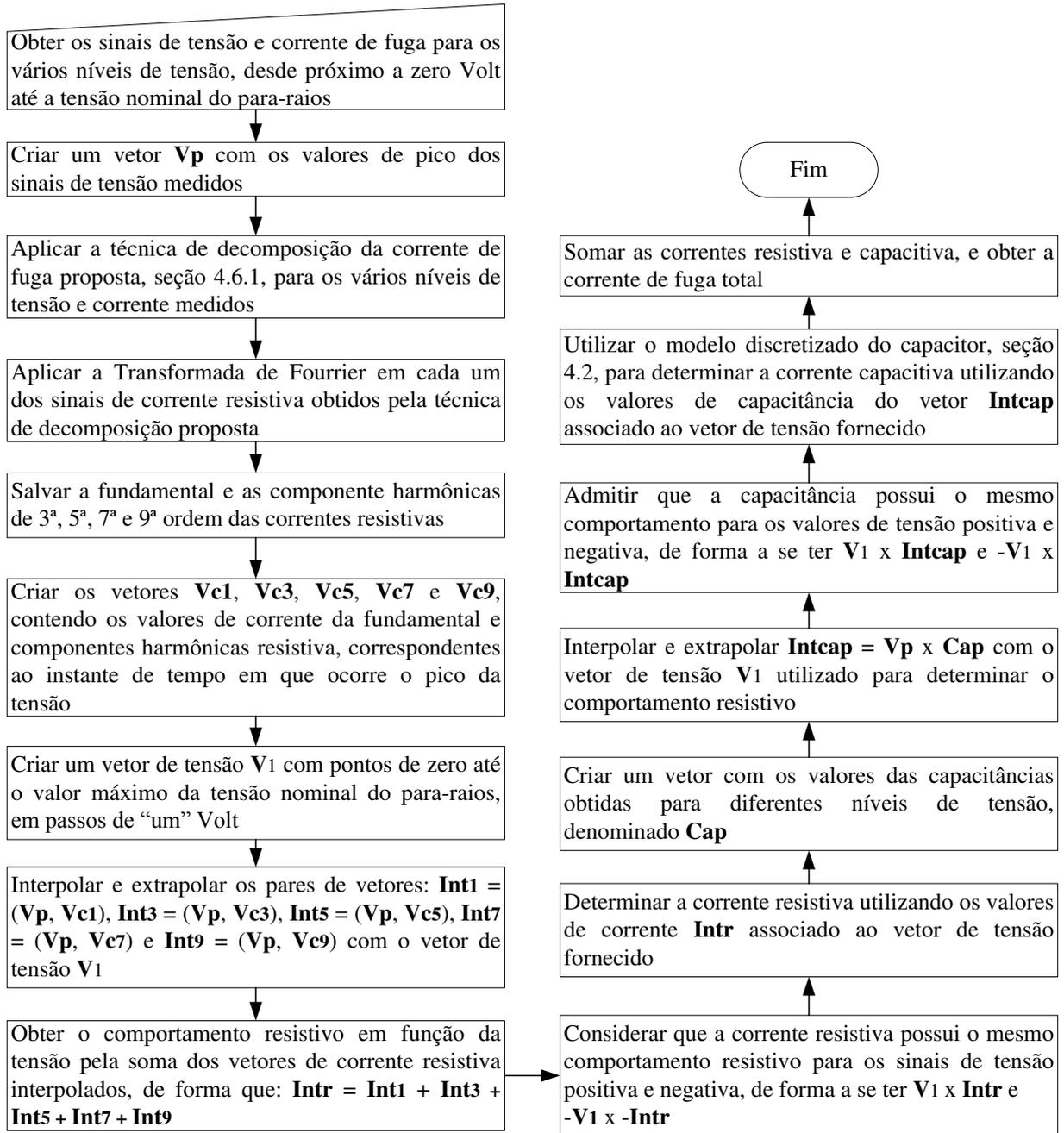


Figura 4.7 – Fluxograma da construção do modelo adaptativo de para-raios de ZnO, proposto para a região de baixa corrente.

No próximo capítulo serão apresentados os ensaios em frequência industrial em três varistores ZnO, dois para-raios de ZnO para média tensão e um para-raios de ZnO para alta tensão. Além dos ensaios à frequência industrial, são realizados ensaios de degradação utilizando impulsos de corrente de 10 kA e forma de onda 8/20 μs nos três varistores. Os dados obtidos servirão para aplicação e validação das técnicas propostas.

Capítulo 5

Material e Métodos

Neste capítulo são descritos material e métodos utilizados na aplicação e validação da metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO, e para a construção do modelo do para-raios de ZnO para região de baixa corrente. Os ensaios realizados são: levantamento da curva característica $V-I$, aplicação do método de compensação diferencial capacitiva, e ensaios de envelhecimento acelerado com aplicação de impulsos de corrente atmosférico.

5.1 Material

Para a validação das técnicas propostas são utilizados:

- 03 varistores novos retirados de um para-raios de ZnO, de revestimento polimérico, utilizado em média tensão, cuja tensão nominal é $12 \text{ kV}_{\text{RMS}}$, denominados V_1 , V_2 e V_3 ;
- 01 para-raios de ZnO novo, de tensão nominal $12 \text{ kV}_{\text{RMS}}$, idêntico ao para-raios em que foram retirados os varistores, denominado PR1;
- 01 para-raios de ZnO novo, de revestimento polimérico, também utilizado em média tensão, com tensão nominal de $36 \text{ kV}_{\text{RMS}}$, denominado PR2;
- 01 para-raios de ZnO novo de revestimento polimérico destinado ao uso em alta tensão, com tensão nominal de $72 \text{ kV}_{\text{RMS}}$, denominado PR3.

Na Figura 5.1-a é visualizado a fotografia do para-raios polimérico de tensão nominal $12 \text{ kV}_{\text{RMS}}$. Na Figura 5.1-b é mostrado o para-raios aberto com os três varistores junto aos restos do revestimento polimérico do para-raios. Nas Figuras 5.2-a e 5.2-b são visualizadas as fotografias dos para-raios poliméricos PR2 e PR3, respectivamente.



(a)



(b)

Figura 5.1 – (a) Fotografia do para-raios polimérico $V_n=12$ kV novo. (b) Fotografia do para-raios polimérico $V_n=12$ kV aberto.



(a)



(b)

Figura 5.2 – (a) Fotografia do para-raios polimérico PR2. (b) Fotografia do para-raios polimérico PR3.

Na Tabela 5.1 são apresentadas as principais características físicas e elétricas dos varistores ZnO utilizados nos ensaios. Os valores visualizados foram obtidos através do catálogo do fabricante, referente ao para-raios PR1. Nas Tabelas 5.2 e 5.3 são apresentadas as

principais características elétricas e mecânicas, respectivamente, dos para-raios PR1, PR2 e PR3.

Tabela 5.1– Dados Técnicos do conjunto de varistores.

Dados Técnicos	Varistor
Quantidade	3
Altura	$28 \pm 0,5$ mm
Diâmetro	$41 \pm 1,0$ mm
Classe	1
Tensão nominal	4 kV _{RMS}
Tensão de operação contínua	3,4 kV _{RMS}
Corrente nominal de descarga	10 kA
Tensão residual para impulso de corrente íngreme	14,63 kV _{PICO}
Tensão residual para corrente de impulso de manobra 500 A	10,67 kV _{PICO}
Tensão residual para impulso atmosférico de 5 kA	12,43 kV _{PICO}
Tensão residual para impulso atmosférico de 10 kA	13,2 kV _{PICO}
Tensão residual para impulso atmosférico de 20 kA	14,9 kV _{PICO}

Nas Figuras 5.3-a e 5.3-b são visualizados, respectivamente, o desenho técnico dos para-raios de ZnO (com a indicação de suas dimensões) de distribuição (PR1 e PR2) e do para-raios de estação (PR3). Na Tabela 5.3 são apresentados os valores das dimensões observadas nas Figuras 5.3-a e 5.3-b.



Figura 5.3 – (a) Desenho técnico com as indicações das dimensões dos para-raios PR1 e PR2. (b) Desenho técnico com as indicações das dimensões do para-raios PR3.

Tabela 5.2 – Características elétricas dos para-raios.

Dados Técnicos	PR1	PR2	PR3
Quantidade	1	1	1
Classe	1	1	2
Tensão nominal	12 kV _{RMS}	36 kV _{RMS}	72 kV _{RMS}
Tensão de operação contínua	10,2 kV _{RMS}	30,6 kV _{RMS}	58 kV _{RMS}
Capacidade de absorção de energia	-	-	5,5 kV/kJ
Corrente nominal de descarga	10 kA	10 kA	10 kA
Tensão residual para impulso de corrente íngreme (10 kA)	43,9 kV _{PICO}	132 kV _{PICO}	216,1 kV _{PICO}
Tensão residual para corrente de impulso de manobra 500 A	32 kV _{PICO}	96 kV _{PICO}	151,7 kV _{PICO}
Tensão residual para impulso atmosférico de 5 kA	37,3 kV _{PICO}	111,9 kV _{PICO}	-
Tensão residual para impulso atmosférico de 10 kA	39,6 kV _{PICO}	118,8 kV _{PICO}	187,9 kV _{PICO}
Tensão residual para impulso atmosférico de 20 kA	44,7 kV _{PICO}	135,4 kV _{PICO}	-

Tabela 5.3 – Características físicas dos para-raios.

Dados Técnicos	PR1	PR2	PR3
A	208 mm	400 mm	-
B	98 mm	98 mm	-
C	115 mm	160 mm	-
D	58 mm	58 mm	-
Distância de arco	180 mm	370 mm	750 mm
Distância de escoamento	335 mm	850 mm	1480 mm
Peso	3,10 kg	5,50 kg	-

5.2 Métodos

Nesta seção são descritos os ensaios de levantamento da curva característica $V-I$ nos três varistores, e nos três para-raios de ZnO novos. Também são descrito os ensaios aplicando o método da compensação diferencial capacitiva, e os ensaios utilizando impulsos de corrente atmosféricos.

5.2.1 Levantamento da Curva Característica $V-I$

Os ensaios de levantamento da curva característica $V-I$ foram realizados utilizando-se o como referência o diagrama esquemático do arranjo experimental observado na Figura 5.4. O circuito é composto por uma mesa de controle, um transformador elevador de tensão (0-100 kV), um resistor de proteção (282 k Ω), um divisor capacitivo, o objeto de teste (varistor ou para-raios de ZnO) em série com o resistor *shunt* (R_{shunt}) e um osciloscópio digital com memória. Na medição ou aquisição da tensão aplicada ao objeto de teste utilizou-se de um divisor capacitivo. A corrente de fuga total é medida indiretamente, através da queda de tensão no resistor *shunt*. Na Figura 5.5 são observadas as fotografias do Kit de alta tensão e mesa de controle utilizados para a realização dos ensaios. Os ensaios foram realizados no Laboratório de Alta Tensão (LAT) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG).

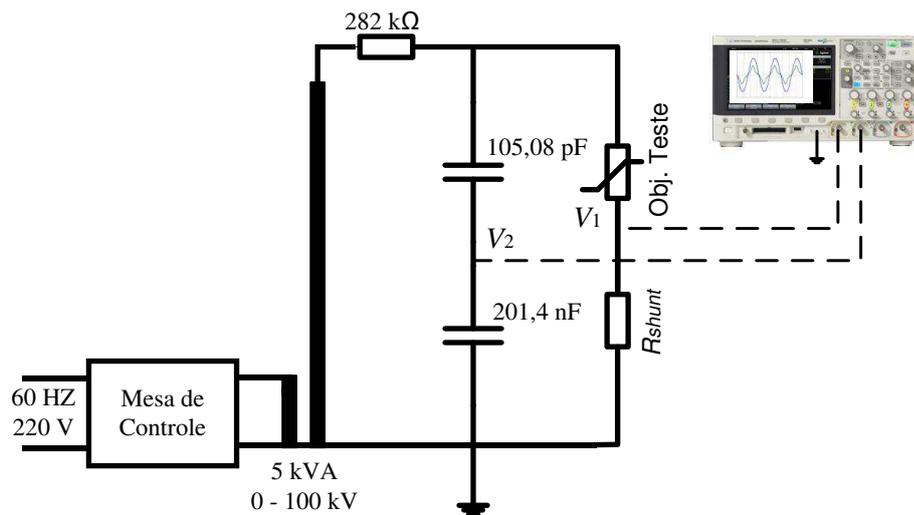


Figura 5.4 – Arranjo experimental utilizado no ensaio de caracterização.

Para determinar a curva característica dos varistores e para-raios, são aplicados ao objeto de teste, níveis crescentes de tensão na frequência industrial. Para cada nível de tensão aplicada, os valores máximos de tensão e corrente foram adquiridos usando o osciloscópio digital e plotou-se a curva característica do varistor na região de baixa de corrente. A tensão máxima aplicada situou-se em torno de 20% acima da tensão nominal do para-raios ou varistor.



Figura 5.5– Fotografias: (a) Kit de alta tensão. (b) Mesa de controle e osciloscópio para aquisição de dados.

5.2.2 Aplicação do Método da Compensação Diferencial Capacitiva

Para realizar a decomposição da corrente de fuga, experimentalmente, foi utilizado o método da compensação diferencial capacitiva, descrito na fundamentação teórica. O diagrama do arranjo experimental utilizado é observado na Figura 5.6. O circuito é composto pela mesma mesa de controle, transformador de tensão e resistor limitador observados na Figura 5.4, um ramo RC (capacitor de 1200 pF em série com um resistor R_1 variável), um divisor resistivo, um resistor R_2 variável, um osciloscópio digital e um computador.

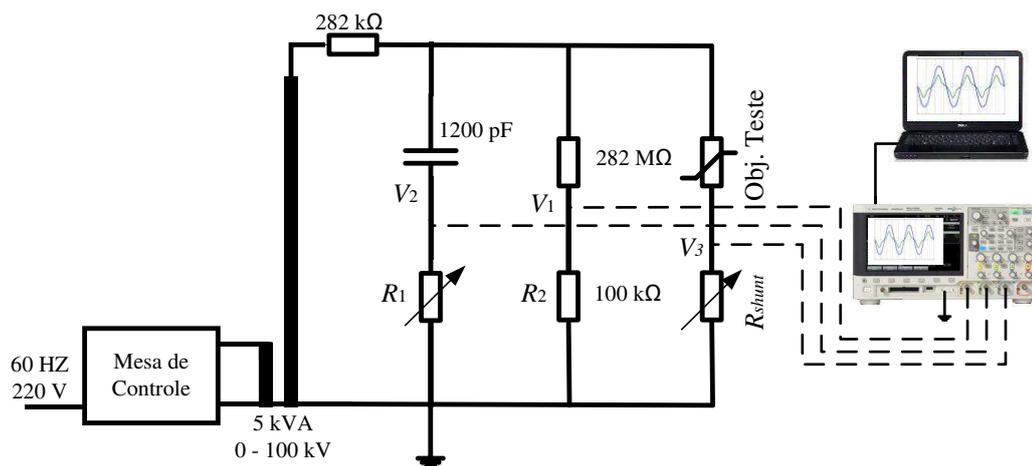


Figura 5.6 – Arranjo experimental utilizado na aplicação do método da compensação diferencial capacitiva.

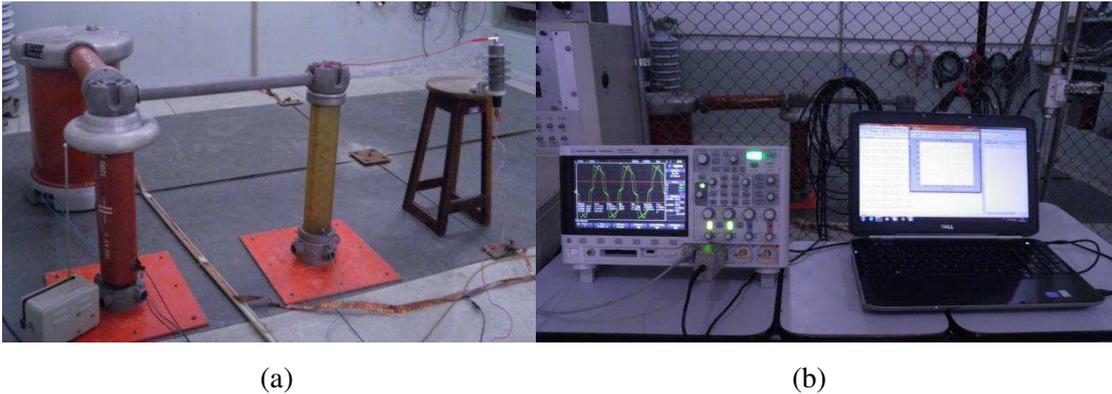


Figura 5.7 – Fotografias: (a) Arranjo experimental utilizado na aplicação do método da compensação diferencial capacitiva. (b) Sistema de aquisição de dados.

Como abordado na fundamentação teórica, os resistores R_1 e R_2 são ajustados até que a saída V_0 ($V_3 - V_2$) esteja em fase com a tensão aplicada ao objeto de teste (para-raios ou varistor), sinal V_1 . Neste momento a componente capacitiva da corrente de fuga estará compensada. A operação de subtração entre os sinais V_3 e V_2 foi realizada através de funções internas do osciloscópio digital. As resistências dos resistores R_1 e R_2 foram incrementadas gradualmente, e a cada incremento, os sinais V_0 e V_1 eram observados na tela do osciloscópio. O sinal da tensão aplicada ao objeto de teste foi obtido utilizando um divisor resistivo (sinal V_1). O sinal da corrente de fuga total foi obtido indiretamente, medindo-se a tensão no resistor R_2 (sinal V_2), e a corrente resistiva foi obtida dividindo-se o sinal de saída V_0 pela resistência do resistor R_2 .

Ao longo dos ensaios percebeu-se uma dificuldade: ajustar o sinal V_0 de forma que ele ficasse em fase com a tensão aplicada (sinal V_1). Não há um critério que defina em que momento um sinal praticamente senoidal (sinal da tensão) está em fase com um sinal distorcido (sinal da corrente resistiva). O critério adotado para avaliar o casamento de fase entre os sinais da tensão e da corrente resistiva é o casamento de fase entre as componentes fundamentais dos sinais de tensão e de corrente resistiva.

Para obter as componentes fundamentais da tensão e corrente, no momento dos ensaios, a cada ajuste das resistências dos resistores R_1 e R_2 , as formas de onda da tensão aplicada ao objeto de teste (sinal V_1) e da corrente de fuga (sinal V_3) são adquiridas pelo osciloscópio e transferidas para um computador. Com os dados no computador, realiza-se a operação de subtração entre os sinais V_3 e V_2 , e obtém-se o sinal V_0 . Aplica-se o algoritmo da Transformada de Fourier no software Matlab®, para a decomposição harmônica dos sinais V_1 e V_0 , e plota-se as fundamentais dos sinais. Caso as fundamentais estejam em fase, a compensação está concluída, caso contrário, ajustam-se novamente as resistências dos

resistores R_1 e R_2 . Na Figura 5.8 estão ilustrados em forma de blocos, os passos necessários para aplicar o critério de fase entre os sinais da tensão e da corrente resistiva, obtidos utilizando o método da compensação diferencial capacitiva.

Para uma análise comparativa do método da compensação diferencial capacitiva com outras metodologias de decomposição da corrente de fuga, foram aplicados durante os ensaios vários níveis de tensão, desde valores próximos a zero Volt até a tensão nominal do para-raios. Em seguida os dados foram salvos para análise posterior.

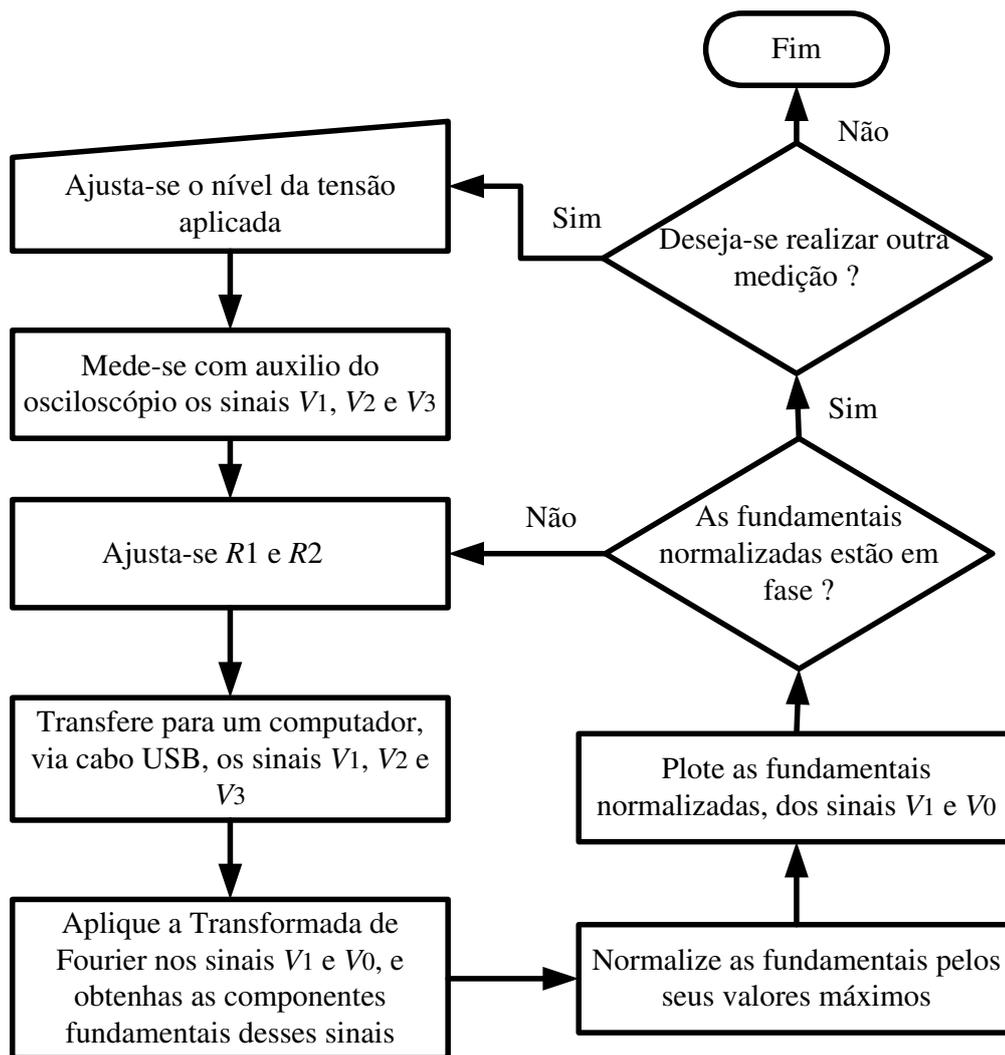


Figura 5.8 – Diagrama de blocos para aplicação do critério de fase adotado entre os sinais da tensão e corrente resistiva.

Após os ensaios da compensação diferencial capacitiva os varistores são submetidos ao ensaio de envelhecimento acelerado.

5.2.3 Ensaios de Impulsos Atmosféricos

Ensaios com impulso de alta corrente, na ordem de quiloampères, são utilizados para proporcionar um envelhecimento acelerado de varistores ZnO. Para reproduzir ondas de impulsos de corrente, com forma de onda 8/20 μ s, utiliza-se o gerador de impulso de corrente. O Laboratório de Alta Tensão (LAT) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) possui um gerador de impulso de corrente da Haefely (80 kJ/ 100 kV), Figura 5.9.

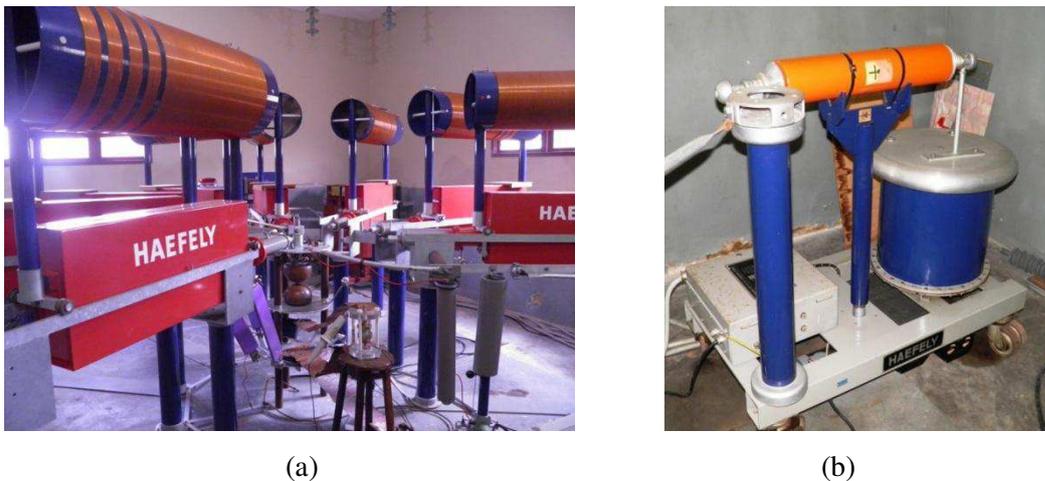


Figura 5.9 – Fotografia do gerador de impulso de corrente do LAT-UFCG. (a) Capacitores, indutores, resistores, centelhador. (b) Transformador elevador de tensão e diodo retificador.

O gerador possui 8 estágios, onde cada estágio é formado por um capacitor de 2 μ F (100 kV) em série com um resistor de amortecimento variável. Os estágios podem ser interligados em paralelo para aumentar a energia liberada no impulso de corrente. Conectado aos estágios está um indutor e o objeto de teste. O objeto de teste (o varistor de óxido de zinco) foi posicionado no circuito com o auxílio de um suporte isolante, Figura 5.10-b. Toda operação do gerador de impulso de corrente é realizada através da mesa de controle, Figura 5.10-a. LIRA (2008) explica o funcionamento do circuito do gerador de impulso de corrente utilizado.

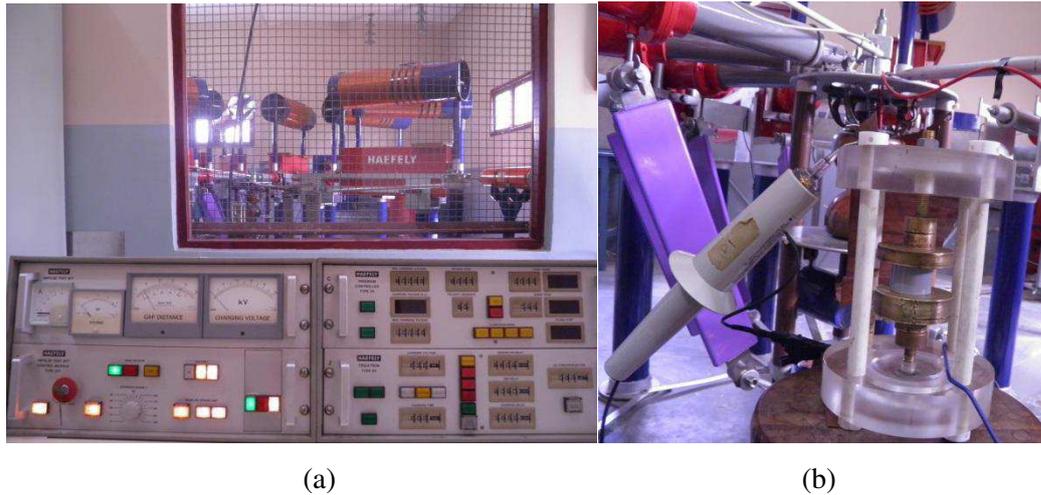


Figura 5.10 – (a) Fotografia da mesa de controle. (b) Fotografia do suporte isolante contendo o varistor sob ensaio.

Pode-se representar o gerador de impulso de corrente utilizado, pelo circuito elétrico da Figura 5.11, onde o valor de capacitância C e de resistência R representa o capacitor e resistor de cada estágio. A forma de onda desejada é obtida ajustando-se os valores de R , L e C . Na realização dos ensaios foi utilizado um arranjo com cinco capacitores de $2 \mu\text{F}$, cinco resistores de 5Ω cada, um indutor de $5,7 \mu\text{H}$ e um resistor *shunt* de $5,488 \text{ m}\Omega$. O sinal de tensão é obtido diretamente sob o varistor, através de uma ponta de prova de alta tensão, e o sinal de corrente é obtido indiretamente, através do resistor *shunt* (R_{shunt}). A tensão de carregamento dos capacitores necessária para proporcionar uma amplitude de aproximadamente 10 kA foi 20 kV . O valor da tensão de carregamento dos capacitores foi obtido através de ensaios utilizando um varistor reserva, com características idênticas aos varistores avaliados, utilizado exclusivamente para esta finalidade.

A degradação acelerada utilizando impulsos de correntes atmosféricas consiste em aplicar uma determinada sequência de impulsos, pré-determinada, com o objetivo de acelerar o processo de degradação. A sequência de impulso utilizada baseou-se no trabalho de SOUZA (2004). O ensaio é dividido em seções, cada seção é formada por grupos de 5 impulsos com forma de onda $8/20 \mu\text{s}$ e amplitude de aproximadamente 10 kA , com polaridade positiva e intervalos de aplicação entre impulsos de 2 minutos. Utilizou-se 20 minutos para o intervalo entre grupos de impulsos. Na Figura 5.12 é ilustrado o diagrama esquemático do ensaio de impulso de corrente realizado.

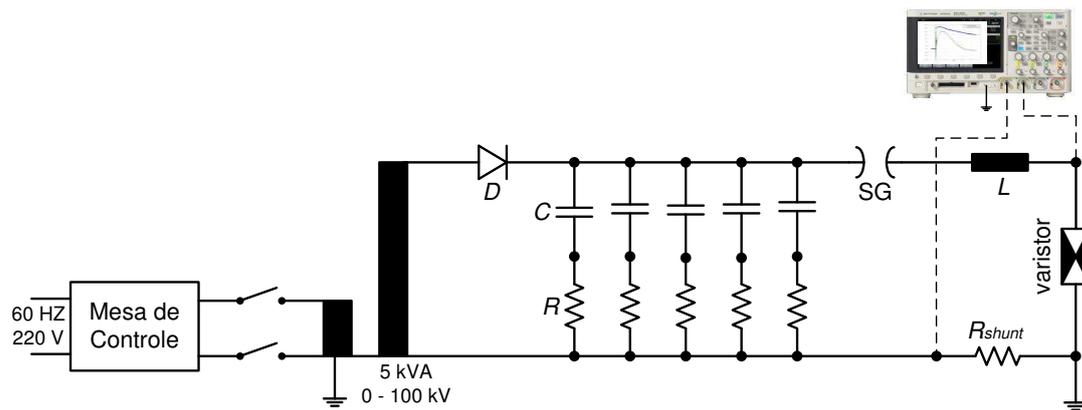
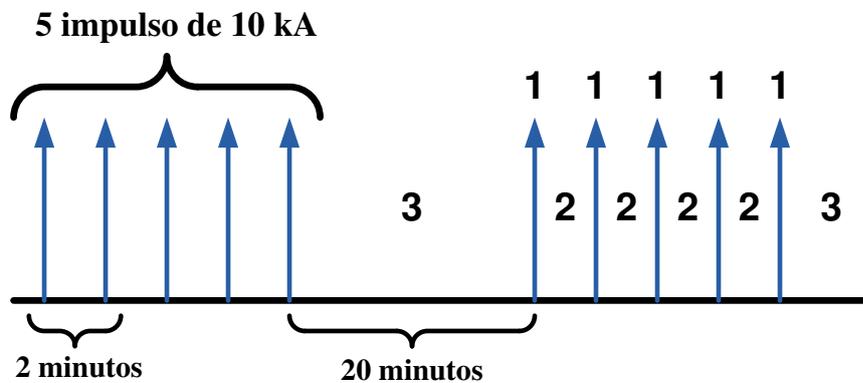


Figura 5.11 - Diagrama elétrico do gerador de impulso de corrente utilizado.



- 1 – Aplicação de um impulso de corrente, com forma de onda $8/20 \mu s$, 10 kA;
- 2 – Resfriamento por 2 minutos;
- 3 – Resfriamento por 20 minutos.

Figura 5.12 – Sequência esquemática de aplicação dos grupos de impulso de corrente.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados e suas análises: dos ensaios realizados, da metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta, e do modelo de para-raios de ZnO proposto para a região de baixa corrente.

Capítulo 6

Resultados e Análises

Neste capítulo estão apresentados os resultados obtidos nos ensaios realizados; na metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga; na aplicação do método da compensação diferencial capacitiva; e na aplicação do modelo proposto de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. Estudos comparativos entre os resultados de medição e os obtidos utilizando a metodologia de decomposição proposta e o modelo de para-raios de ZnO proposto para região de baixa corrente também serão apresentados e discutidos. Os resultados também são comparados com resultados de algumas metodologias de decomposição da corrente de fuga, e com resultados do modelo de resistência não linear, descrito no Capítulo 3.

6.1 Ensaio de Caracterização

Utilizando o procedimento necessário para realizar o ensaio de caracterização, Seção 5.2.1, as curvas características $V-I$ dos três para-raios de ZnO e dos três varistores ZnO, na condição de novos e degradados foram obtidas. Na Figura 6.1 são visualizadas as curvas características $V-I$ para os três para-raios de ZnO novos. As curvas apresentadas são normalizadas pela tensão nominal de pico. A normalização possibilita a comparação entre os três para-raios de ZnO, mesmo eles sendo de tensões nominais diferentes. Analisando-se as curvas, verificou-se que os para-raios PR1 e PR2 têm praticamente o mesmo comportamento elétrico. Já a curva característica $V-I$ do para-raios PR3 apresentou correntes menores para a mesma tensão normalizada. O resultado já era esperado, visto que os para-raios são de classes de descarga em linha de transmissão diferentes. Os para-raios PR1 e PR2 são para-raios de distribuição classe 1, já o para-raios PR3 é um para-raios de estação classe 2.

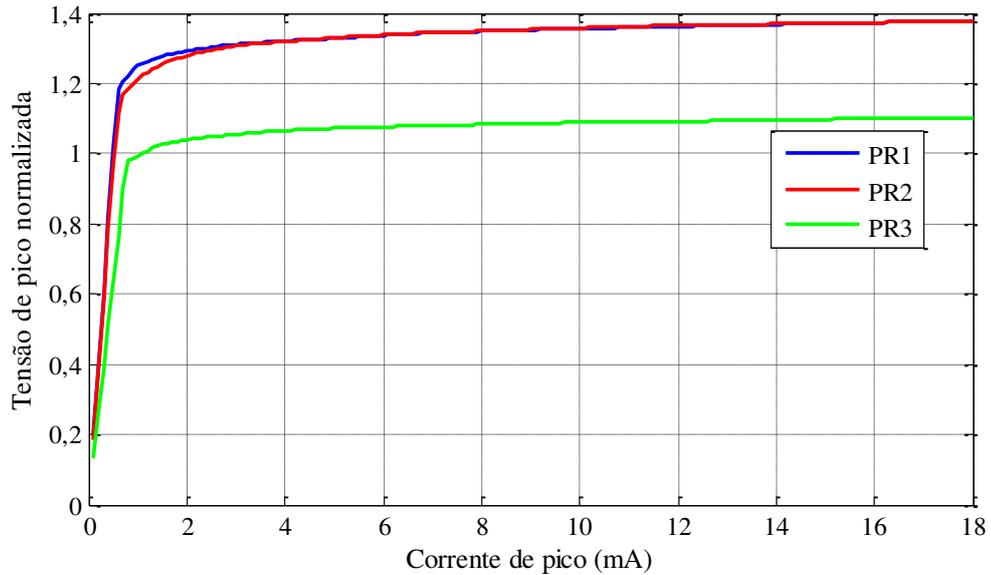


Figura 6.1 – Curvas características dos para-raios de ZnO ensaiados.

Nas Figuras 6.2 a 6.4 são apresentadas as curvas características dos varistores novos e degradados. Elas evidenciam a degradação dos varistores, pois nos varistores degradados, para um mesmo nível de tensão, a corrente de fuga apresenta-se com maior amplitude, quando comparada com a corrente de fuga do mesmo varistor, na condição de novo.

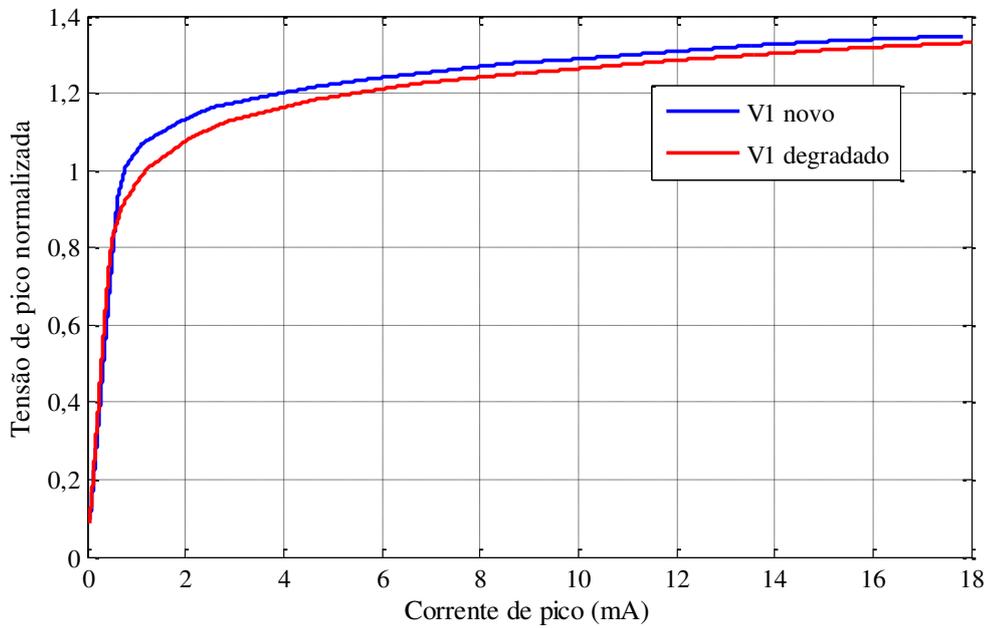


Figura 6.2 – Curvas características do varistor V1 novo e degradado.

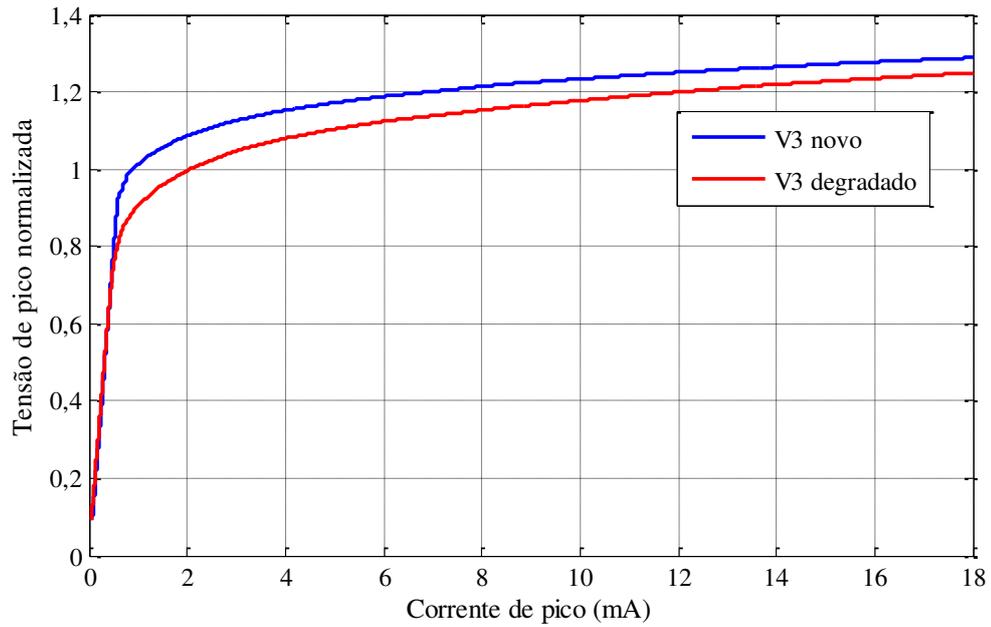


Figura 6.3 – Curvas características do varistor V2 novo e degradado.

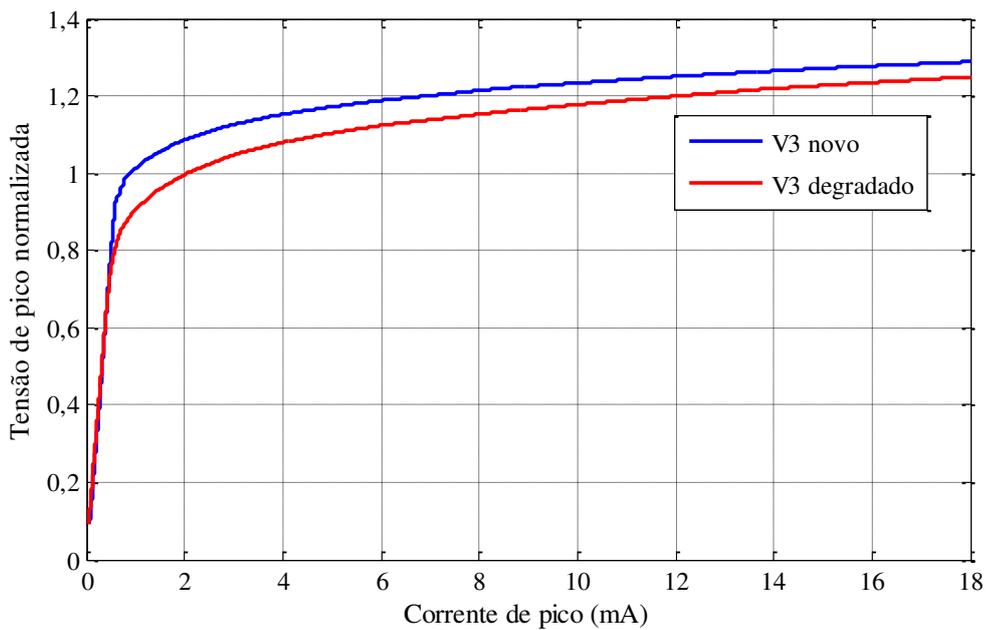


Figura 6.4 – Curvas características do varistor V3 novo e degradado.

Na região de baixa corrente a curva característica $V-I$ é dependente da temperatura, como descrito na Seção 2.4. Sendo assim, durante os ensaios foram feitas medições da temperatura ambiente e da umidade relativa do ar. Os valores estão disponibilizados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Dados de temperatura e umidade registrados durante os ensaios de caracterização.

Para-raios e varistores	Temperatura (°C)	Umidade relativa do ar (%)
Para raios PR1	26,6	60
Para-raios PR2	27,3	57
Para-raios PR3	27,8	56
Varistor V1 novo	26,4	63
Varistor V2 novo	26,8	64
Varistor V3 novo	26,9	64
Varistor V1 degradado	28,1	59
Varistor V2 degradado	29,6	58
Varistor V3 degradado	27,0	62

A metodologia proposta para decomposição da corrente de fuga e para o modelo adaptativo de para-raios de ZnO foram aplicadas, nos para-raios PR1, PR2 e PR3. A região de baixa corrente é usada na análise, para tanto, utilizou-se os dados de tensão e corrente das curvas características $V-I$.

6.2 Ensaio de Degradação

Utilizando o procedimento descrito na Seção 5.2.3, foram degradados os três varistores ZnO. Na Tabela 6.2 é apresentada a quantidade de impulsos que proporcionou a degradação observada nas curvas características das Figuras 6.2 a 6.4.

Tabela 6.2 – Quantidade de impulsos de corrente utilizados na degradação dos varistores.

Amostras	Quantidade de impulsos
Varistor V1	15
Varistor V2	45
Varistor V3	15

Apesar da quantidade de impulsos utilizados na degradação serem diferentes, os resultados da degradação foram bem próximos, verificados ao comparar as curvas $V-I$ dos três varistores degradados. Isso se deve ao fato de que a velocidade de degradação não está relacionada à quantidade de impulsos, e sim, ao estado físico do bloco varistor, ou seja, se

possui imperfeições no seu interior, se existe fissuras no colar isolante do varistor, como também da presença de umidade no ambiente de armazenamento do varistor.

Na Figura 6.5 são visualizadas as formas de onda típicas do impulso de corrente e da tensão residual, obtidas nas medições.

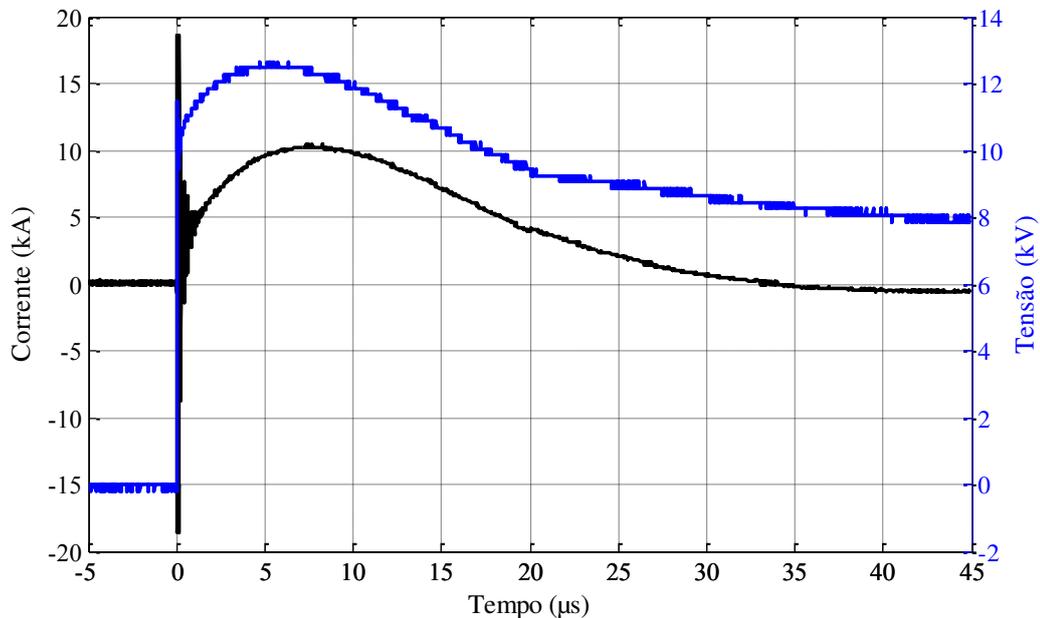


Figura 6.5 – Formas de onda típicas do impulso de corrente e tensão residual adquiridas.

Os valores obtidos experimentalmente concordam com os dados técnicos descritos na Tabela 5.1, em que para um impulso de corrente com forma 8/20 μ s, polaridade positiva e amplitude 10 kA, a tensão residual do varistor é de 13,2 kV.

6.3 Comparação com os Métodos de Decomposição da Corrente de Fuga

Os varistores V1, V2 e V3 foram submetidos ao método da compensação diferencial capacitiva, descrito na Seção 5.2.2. Na realização dos ensaios foram aplicados em torno de 20 diferentes níveis de tensão, desde valores próximos a zero Volt até a tensão nominal dos varistores. A metodologia para decomposição da corrente de fuga foi aplicada a cada diferente nível de tensão que os varistores ZnO. Na Figura 6.6 pode ser vista as formas de ondas da tensão e corrente de fuga total para o varistor V1, a tensão aplicada foi 3,05 kV_{RMS}.

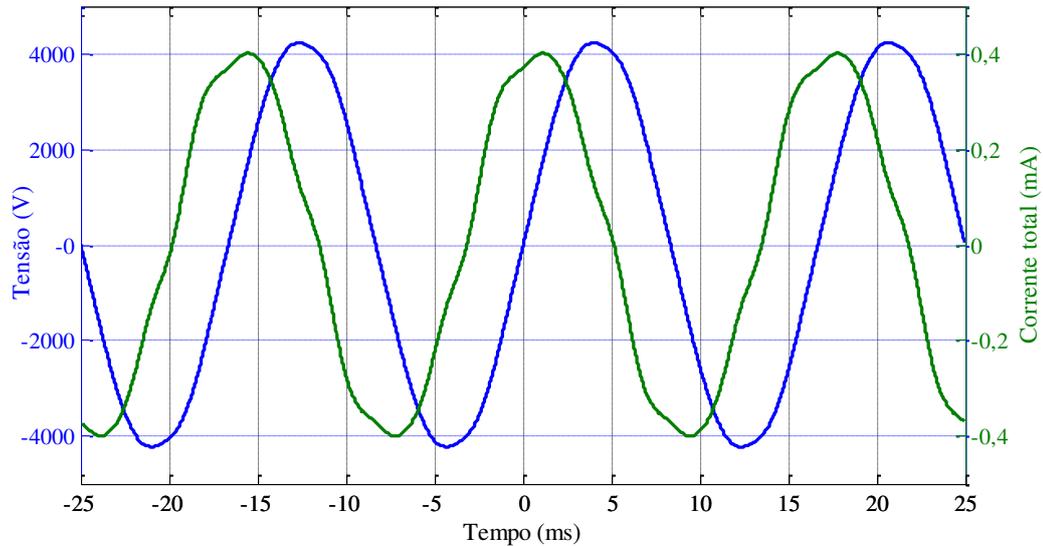


Figura 6.6 – Formas de onda da tensão e corrente de fuga total do varistor V1.

Na Figura 6.7 são visualizadas as formas de onda da corrente de fuga total, ilustrada na Figura 6.6, e das suas componentes resistiva e capacitiva, obtidas utilizando a metodologia de decomposição proposta.

Com o objetivo de validar a metodologia proposta (MP) para a decomposição da corrente de fuga, foram aplicados a cada sinal de tensão ajustado quatro métodos de decomposição da corrente de fuga, descritos no Capítulo 3: compensação diferencial capacitiva (MCDC), compensação com ponte virtual (MPV), filtragem digital (MFD) e medição do pico da corrente resistiva (MPCR).

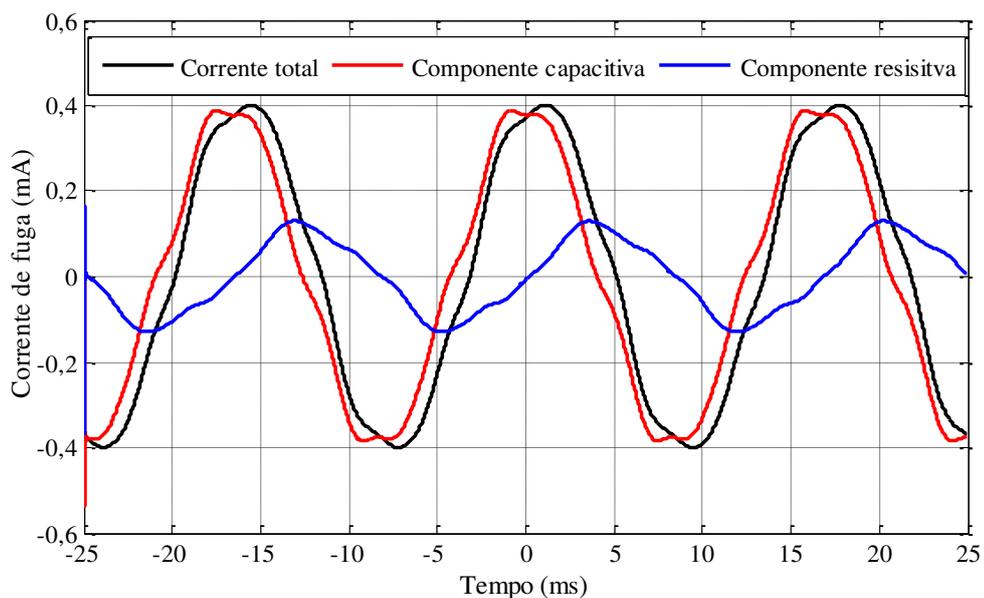


Figura 6.7 – Formas de ondas das correntes de fuga utilizando a metodologia de decomposição proposta.

Na Figura 6.8 são visualizadas as correntes resistivas obtidas a partir da corrente de fuga total ilustrada na Figura 6.6, utilizando a metodologia proposta e os quatro métodos de decomposição avaliados.

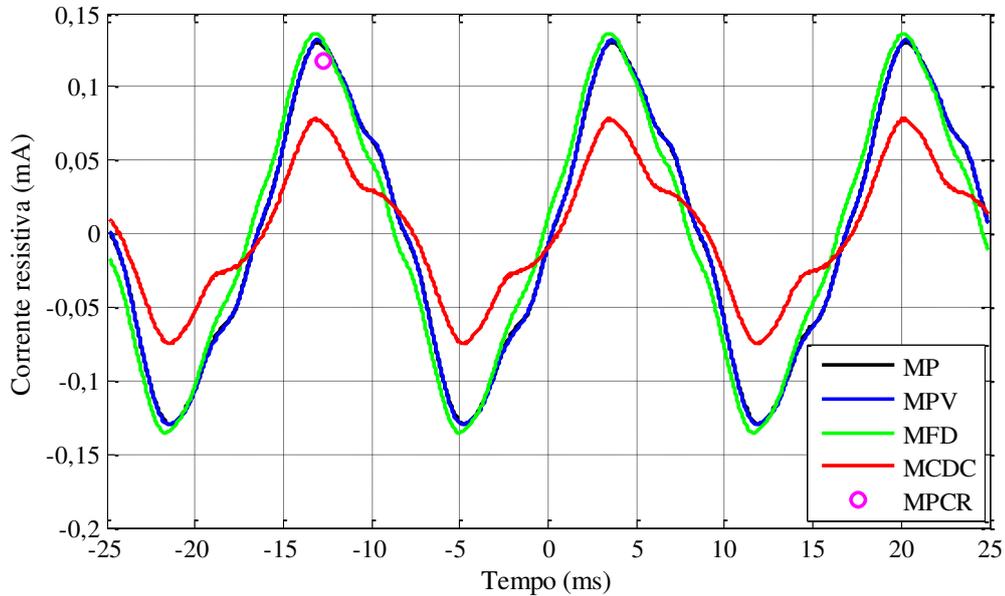


Figura 6.8 – Formas de ondas das correntes resistivas obtidas utilizando métodos de decomposição.

Nas Tabelas 6.3 e 6.4 estão valores de tensão, taxa de distorção harmônica total da tensão (TDH_v), corrente resistiva de pico (I_{rPICO}), erro percentual do valor de pico da corrente resistiva (Erro $I_{rPICO}(\%)$) e o coeficiente de determinação R^2 , para vários níveis de tensão aplicada ao varistor V1, desde valores próximo a zero Volt até sua tensão nominal ($V_n = 4$ kV).

A taxa de distorção harmônica total (TDH) é uma medida do valor eficaz dos componentes harmônicos da forma de onda distorcida. Ou seja, é o valor do potencial dos harmônicos em relação a componente fundamental. Esse índice pode ser calculado para tensão ou corrente (DUGAN *et. al*, 2004).

$$TDH = \sqrt{\frac{\sum_{h>1}^{hmax} M_h^2}{M_1^2}}, \quad (6.1)$$

em que M_h é o valor rms da componente harmônica h .

O erro percentual do valor de pico da corrente resistiva foi calculado em relação ao valor de pico fornecido pela metodologia de decomposição proposta. O coeficiente de determinação R^2 indica o quão próximo a forma de onda da corrente resistiva utilizando a

metodologia proposta está dos demais métodos de decomposição. Como descrito na Seção 4.5, quanto mais próximo de “um” for R^2 mais correlacionados estão os sinais.

Tabela 6.3 – Dados de medição e análise de erro para o varistor V1.

Varistor V1		MP	MCDC			MPV		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,382	1,116	11,116	6,381	-42,596	0,483	11,226	0,989	0,999
0,622	1,332	17,487	7,710	-55,910	0,530	17,797	1,772	0,999
0,841	0,953	24,971	10,082	-59,625	0,570	25,078	0,428	0,999
1,062	1,563	30,919	13,089	-57,666	0,568	31,394	1,536	0,999
1,465	1,400	43,872	19,646	-55,219	0,601	44,549	1,543	0,999
1,871	1,483	59,347	28,628	-51,761	0,644	59,942	1,002	0,999
2,200	1,267	76,625	40,239	-47,485	0,682	77,357	0,955	0,999
2,649	1,369	104,09	56,458	-45,760	0,728	105,062	0,933	0,999
3,049	1,591	130,322	78,353	-39,877	0,778	131,886	1,200	0,999
3,736	1,570	254,333	192,226	-24,419	0,893	255,240	0,356	0,999
4,125	2,048	473,244	399,928	-15,492	0,954	474,214	0,204	0,999

Tabela 6.4 – Continuação: Dados de medição e análise de erro para o varistor V1.

Varistor V1		MP	MFD			MPCR		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,382	1,116	11,116	11,277	1,448	0,980	14,676	32,025	-
0,622	1,332	17,487	18,330	4,820	0,972	23,530	34,557	-
0,841	0,953	24,971	26,293	5,294	0,959	29,158	16,767	-
1,062	1,563	30,919	31,830	2,946	0,998	34,679	12,160	-
1,465	1,400	43,872	45,551	3,827	0,992	52,575	19,837	-
1,871	1,483	59,347	60,950	2,701	0,999	66,814	12,581	-
2,200	1,267	76,625	81,865	6,838	0,960	84,518	10,300	-
2,649	1,369	104,09	109,492	5,189	0,974	103,071	-0,978	-
3,049	1,591	130,322	136,396	4,660	0,973	145,219	11,430	-
3,736	1,570	254,333	259,898	2,188	0,979	259,169	1,901	-
4,125	2,048	473,244	475,306	0,435	0,990	482,549	1,966	-

Realizando um análise comparativa nas Tabelas 6.3 e 6.4, utilizando o índice de determinação R^2 e o erro do valor de pico da corrente resistiva, nota-se que o método experimental MCDC apresentou formas de onda da corrente resistiva, significativamente

diferentes em relação ao resultado dos demais métodos. Como descrito na Seção 3.2.1, o resultado do método MCDC está intimamente relacionado à qualidade do capacitor (tangente de perdas), além das dificuldades nas medições.

Observa-se que as correntes resistivas obtidas pelo método MCDC apresentam-se com amplitudes inferiores as dos demais métodos. Isso fortalece a hipótese da tangente de perdas alta para o capacitor, pois assim sendo, parte da componente resistiva da corrente de fuga total seria subtraída pela significativa corrente resistiva do ramo de compensação RC , no momento da diferenciação entre os sinais V_1 e V_2 , Seção 3.2.1.

Dentre os métodos de decomposição comparados, o método MPV foi o que melhor se aproximou do método de decomposição proposto. Observam-se erros de pico menores que 2% em todos os casos, e R^2 de 0,999 em todos os casos. Esta aproximação deve-se a semelhança entre os métodos, pois no método MPV, no cálculo da corrente capacitiva no ramo RC , é considerado apenas a parte imaginária (relacionada à corrente capacitiva), de forma que, de certo modo, a compensação é realizada apenas pelo capacitor virtual, como na metodologia proposta para decomposição. Além disso, por não está descrito em (SOUZA, 2004) o critério de fase entre a tensão e a corrente resistiva, foi adotado o mesmo critério da metodologia proposta. Os pequenos erros estão associados às aproximações matemáticas realizados no cálculo da corrente resistiva, inerente ao método MPV.

No MPCR o erro está fortemente relacionado à amplitude do sinal da corrente resistiva. Para correntes resistivas muito pequenas, da ordem de poucos microampères, o erro é elevado (32%), e tendem a diminuir a valores muito baixos (menos de 2%), com o aumento da amplitude da corrente.

Nos resultados das Tabelas 6.3 e 6.4 observa-se que tanto o erro do valor de pico da corrente resistiva quanto o valor de R^2 tendem a melhorar com o aumento da tensão. Interpreta-se que esse fato deva ter ocorrido em virtude do aumento significativo da componente resistiva da corrente com a tensão, facilitando a decomposição da corrente.

No MFD os erros do valor de pico da corrente resistiva e R^2 foram relativamente baixos, menores de 7% para os erros de pico da corrente resistiva, e R^2 maior ou igual a 0,96 em todos os casos. Deduz-se que o erro está associado à consideração da tensão ser senoidal nos cálculos inerente ao MFD, além da aproximação do cálculo da derivada de forma computacional, realizada por equação de diferenças.

Nas Tabelas 6.5 e 6.6 são apresentados os resultados dos dados de medição e análise de erro para o varistor V_2 , utilizando a metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga e as demais metodologias apresentadas.

O comportamento observado nos resultados para o varistor V1, como por exemplo, a melhoria dos erros do valor de pico da corrente resistiva e do coeficiente de determinação R^2 com a elevação da tensão, repetiu-se para o varistor V2. Entretanto, os erros apresentaram-se menores no varistor V2.

Tabela 6. 5 – Dados de medição e análise de erro para o varistor V2.

Varistor V2		MP	MCDC			MPV		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{PICO} (μA)	I _{PICO} (μA)	Erro I _{PICO} (%)	R ²	I _{PICO} (μA)	Erro I _{PICO} (%)	R ²
0,389	1,104	18,558	10,760	-42,019	0,825	18,679	0,655	0,999
0,578	1,311	26,237	14,732	-43,850	0,821	26,567	1,259	0,999
0,759	0,953	34,562	19,625	-43,218	0,825	34,829	0,774	0,999
0,944	1,062	43,752	25,578	-41,538	0,828	44,131	0,867	0,999
1,197	0,994	54,885	32,634	-40,541	0,828	55,266	0,694	0,999
1,614	1,100	72,585	43,456	-40,130	0,821	72,917	0,457	0,999
2,208	1,051	103,701	65,285	-37,045	0,834	104,492	0,763	0,999
2,625	1,239	127,532	81,288	-36,260	0,841	128,749	0,954	0,999
3,054	1,454	159,770	104,921	-34,330	0,857	161,533	1,103	0,999
3,836	1,885	342,112	274,279	-19,827	0,935	343,209	0,320	0,999
4,097	2,207	568,481	493,512	-13,187	0,968	568,709	0,040	0,999

Tabela 6. 6 – Continuação: Dados de medição e análise de erro para o varistor V2.

Varistor V2		MP	MFD			MPCR		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{PICO} (μA)	I _{PICO} (μA)	Erro I _{PICO} (%)	R ²	I _{PICO} (μA)	Erro I _{PICO} (%)	R ²
0,389	1,104	18,558	18,943	2,074	0,997	21,843	17,701	-
0,578	1,311	26,237	26,886	2,4736	0,998	30,804	17,406	-
0,759	0,953	34,562	35,220	1,903	0,998	40,451	17,038	-
0,944	1,062	43,752	45,577	4,171	0,972	49,558	13,270	-
1,197	0,994	54,885	56,641	3,199	0,987	60,359	9,973	-
1,614	1,100	72,585	75,350	3,809	0,975	81,118	11,755	-
2,208	1,051	103,701	107,283	3,454	0,987	113,923	9,857	-
2,625	1,239	127,532	132,104	3,584	0,987	135,056	5,899	-
3,054	1,454	159,770	164,800	3,148	0,991	168,173	5,259	-
3,836	1,885	342,112	345,757	1,0654	0,991	357,864	4,604	-
4,097	2,207	568,481	568,814	0,0585	0,995	567,013	-0,258	-

Nas Tabelas 6.7 e 6.8 são apresentados os resultados dos dados de medição e análise do erro para o varistor V3, utilizando a metodologia de decomposição da corrente de fuga e as demais metodologias apresentadas.

Tabela 6.7 – Dados de medição e análise de erro para o varistor V3.

Varistor V3		MP	MCDC			MPV		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,385	1,078	15,224	7,934	-47,884	0,718	15,371	0,965	0,999
0,696	1,377	23,883	10,603	-55,604	0,650	23,953	0,293	0,999
0,914	0,902	32,525	14,757	-54,628	0,667	32,507	-0,055	0,999
1,231	0,981	45,251	21,131	-53,302	0,679	45,997	1,648	0,999
1,690	1,167	63,795	31,235	-51,038	0,686	64,082	0,449	0,999
2,059	1,184	80,941	42,820	-47,097	0,723	81,914	1,202	0,999
2,488	1,260	109,825	62,388	-43,193	0,763	111,239	1,287	0,999
2,877	1,379	143,717	87,840	-38,879	0,806	144,858	0,793	0,999
3,488	1,787	254,620	186,186	-26,876	0,896	254,636	0,006	0,999
4,089	2,630	716,218	634,824	-11,364	0,976	717,442	0,170	0,999

Tabela 6.8 – Continuação: Dados de medição e análise de erro para o varistor V3.

Varistor V3		MP	MFD			MPCR		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,385	1,078	15,224	16,684	9,590	0,914	19,433	27,647	-
0,672	1,428	23,117	24,322	5,212	0,961	29,435	27,330	-
0,914	0,902	32,525	34,618	6,435	0,971	37,963	16,719	-
1,231	0,981	45,251	47,703	5,418	0,980	50,396	11,369	-
1,690	1,167	63,795	67,196	5,331	0,969	65,303	2,363	-
2,059	1,184	80,941	85,297	5,381	0,980	91,832	13,455	-
2,488	1,260	109,825	115,818	5,456	0,972	118,391	7,799	-
2,877	1,379	143,717	151,593	5,480	0,966	150,489	4,712	-
3,488	1,787	254,620	257,816	1,255	0,983	264,376	3,831	-
4,089	2,630	716,218	716,158	-0,008	0,998	706,769	-1,319	

O comportamento observado nos resultados para os varistor V1 e V2 repetiu-se para o varistor V3.

Através dos ensaios de caracterização obtiveram-se os sinais de tensão e corrente de fuga para os para-raios PR1, PR2 e PR3, para diferentes níveis de tensão. A metodologia

proposta para decomposição da corrente de fuga foi aplicada aos sinais de tensão e corrente obtidos dos para-raios. Também foram aplicados aos sinais de tensão e corrente os métodos de decomposição: MPV, MFD e MPCR. O método de decomposição experimental MCDC não pôde ser aplicado porque o transformador utilizado nos ensaios não tem potência suficiente para fornecer, simultaneamente, corrente para o para-raios e o ramo de compensação RC , para níveis de tensões próximos a tensão nominal do para-raios.

Na Figura 6.9 são visualizadas as formas de onda das correntes resistivas obtidas pela metodologia proposta, e pelos métodos de decomposição MPV, MFD e MPCR, para o para-raios PR1 submetido à tensão de $10,6 \text{ kV}_{\text{RMS}}$.

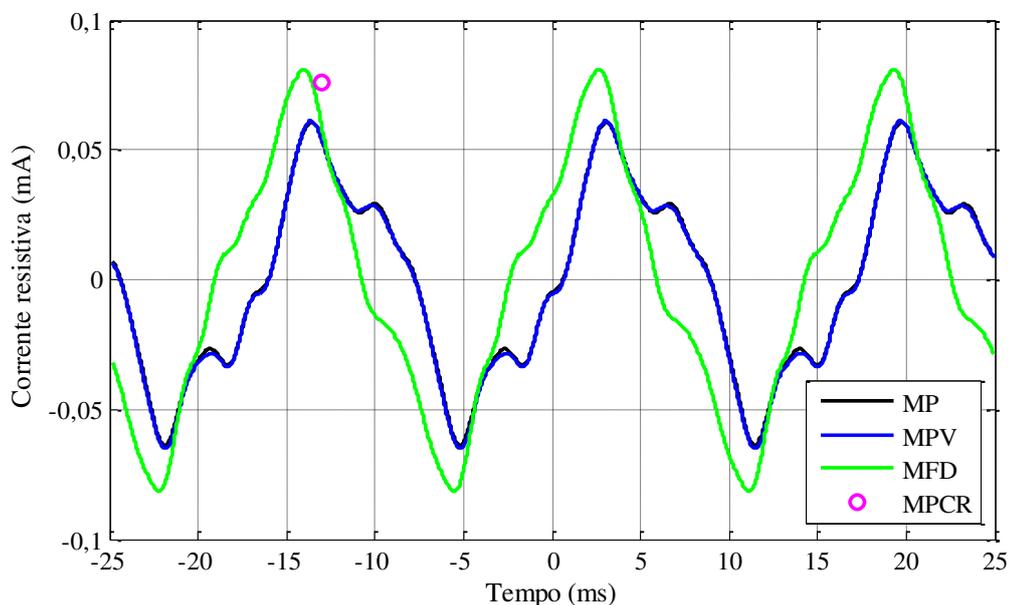


Figura 6.9 - Formas de ondas das correntes resistivas obtidas utilizando os métodos de decomposição para o para-raios PR1 sob tensão de $10,56 \text{ kV}_{\text{RMS}}$.

Nas Tabelas 6.9 e 6.10 são visualizados os resultados das medições e a análise de erro para alguns níveis de tensão aplicados no para-raios PR1. Observa-se que os erros do valor de pico da corrente resistiva e o valor do índice de determinação R^2 mostram-se diferentes dos valores obtidos utilizando os sinais de tensão e corrente dos varistores.

No resultado da aplicação do método MPV, aos sinais de corrente e tensão obtidos do para-raios PR1, é percebido um aumento dos erros dos valores de pico da corrente resistiva quando comparados aos obtidos utilizando-se os sinais de tensão e corrente dos varistores. Enquanto nos varistores o erro máximo do valor de pico da corrente resistiva foi de 1,77%, no para-raios PR1 obteve-se erro máximo de 5,17%. Além disso, os índices de determinação R^2 foram inferiores aos obtidos para os varistores.

No resultado da aplicação do MFD é observado erro no valor de pico da corrente resistiva de até 63,47%. Utilizando o MPCR é observado erro no valor de pico da corrente resistiva de até 133,37%. Nota-se então, que os erros associados à decomposição da corrente de fuga no para-raios PR1 foram maiores que os erros obtidos utilizando-se os varistores, em todos os métodos de decomposição avaliados.

Tabela 6.9 – Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR1.

Para-Raios PR1		MP	MCDC			MPV		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,442	1,638	3,310	-	-	-	3,336	0,785	0,999
1,271	1,499	4,640	-	-	-	4,694	1,163	0,997
2,627	2,031	6,685	-	-	-	6,909	3,350	0,996
3,419	2,163	8,348	-	-	-	8,673	3,893	0,998
4,243	2,267	11,746	-	-	-	12,354	5,176	0,998
5,779	2,494	19,962	-	-	-	20,763	4,012	0,998
7,111	2,401	27,887	-	-	-	28,694	2,893	0,999
7,573	2,449	32,143	-	-	-	33,002	2,672	0,999
8,913	2,590	45,309	-	-	-	45,953	1,421	0,999
9,354	2,652	51,500	-	-	-	52,030	1,029	0,999
10,596	2,796	60,681	-	-	-	61,823	1,881	0,999
11,066	2,778	71,020	-	-	-	71,414	0,554	0,999
12,451	2,811	128,372	-	-	-	129,229	0,667	0,999

Tabela 6.10 – Continuação: Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR1.

Para-raios PR1		MP	MFD			MPCR		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,442	1,638	3,310	3,522	6,404	0,994	-1,105	-133,375	-
1,271	1,499	4,640	5,878	26,681	0,872	0,201	-95,668	-
2,627	2,031	6,685	8,266	23,649	0,850	4,271	-36,110	-
3,419	2,163	8,348	13,540	62,194	0,601	5,778	-30,785	-
4,243	2,267	11,746	19,202	63,476	0,523	10,175	-13,374	-
5,779	2,494	19,962	28,092	40,727	0,608	18,090	-9,377	-
7,573	2,449	32,143	44,135	37,308	0,597	33,165	3,179	-
8,913	2,590	45,309	62,664	38,303	0,556	44,723	-1,293	-
9,354	2,652	51,500	68,664	33,328	0,574	37,437	-27,306	-
10,596	2,796	60,681	80,781	33,124	0,581	75,879	25,045	-
11,066	2,778	71,020	91,202	28,417	0,583	72,864	2,596	-
12,451	2,811	128,372	148,347	15,560	0,733	128,141	-0,179	-

Nas Tabelas 6.11 e 6.12 são apresentados os resultados dos dados de medição e análise do erro para o para-raios PR2, utilizando a metodologia de decomposição da corrente de fuga e as demais metodologias apresentadas. Os erros associados aos MPV e MPCR foram semelhantes aos obtidos utilizando os sinais de tensão e corrente do para-raios PR1. Já os erros associados ao MFD foram maiores para o para-raios PR2, tendo 109,22% como erro máximo do valor de pico da corrente resistiva. Os índices de determinação R^2 também foram baixos, tendo 0,289 como valor mínimo, o que demonstra pouca correlação entre os sinais comparados.

Tabela 6.11 – Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR2.

Para raios PR2		MP	MCDC			MPV		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,446	2,297	2,292	-	-	-	2,310	0,785	0,999
1,720	1,823	3,139	-	-	-	3,204	2,070	0,999
3,075	2,116	3,322	-	-	-	3,382	1,806	0,999
4,855	2,321	3,962	-	-	-	4,058	2,423	0,998
6,214	2,554	4,763	-	-	-	5,019	5,374	0,998
8,001	2,594	5,865	-	-	-	6,174	5,268	0,998
10,232	2,625	8,824	-	-	-	9,156	3,762	0,998
12,445	2,739	8,950	-	-	-	9,261	3,474	0,995
15,693	2,926	13,10				13,539	3,351	0,998
18,966	2,957	18,21				19,004	4,360	0,998
22,708	3,061	25,85				26,511	2,557	0,999
27,852	3,187	42,25				43,398	2,717	0,999
32,989	3,266	74,82				75,764	1,261	0,999
36,405	3,407	133,5				134,666	0,873	0,999

Tabela 6.12 – Continuação: Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR2.

Para raios PR2		MP	MFD			MPCR		
Tensão RMS (kV)	TDH _v (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,446	2,297	2,292	2,632	14,834	0,968	3,216	40,314	-
1,720	1,823	3,139	3,765	19,942	0,936	4,321	37,655	-
3,075	2,116	3,322	3,497	5,2679	0,791	4,824	45,213	-
4,855	2,321	3,962	5,506	38,970	0,644	5,929	49,646	-
6,214	2,554	4,763	8,939	87,675	0,447	6,155	29,225	-
8,001	2,594	5,865	12,271	109,224	0,370	9,547	62,779	-
10,232	2,625	8,824	15,447	75,056	0,401	10,050	13,893	-
12,445	2,739	8,950	18,665	108,547	0,289	10,301	15,094	-
15,693	2,926	13,10	26,505	102,328	0,292	22,361	70,694	-
18,966	2,957	18,21	35,486	94,870	0,290	26,633	46,254	-
22,708	3,061	25,85	45,209	74,889	0,346	27,889	7,887	-
27,852	3,187	42,25	68,884	63,039	0,304	39,196	-7,228	-
32,989	3,266	74,82	104,089	39,119	0,417	83,919	12,161	-
36,405	3,407	133,5	165,523	23,987	0,514	134,171	0,502	-

Nas Tabelas 6.13 e 6.14 são apresentados os resultados dos dados de medição e análise de erro para o para-raios PR3, utilizando a metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga e as demais metodologias apresentadas. Os erros associados a todos os três métodos avaliados, MPV, MFD e MPCR foram maiores que os obtidos utilizando os sinais de tensão e corrente dos para-raios PR1 e PR2. Os erros máximos na determinação do valor de pico da corrente resistiva foram de 17,15%, 179,68% e 271,47% para os MPV, MFD e MPCR, respectivamente. Os índices de determinação R^2 também foram baixos, quando comparados aos resultados obtidos através dos sinais de tensão e corrente dos para-raios PR1 e PR2. O valor mínimo de R^2 para o método MPV foi de 0,984, e para o método MFD foi de 0,128.

Observa-se então, que os erros associados ao valor de pico da corrente resistiva, e ao índice de determinação R^2 , são maiores para os para-raios que para os varistores. Comparando-se os para-raios, observa-se que os erros são maiores para os para-raios de maiores dimensões e maiores tensões nominais.

Tabela 6.13 – Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR3.

Para raios PR3		MP	MCDC			MPV		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,448	2,155	1,986	-	-	-	2,015	1,460	0,999
3,082	1,880	2,819	-	-	-	2,856	1,312	0,999
6,948	2,306	3,559	-	-	-	3,858	8,401	0,995
11,096	2,515	3,551	-	-	-	4,160	17,150	0,984
17,158	2,715	4,611	-	-	-	4,978	7,959	0,988
21,375	2,878	5,947	-	-	-	6,508	9,433	0,988
28,401	3,096	10,917	-	-	-	11,960	9,553	0,991
33,606	3,167	13,305	-	-	-	13,984	5,103	0,995
40,401	3,191	19,513	-	-	-	20,966	7,446	0,995
46,312	3,344	30,162	-	-	-	31,516	4,489	0,997
58,592	3,397	80,862	-	-	-	82,170	1,617	0,998
65,624	3,369	185,898	-	-	-	187,294	0,750	0,999
71,289	3,315	474,857	-	-	-	477,078	0,467	0,999
75,216	3,369	1171,884	-	-	-	1171,82	-0,005	0,999

Tabela 6.14 – Continuação: Dados de medição e análise de erro para o para-raios PR3.

Para raios PR3		MP	MFD			MPCR		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I _{rPICO} (μA)	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²	I _{rPICO} (μA)	Erro I _{rPICO} (%)	R ²
0,448	2,155	1,986	2,1059	6,037	0,985	4,020	102,416	-
3,082	1,880	2,819	2,7696	-1,752	0,983	4,221	49,733	-
6,948	2,306	3,559	3,8948	9,435	0,867	7,537	111,773	-
11,096	2,515	3,551	4,6049	29,678	0,825	13,191	271,472	-
17,158	2,715	4,611	8,5271	84,929	0,634	13,567	194,231	-
21,375	2,878	5,947	11,178	87,960	0,579	15,829	166,167	-
28,401	3,096	10,917	21,172	93,936	0,256	23,869	118,640	-
33,606	3,167	13,305	34,172	156,835	0,175	27,386	105,832	-
40,401	3,191	19,513	54,574	179,680	0,140	20,603	5,586	-
46,312	3,344	30,162	75,024	148,736	0,128	33,165	9,956	-
58,592	3,397	80,862	123,036	52,155	0,232	88,944	9,994	-
65,624	3,369	185,898	221,953	19,395	0,469	198,492	6,774	-
71,289	3,315	474,857	508,628	7,111	0,763	413,317	-12,959	-
75,216	3,369	1171,884	1191,030	1,633	0,940	1282,66	9,452	-

6.4 Comportamento Resistivo e Capacitivo do Para-Raios de ZnO na Região de Baixa Corrente

Utilizando a metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga foi obtido o comportamento da corrente resistiva e capacitiva dos varistores, quando novos e degradados. Na Figura 6.10 é visualizada a variação das correntes capacitiva e resistiva com a tensão aplicada, para o varistor V1 novo e degradado.

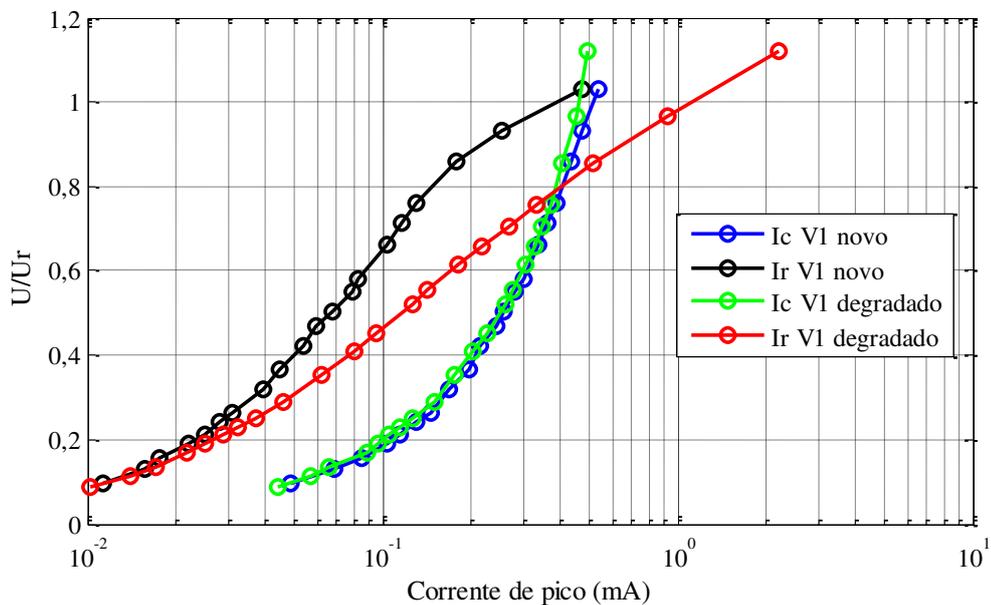


Figura 6.10 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do varistor V1.

O comportamento das correntes resistiva e capacitiva para o varistor V1 novo, obtidos através da metodologia de decomposição proposta, mostrou-se similar ao visualizado na norma IEC 60099-5, 2000, Figura 2.9. Entretanto, para o varistor degradado nota-se que a corrente resistiva, além de aumentar a amplitude, assume uma curva característica mais linear. Em relação à corrente capacitiva percebe-se pouca variação.

Na Figura 6.11 é mostrada a variação da capacitância com a tensão aplicada, para o varistor V1 novo e degradado. Diferentemente da característica linear do capacitor, observada no modelo simplificado do para-raios de ZnO, Figura 3.1, a capacitância obtida utilizando a metodologia de decomposição proposta possui um comportamento não linear. MORAES (1987) e BARBOSA (2007) também verificaram o comportamento não linear da capacitância do varistor na região de baixa corrente. A variação de capacitância obtida situa-se em torno de

5%. No varistor degradado a não linearidade é ainda maior, com variação de capacitância em torno de 10%.

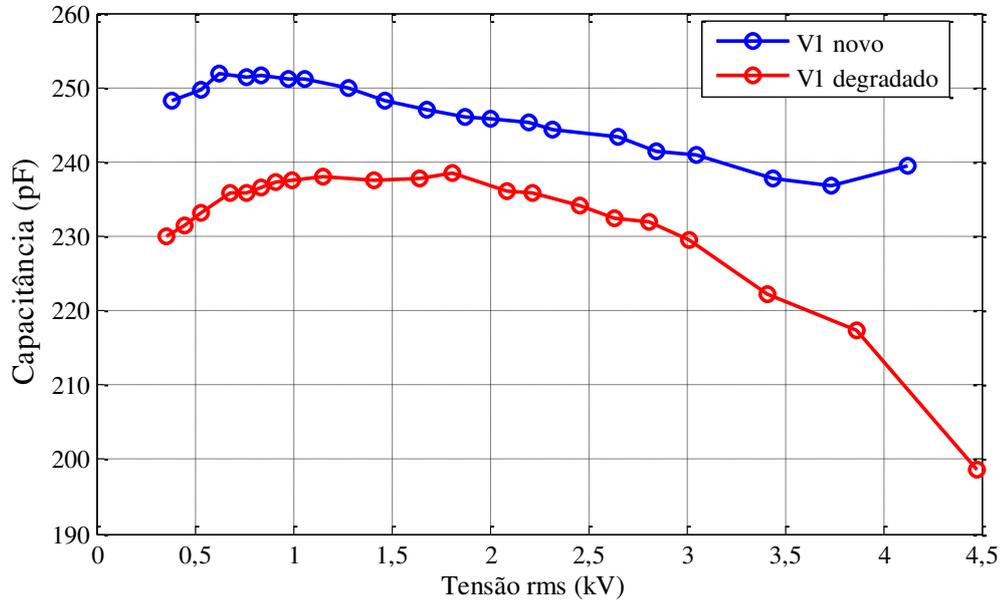


Figura 6.11 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o varistor V1.

Na Figura 6.12 é visualizada a variação das correntes capacitiva e resistiva com a tensão aplicada, para o varistor V2 novo e degradado. Observa-se que o comportamento das correntes resistiva e capacitiva foi similar ao obtido na varistor V1. Na Figura 6.13 é mostrada a variação da capacitância com a tensão aplicada ao varistor V2 novo e degradado. A variação de capacitância para o varistor V2 novo situou-se em torno de 5%, mas diferente do varistor V1, apresentou-se com uma região aproximadamente linear entre a faixa de tensão de 2,5 kV_{RMS} e 4 kV_{RMS} . No varistor V2 degradado a variação de capacitância foi maior que a obtida para o varistor V1 degradado, em torno de 16%.

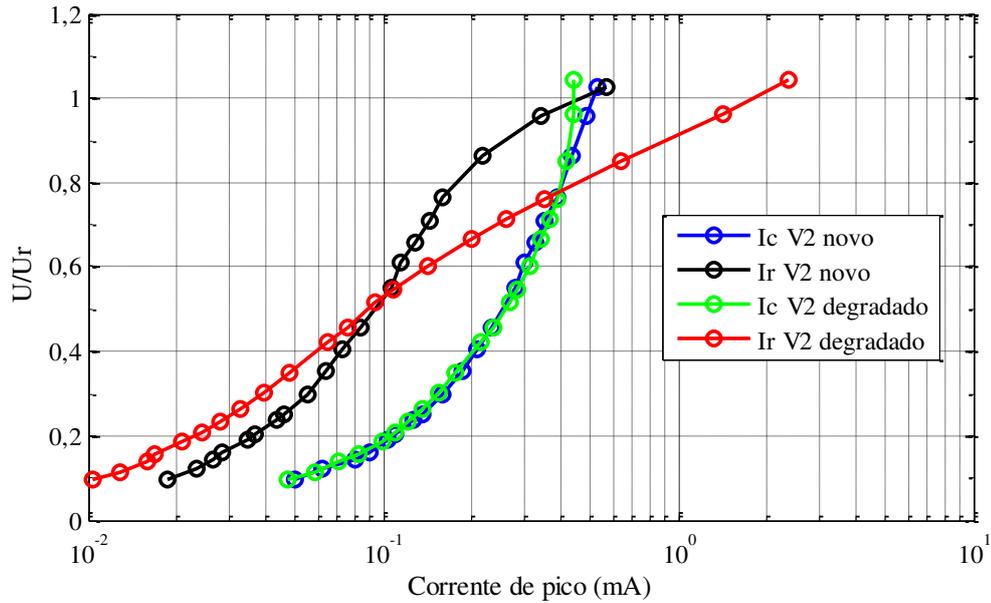


Figura 6.12 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do varistor V2.

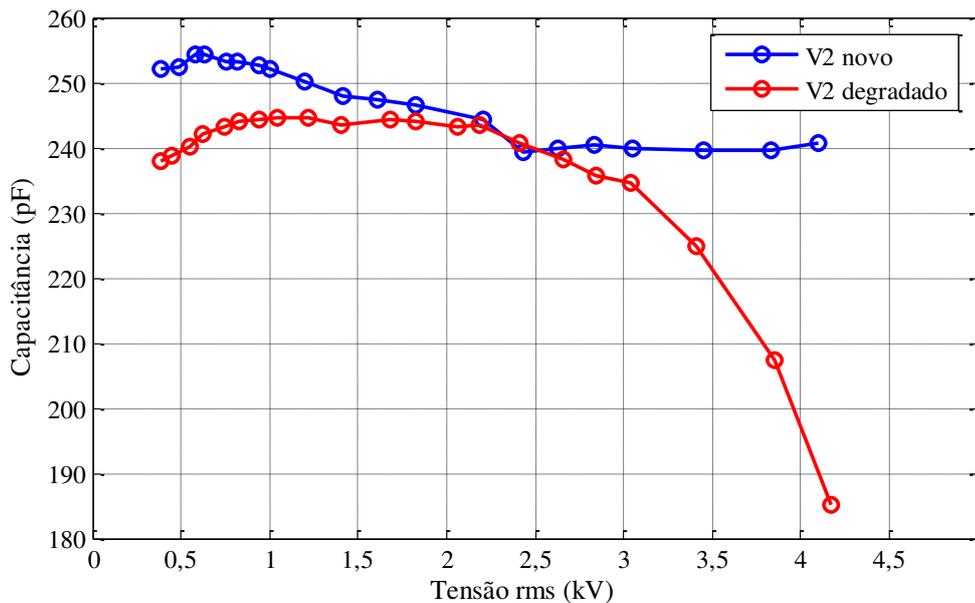


Figura 6.13 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o varistor V2.

Na Figura 6.14 é visualizada a variação das correntes capacitiva e resistiva com a tensão aplicada, para o varistor V3 novo e degradado. Observa-se que o comportamento das correntes resistiva e capacitiva foi similar ao obtido nos varistores V1 e V2. Na Figura 6.15 é mostrada a variação da capacitância com a tensão aplicada ao varistor V3 novo e degradado. A variação da capacitância para o varistor V3 novo situou-se em torno de 5%. Similar ao varistor V2, apresentou-se com uma região aproximadamente linear entre a faixa de tensão de 2,5 kV_{RMS} e 4 kV_{RMS}. No varistor V3 degradado a variação de capacitância foi igual à obtida para o varistor V2, em torno de 16%.

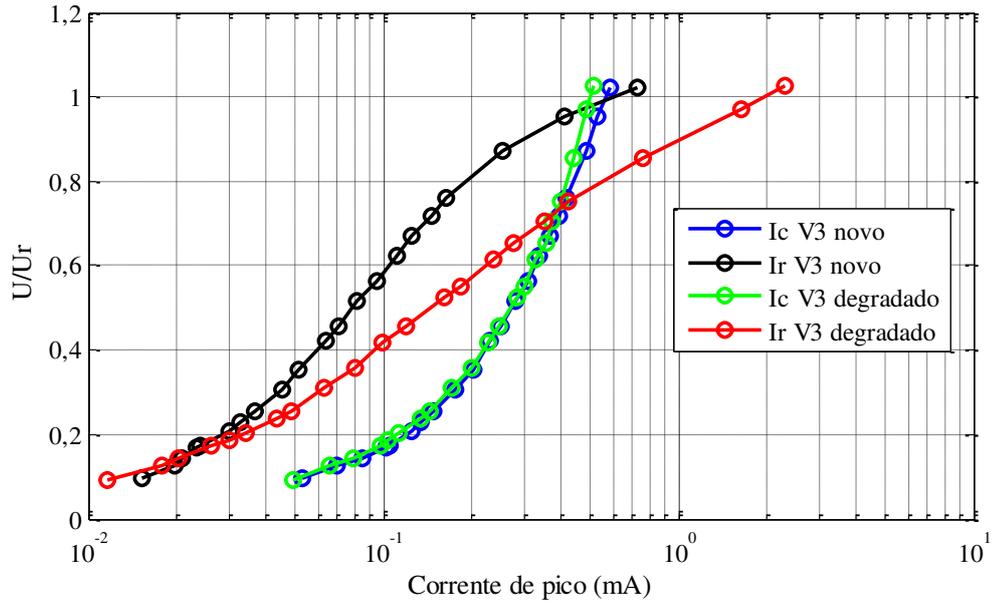


Figura 6.14 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do varistor V3.

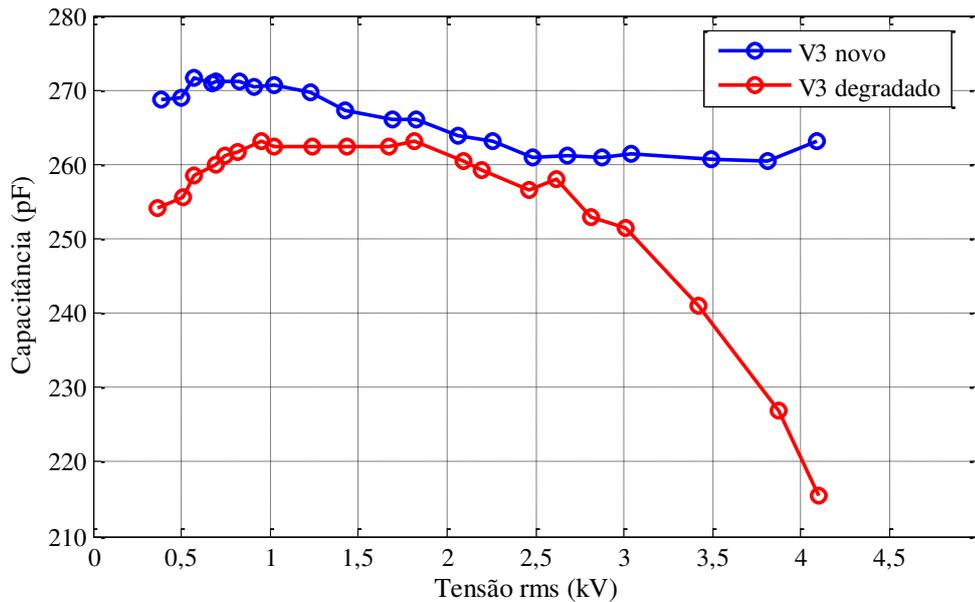


Figura 6.15 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o varistor V3.

A análise do comportamento das correntes resistiva e capacitiva e da capacitância, com a variação de tensão, foi repetida para os para-raios PR1, PR2 e PR3.

Na Figura 6.16 é visualizada a variação das correntes capacitiva e resistiva com a tensão aplicada, para o para-raios PR1.

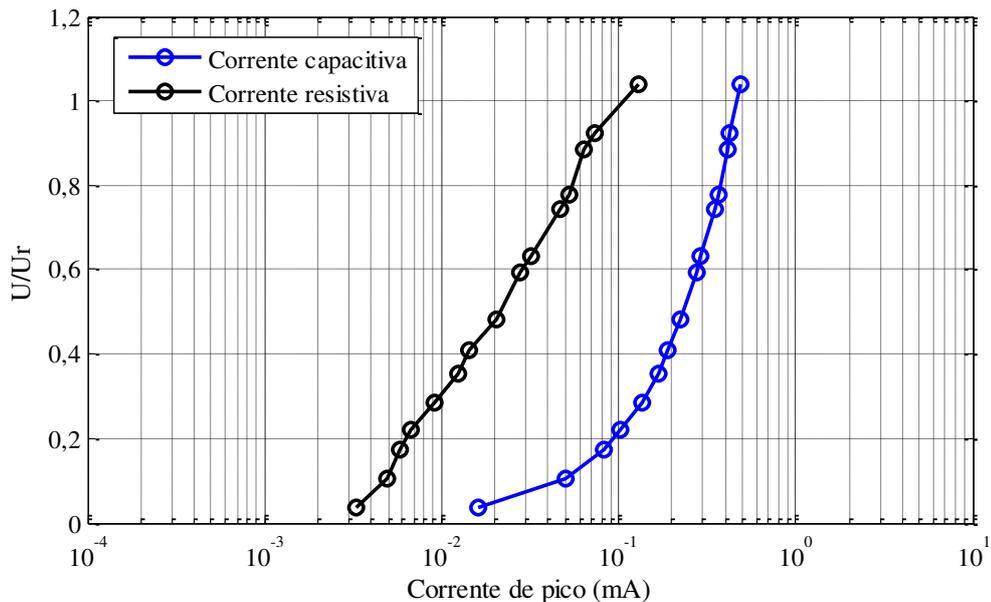


Figura 6.16 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios PR1.

A corrente resistiva do para-raios PR1 (novo) apresentou um comportamento característico diferente dos varistores novos, com uma característica mais linear. Já o comportamento da corrente capacitiva foi similar ao dos varistores analisados acima.

Na Figura 6.17 é mostrada a variação da capacitância do para-raios PR1 com a variação da tensão. A variação de capacitância obtida situa-se em torno de 5%, igual a obtida nos varistores novos.

Observa-se que a capacitância do para-raios PR1 é aproximadamente 3 vezes menor que a capacitância dos varistores novos. Como observado na Seção 5.1, o para-raios PR1 contém 3 varistores em série idênticos aos varistores ensaiados. Sendo assim, a capacitância do para-raios é praticamente a capacitância equivalente dos três varistores em série.

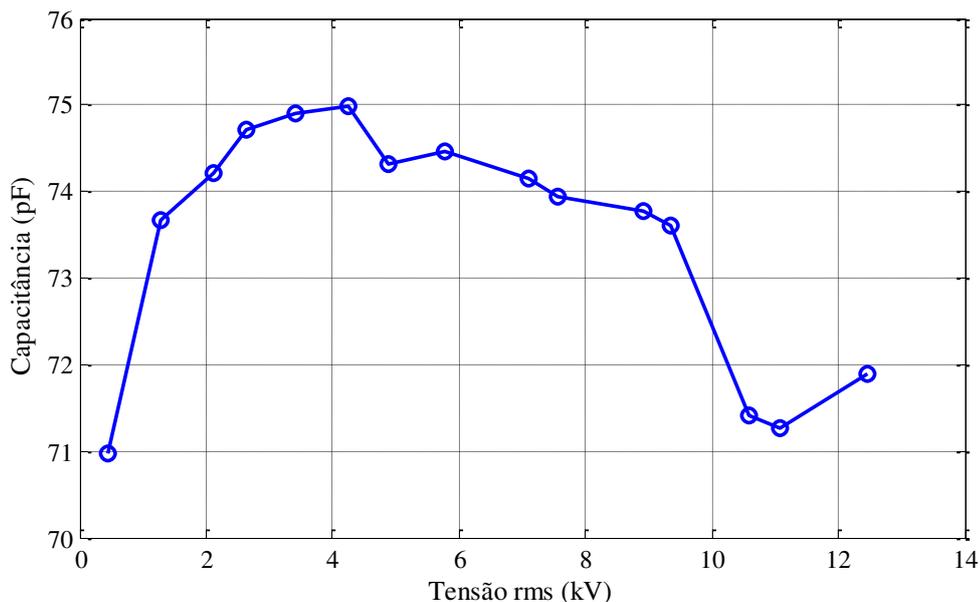


Figura 6.17 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o para-raios PR1.

Na Figura 6.18 é visualizada a variação das correntes capacitiva e resistiva com a tensão aplicada, para o para-raios PR2. Observa-se que o comportamento das correntes resistiva e capacitiva foi similar ao obtido nos para-raios PR1. Na Figura 6.19 é mostrada a variação da capacitância com a tensão aplicada ao para-raios PR2. A variação de capacitância para o para-raios PR2 situou-se em torno de 13%, e diferente do para-raios PR1, apresentou-se com uma região aproximadamente linear entre a faixa de tensão de 12 kV_{RMS} a 36 kV_{RMS}.

O para-raios PR3 possui 9 varistores idênticos aos varistores ensaiados, e a capacitância média obtida corresponde a aproximadamente 9 vezes menor que a capacitância média dos varistores. Sendo assim, a capacitância do para-raios é praticamente a capacitância equivalente dos nove varistores em série.

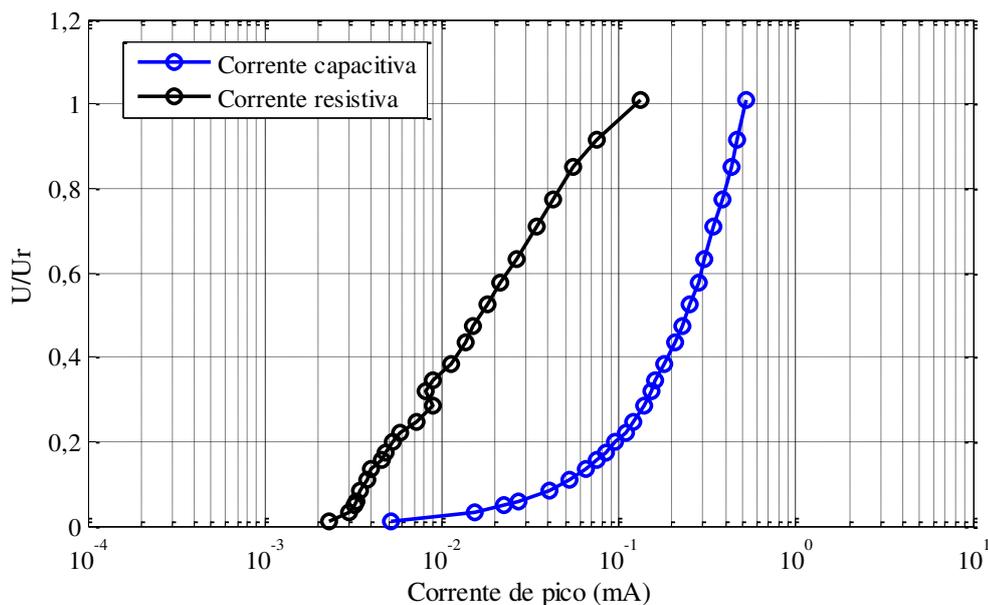


Figura 6.18 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios PR2.

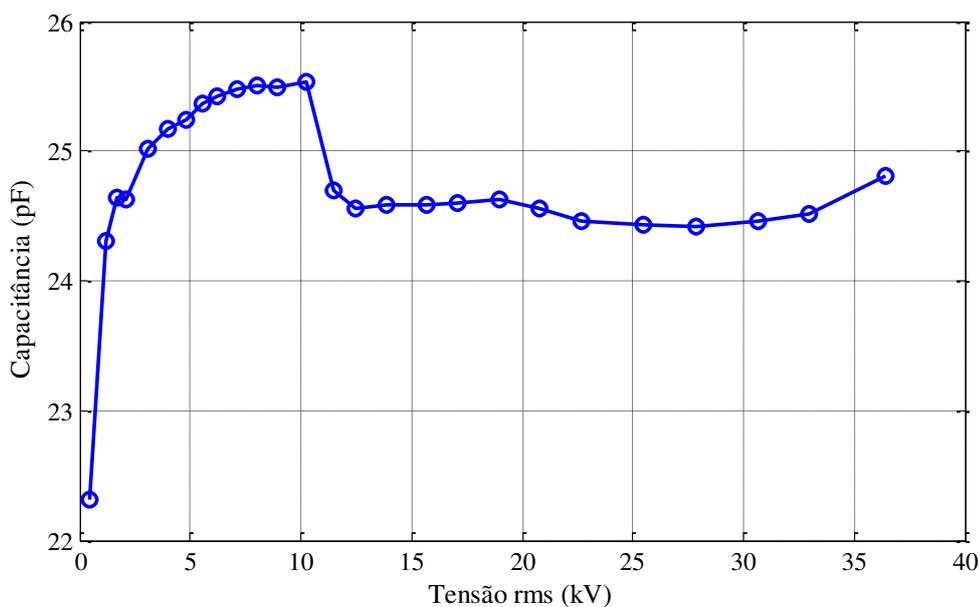


Figura 6.19 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o para-raios PR2.

Na Figura 6.20 é visualizada a variação das correntes capacitiva e resistiva com a tensão aplicada, para o para-raios PR3. Observa-se que o comportamento da corrente resistiva apresentou-se menos linear, diferente do comportamento observado em PR1 e PR2. Essa característica pode estar relacionada à diferença de classe e tipo de aplicação em relação aos para-raios PR1 e PR2. A corrente capacitiva apresentou forma similar a obtidas nos para-raios PR1 e PR2 e nos três varistores. Na Figura 6.21 é mostrada a variação da capacitância com a tensão aplicada ao para-raios PR3. A variação de capacitância para o para-raios PR3 situou-se

em torno de 20%. Diferente dos para-raios PR1 e PR2, a partir de 10 kV a capacitância tende a aumentar, mesmo para tensões superiores a tensão nominal do para-raios.

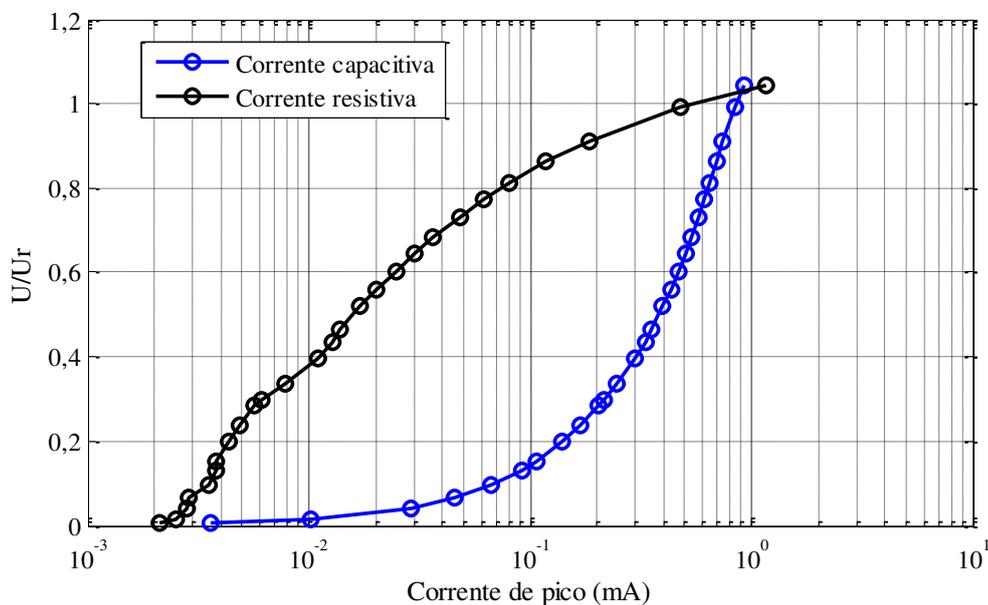


Figura 6.20 – Comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios PR3.

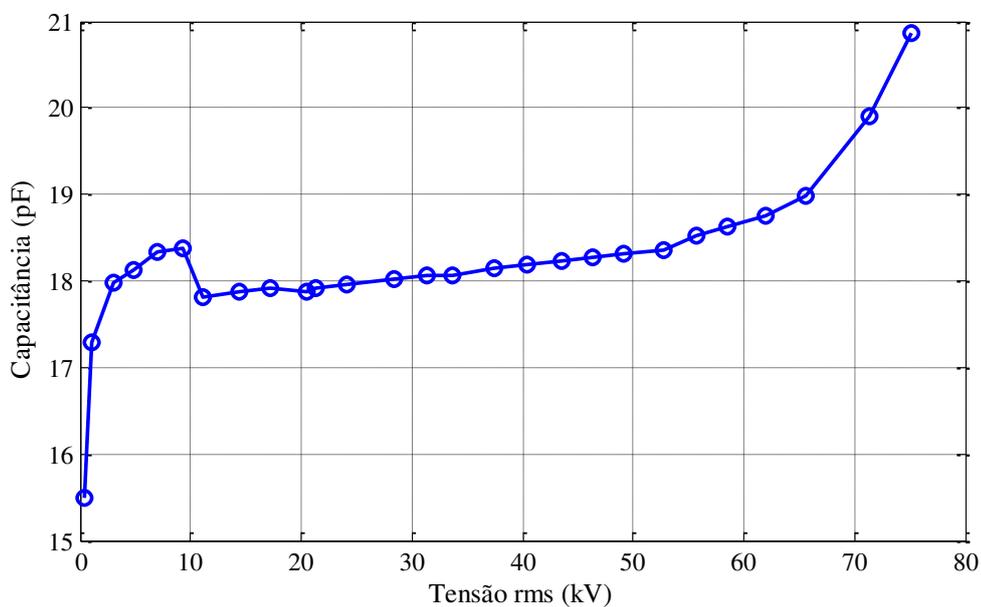


Figura 6.21 – Variação da capacitância com a tensão aplicada para o para-raios PR3.

De acordo com os resultados obtidos é observado que a capacitância do para-raios varia em função da tensão na região de baixa corrente, e que a variação é maior para os para-raios de maiores dimensões, e maiores tensões nominais. No estudo realizado foram obtidas variações de capacitância, entre os valores máximos e mínimos de até 20 %.

Observou-se que o comportamento da corrente resistiva varia de acordo com as dimensões físicas e tensão nominal, e quando se utiliza varistor ou para-raios completo.

6.5 Comparação Entre o Modelo de Para-Raios proposto e o Modelo do Resistor Não Linear

O modelo de para-raios proposto é constituído de um capacitor não linear em paralelo com cinco resistores não lineares. O modelo é construído com os dados obtidos da aplicação da metodologia proposta para a decomposição da corrente de fuga. Para a construção do modelo se faz necessário obter a curva característica da capacitância em função da tensão e às curvas I_r-V dos resistores não lineares, conforme visto na Seção 4.6.2. A curva da capacitância em função da tensão foi exemplificada na Seção 6.4. , as curvas I_r-V são obtidas através da interpolação e extrapolação da tensão com as corrente resistivas, em sua componente fundamental e harmônicas de 3^a, 5^a, 7^a e 9^a ordem, conforme descrito na Seção 4.6.2.

Na Figura 6.22 são visualizadas as curvas características I_r-V obtidas para o para-raios PR1.

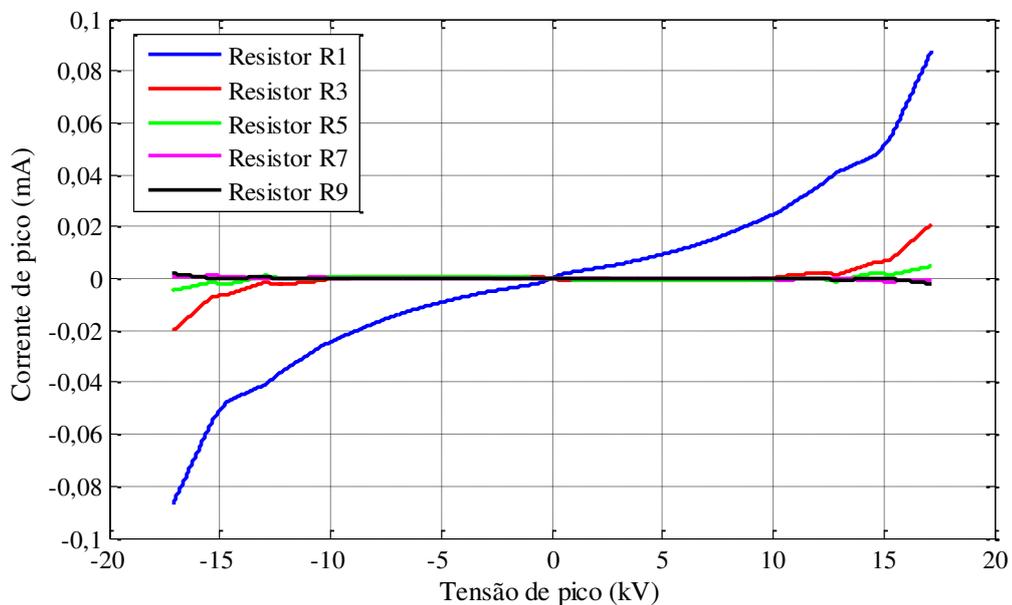


Figura 6.22 – Curvas características dos resistores não lineares do modelo gerado para o para-raios PR1.

Com o objetivo de validar o modelo, foram aplicados ao modelo os sinais de tensão medidos na caracterização do para-raios PR1. A corrente de fuga obtida utilizando o modelo foi comparada com a corrente de fuga medida.

Na Figura 6.23 são visualizadas as formas de onda da corrente de fuga total medida e obtida pelo modelo proposto para o para-raios PR1, quando da aplicação da tensão de 7,1 kV_{RMS} obtida durante o ensaio de caracterização.

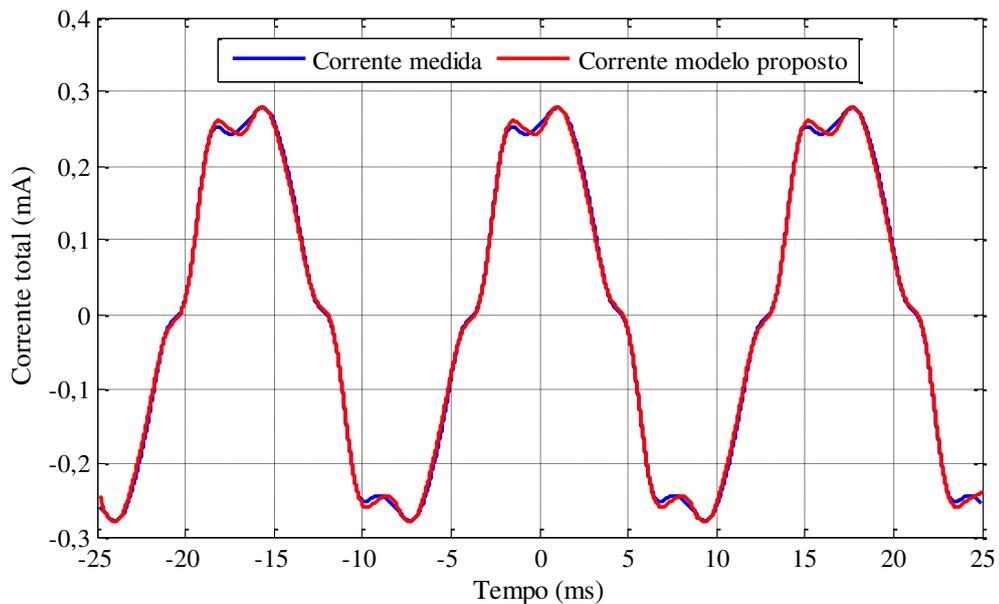


Figura 6.23 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo proposto para o para-raios PR1.

A forma de onda obtida pelo modelo apresenta-se muito próxima da corrente de fuga medida, como observado na Figura 6.23. Com o objetivo de comparar o resultado obtido com o resultado de outra modelo dinâmico de para-raios, o mesmo sinal de tensão aplicado ao para-raios PR1 foi utilizado no modelo do resistor não linear (convencional). Para a construção do modelo convencional os valores de pico da tensão e corrente de fuga medidos foram inseridos na sub-rotina do ATP, a qual utiliza a equação proposta para o modelo, conforme descrito na Seção 3.4.1.

Na Figura 6.24 é visualizada a mesma corrente de fuga medida apresentada na Figura 6.23, e a corrente de fuga obtida pelo modelo convencional. Percebe-se que o modelo convencional não reproduz as componentes harmônicas do sinal da corrente, tão pouco, o efeito capacitivo do para-raios predominante na região de baixa corrente. Apenas o valor de

pico é reproduzido com boa precisão. Sendo assim, ao comparar os sinais, percebe-se uma total falta de correlação entre o sinal medido e gerado pelo modelo convencional.

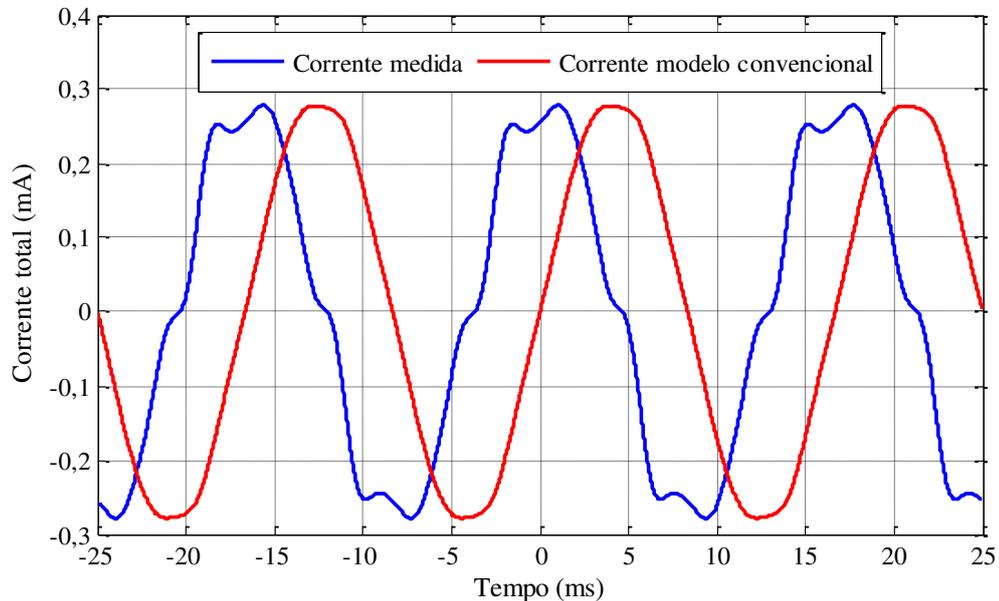


Figura 6.24 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo convencional para o para-raios PR1.

O valor de pico da corrente de fuga total em para-raios de ZnO é inadequado para representar o estado de degradação do para-raios (LUNDQUIST *et al.*, 1990). É a componente resistiva da corrente de fuga a responsável pela dissipação de potência no para-raios de ZnO. Constatou-se que quando a corrente resistiva aumenta seu valor em três vezes (300 %), a corrente de fuga total pode aumentar em apenas 4% (TRANSINOR, 1999 *apud* LIRA, 2007). Portanto, somente o valor de pico da corrente de fuga não traduz informação suficiente do para-raios na região de baixa corrente.

Com o objetivo de avaliar o modelo proposto em toda sua região de atuação, o modelo foi utilizado para todos os níveis de tensão obtidos durante a caracterização do para-raios PR1. Também foram aplicados os mesmos sinais de tensão no modelo convencional. Na Tabela 6.15 são apresentados os resultados do modelo proposto e do modelo convencional. São analisados o erro de pico da corrente de fuga total (Erro I_{PICO} (%)) e o índice de determinação R^2 .

Analisando a Tabela 6.15, observa-se que utilizando o modelo proposto o erro na determinação do pico da corrente de fuga foi baixo, menor que 7% em todos os níveis de tensão aplicada ao para-raios PR1. O índice de determinação R^2 mostrou-se excelente, maior que 0,990 em todos os níveis de tensão aplicada, obtendo em vários casos, índice de 0,999.

Para o modelo convencional, observa-se um baixo erro de pico, menor que 1% em todos os casos. Já o índice de determinação R^2 apresentou-se negativo em todos os casos, o que demonstra a falta de correlação entre o sinal medido e o sinal gerado pelo modelo convencional. O baixo valor do erro de pico deve-se ao fato do modelo ser construído com os valores de pico da corrente e tensão da curva característica, e os sinais de tensões obtidos da curva característica são os sinais de entrada do modelo.

Tabela 6.15 – Comparação entre o modelo proposto e o modelo convencional para o para-raios PR1.

Para raios PR1			Modelo proposto			Modelo convencional		
Tensão rms (kV)	TDHv (%)	I_{PICO} (μA)	I_{PICO} (μA)	Erro I_{PICO} (%)	R^2	I_{PICO} (μA)	Erro I_{PICO} (%)	R^2
0,442	1,638	17,503	16,427	-6,150	0,991	17,468	-0,199	-0,876
1,271	1,499	51,414	48,525	-5,619	0,997	50,929	-0,943	-0,933
2,107	1,741	84,085	80,984	-3,688	0,998	83,417	-0,794	-0,929
2,627	2,031	104,420	100,783	-3,483	0,998	103,768	-0,624	-0,913
3,419	2,163	136,578	133,412	-2,318	0,998	135,852	-0,531	-0,910
4,243	2,267	169,582	166,290	-1,941	0,999	169,060	-0,307	-0,903
4,888	2,401	192,397	190,071	-1,208	0,999	191,679	-0,373	-0,901
5,779	2,494	228,596	226,587	-0,878	0,999	228,048	-0,239	-0,886
7,111	2,401	278,477	278,673	0,070	0,999	277,869	-0,218	-0,864
7,573	2,449	296,408	297,745	0,451	0,999	296,431	0,007	-0,857
8,913	2,590	351,490	354,531	0,865	0,998	351,771	0,079	-0,832
9,354	2,652	368,399	374,014	1,524	0,998	369,923	0,413	-0,826
10,596	2,796	408,139	427,368	4,711	0,996	408,261	0,029	-0,842
11,066	2,778	425,556	444,124	4,363	0,996	423,479	-0,488	-0,810
12,451	2,811	482,137	500,654	3,84	0,993	481,181	-0,198	-0,669

Além do para-raios PR1, o modelo proposto e o modelo convencional foram aplicados para os para-raios PR2 e PR3, tendo como sinal de entrada os sinais de tensão obtidos no ensaio de caracterização. Na Figura 6.25 são apresentadas as curvas I_r - V do para-raios PR2, obtidas da construção do modelo proposto.

Na Figura 6.26 são visualizadas as formas de onda da corrente de fuga total medida e obtida pelo modelo proposto, quando da aplicação da tensão de 11,51 kV_{RMS} ao para-raios PR2, obtida durante o ensaio de caracterização.

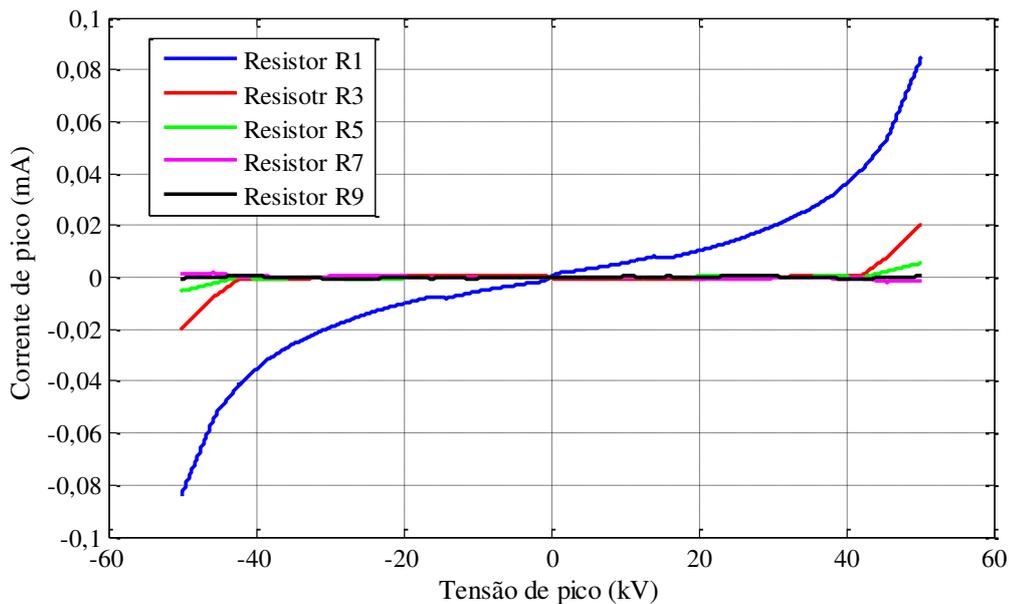


Figura 6.25 – Curvas características dos resistores não lineares do modelo gerado para o para-raios PR2.

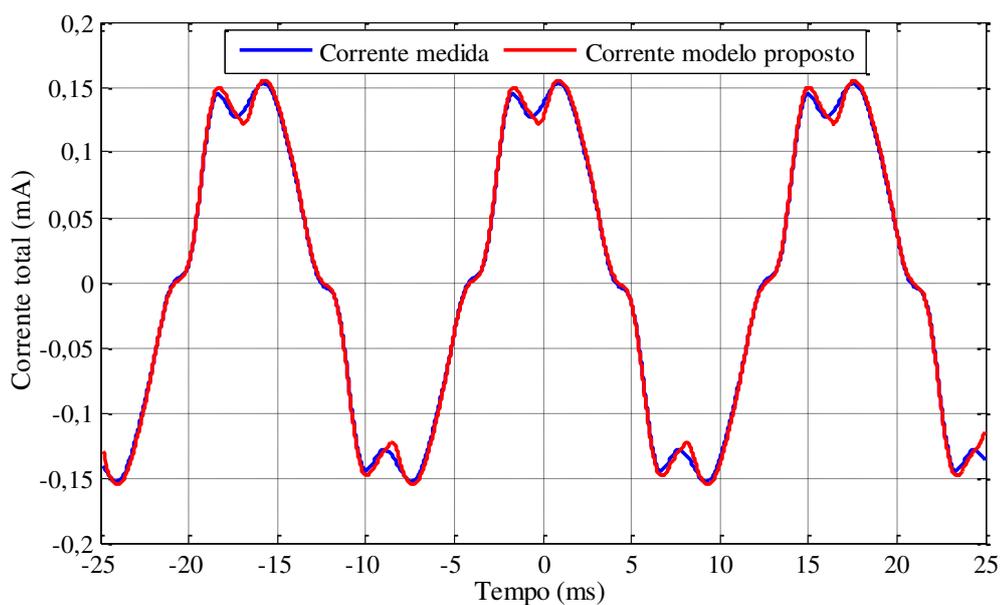


Figura 6.26 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo proposto para o para-raios PR2.

Na Figura 6.27 são visualizadas as formas de onda da corrente de fuga medida e obtida pelo modelo convencional. Observa-se que a corrente do modelo convencional apresenta uma pequena distorção próxima ao valor de pico, porém esta distorção não está correlacionada com a corrente medida. O efeito capacitivo não é contemplado pelo modelo convencional.

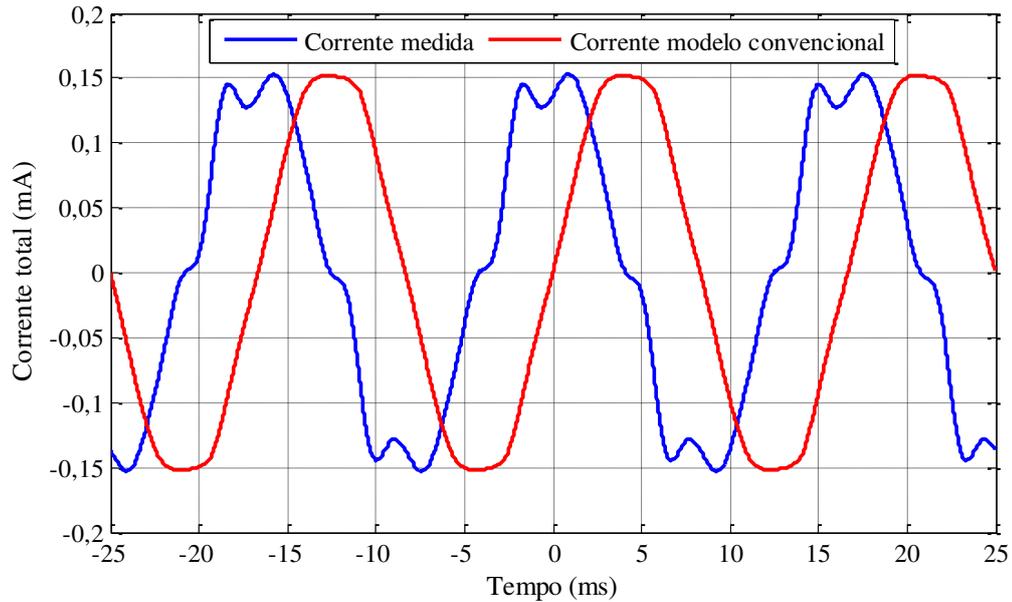


Figura 6.27 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo convencional para o para-raios PR2.

Na Tabela 6.16 são apresentados os resultados do modelo proposto e do modelo convencional para o para-raios PR2. Analisando a Tabela 6.16 observa-se que o erro de pico da corrente foi menor que 14% em todos os casos, e os maiores erros estão nos níveis de tensão mais baixos. Em relação ao índice de determinação R^2 , com exceção dos três primeiros casos, todos os demais casos obtiveram índices maiores que 0,990. Os resultados utilizando o modelo convencional apresentaram um erro muito baixo para o pico da corrente, menos de 2% em todos os casos. Entretanto, em todos os casos o R^2 foi negativo, devido à falta de correlação entre os sinais.

Tabela 6.16 – Comparação entre o modelo proposto e o modelo convencional para o para-raios PR2.

Para raios PR2		Modelo proposto				Modelo convencional		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I_{tPICO} (μA)	I_{tPICO} (μA)	Erro I_{tPICO} (%)	R^2	I_{tPICO} (μA)	Erro I_{tPICO} (%)	R^2
0,446	2,297	6,2922	5,421	-13,845	0,960	6,224	-1,083	-0,794
1,161	1,646	16,295	14,185	-12,948	0,982	16,143	-0,932	-0,912
1,720	1,823	23,569	21,195	-10,072	0,988	23,591	0,093	-0,948
2,076	1,838	28,485	26,182	-8,084	0,991	28,297	-0,660	-0,956
3,075	2,116	41,767	39,486	-5,461	0,993	41,734	-0,079	-0,945
3,967	2,203	54,119	51,859	-4,175	0,995	54,213	0,173	-0,952
4,855	2,321	66,195	63,792	-3,630	0,996	66,344	0,225	-0,958
5,586	2,581	76,981	74,068	-3,784	0,996	77,068	0,113	-0,958
6,214	2,554	84,954	82,332	-3,086	0,996	85,396	0,520	-0,956
7,102	2,563	97,492	94,659	-2,905	0,997	97,965	0,485	-0,958
8,001	2,594	109,795	107,057	-2,493	0,997	110,393	0,544	-0,958
8,902	2,626	122,016	119,129	-2,366	0,998	122,356	0,278	-0,954
10,232	2,625	140,382	137,314	-2,185	0,998	140,990	0,433	-0,950
11,513	2,763	152,845	155,271	1,587	0,998	152,232	-0,401	-0,994
12,445	2,739	164,114	167,501	2,063	0,998	163,300	-0,496	-0,981
13,833	2,819	183,049	187,541	2,453	0,998	182,223	-0,451	-0,964
15,693	2,926	208,433	214,360	2,843	0,998	207,664	-0,368	-0,953
17,092	2,897	227,798	235,138	3,222	0,998	227,640	-0,069	-0,952
18,966	2,957	253,041	261,189	3,220	0,998	252,036	-0,397	-0,941
20,822	3,017	278,404	288,919	3,776	0,998	278,930	0,188	-0,942
22,708	3,061	302,860	314,514	3,847	0,998	302,965	0,034	-0,937
25,503	3,057	340,563	352,134	3,397	0,998	339,476	-0,319	-0,920
27,852	3,187	375,104	386,229	2,965	0,998	375,949	0,225	-0,912
30,639	3,388	418,490	428,703	2,440	0,994	418,796	0,073	-0,888
32,989	3,266	446,254	455,838	2,147	0,996	447,272	0,228	-0,842
36,405	3,407	499,566	502,068	0,500	0,991	499,175	-0,078	-0,707

Na Figura 6.28 são apresentadas as curvas I_r - V do para-raios PR3, obtidas da construção do modelo proposto. Na Figura 6.29 são visualizadas as formas de onda da corrente de fuga total medida e obtida pelo modelo proposto, quando da aplicação da tensão de 49,12 kV_{RMS} ao para-raios PR3, obtida durante o ensaio de caracterização.

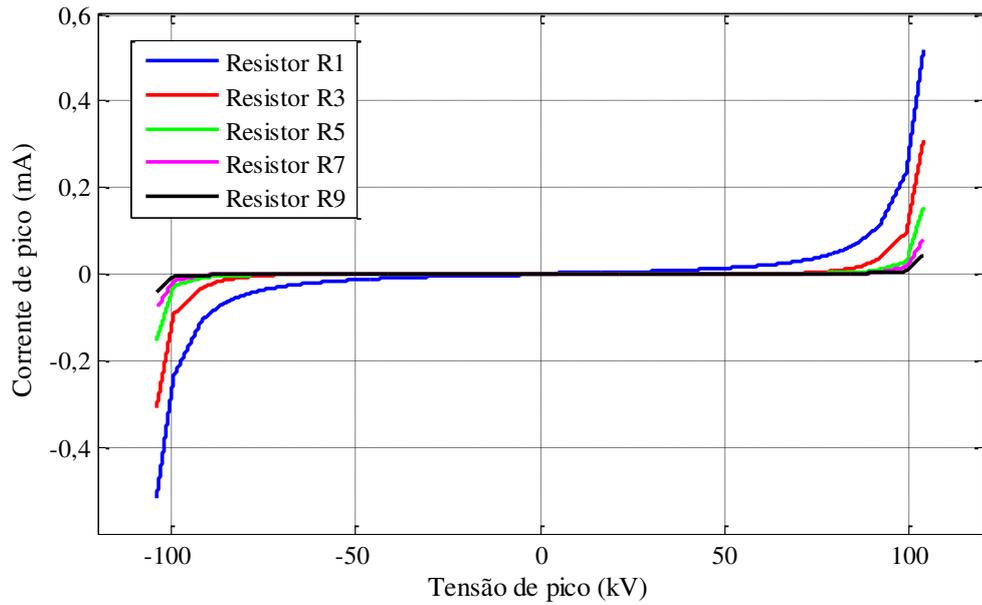


Figura 6.28 – Curvas características dos resistores não lineares do modelo gerado para o para-raios PR3.

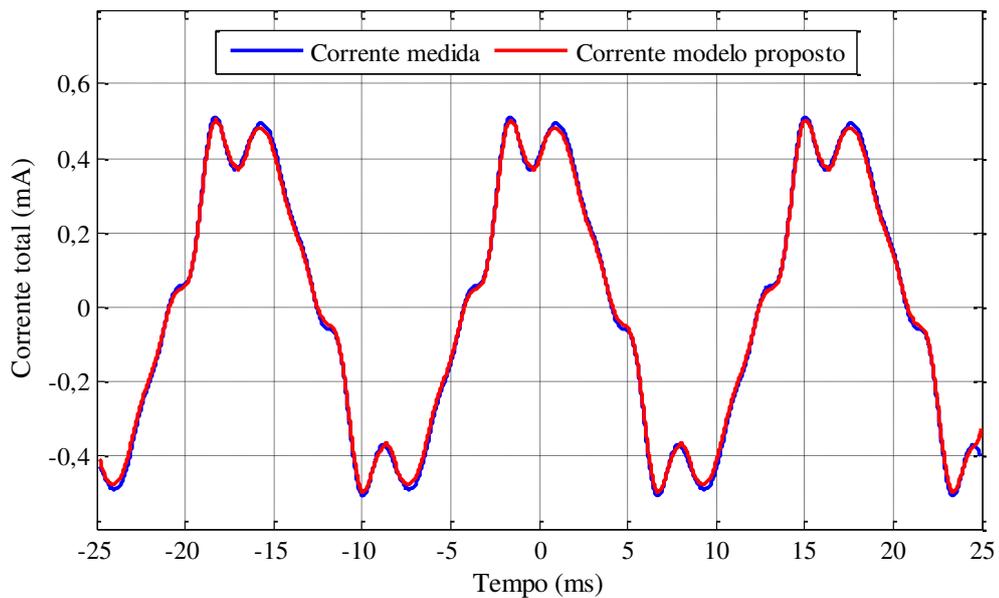


Figura 6.29 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo proposto para o para raios PR3.

Na Figura 6.30 são visualizadas as formas de onda da corrente de fuga medida e obtida pelo modelo convencional para o para-raios PR3. De forma semelhante aos resultados com os para-raios PR1 e PR2, o pico da corrente é muito próximo do pico da corrente medida. Entretanto, a distorção harmônica da corrente de fuga e o efeito capacitivo não são contemplados pelo modelo.

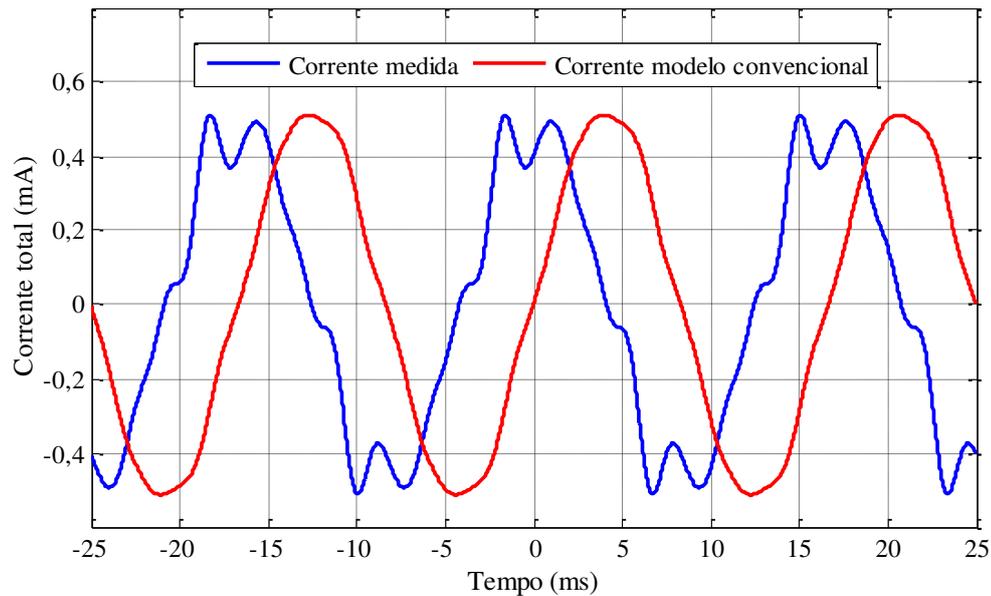


Figura 6.30 – Formas de onda da corrente medida e fornecida pelo modelo convencional para o para-raios PR3.

Na Tabela 6.17 são apresentados os resultados do modelo proposto e do modelo convencional para o para-raios PR3. Observam-se resultados semelhantes aos obtidos no para-raios PR1 e PR2. O erro de pico da corrente são maiores para os primeiros casos, isso também está associado à baixa amplitude da corrente fuga nessa região, poucos microampères.

Os resultados utilizando o modelo proposto mostraram-se muito bons, com índice de determinação R^2 maiores que 0,990 em praticamente todos os casos.

Na utilização do modelo proposto os pequenos erros estão associados principalmente a: interpolação e extrapolação do vetor de capacitâncias e do vetor de correntes resistivas; e a consideração de simetria entre os valores positivos e negativos das curvas características $V-I_r$.

A interpolação e extrapolação, linear, gera novos pontos. Pode ser que entre dois pontos sucessivos o comportamento não seja linear, e o erro associado a essa aproximação será refletido no erro do valor de pico. Dessa forma, uma maior quantidade de pontos, ou um outro método de interpolação pode minimizar os erros no valor de pico das correntes de fuga (resistiva, capacitiva e total).

A consideração de simetria entre os valores positivos e negativos das curvas características $V-I_r$, fez com que a corrente resistiva não representasse a possível assimetria existente em $\frac{1}{4}$ de período, gerando um erro na forma de onda.

Tabela 6.17 – Comparação entre o modelo proposto e o modelo convencional para o para-raios PR3.

Para-raios PR3			Modelo Proposto			Modelo convencional		
Tensão RMS (kV)	TDHv (%)	I_{tPICO} (μ A)	I_{tPICO} (μ A)	Erro I_{tPICO} (%)	R^2	I_{tPICO} (μ A)	Erro I_{tPICO} (%)	R^2
0,448	2,155	4,699	3,953	-15,875	0,942	4,622	-1,638	-0,684
1,095	1,639	11,058	9,439	-14,641	0,969	10,807	-2,269	-0,879
3,082	1,880	30,081	28,051	-6,7484	0,988	30,125	0,146	-0,951
4,885	2,149	47,184	44,951	-4,732	0,993	47,371	0,396	-0,948
6,948	2,306	67,401	65,393	-2,979	0,994	67,460	0,087	-0,928
9,377	2,471	89,849	87,280	-2,859	0,996	89,824	-0,027	-0,915
11,096	2,515	102,971	103,925	0,926	0,997	102,122	-0,824	-0,949
14,352	2,658	134,818	136,829	1,491	0,998	134,163	-0,485	-0,933
17,158	2,715	163,929	163,975	0,028	0,998	162,953	-0,595	-0,943
20,417	2,721	197,004	196,623	-0,193	0,998	196,349	-0,332	-0,967
21,375	2,878	210,698	207,602	-1,469	0,998	209,090	-0,763	-0,972
24,182	2,966	241,402	237,277	-1,708	0,998	240,013	-0,575	-0,997
28,401	3,096	287,154	282,743	-1,536	0,999	286,557	-0,207	-1,019
31,278	3,147	320,244	315,040	-1,625	0,999	320,285	0,012	-1,032
33,606	3,167	345,296	338,700	-1,91	0,999	345,188	-0,031	-1,041
37,387	3,206	386,434	378,123	-2,150	0,999	385,694	-0,191	-1,040
40,401	3,191	420,737	410,829	-2,354	0,999	420,521	-0,051	-1,040
43,482	3,212	451,000	441,052	-2,205	0,999	451,131	0,029	-1,035
46,312	3,344	485,091	474,936	-2,093	0,999	484,653	-0,090	-1,030
49,120	3,296	511,478	502,472	-1,760	0,999	512,164	0,134	-1,022
52,689	3,360	551,004	541,321	-1,757	0,998	550,765	-0,043	-1,002
55,792	3,461	584,238	577,062	-1,228	0,998	583,949	-0,049	-0,961
58,592	3,397	610,994	605,102	-0,964	0,997	611,310	0,051	-0,923
62,031	3,409	648,976	642,525	-0,994	0,995	647,478	-0,230	-0,848
65,624	3,369	684,838	679,376	-0,797	0,991	684,124	-0,104	-0,728
71,289	3,315	749,332	734,020	-2,043	0,966	746,494	-0,378	-0,336
75,216	3,369	1254,370	1115,960	-11,034	0,933	1251,205	-0,252	0,145

Na Figura 6.31 é visualiza a forma de onda da componente resistiva da corrente de fuga do para-raios PR3, para o pior caso, quando a tensão aplicada ao para-raios foi 75,21 kV_{RMS}, e o R^2 entre o sinal da corrente de fuga medida e o sinal obtido utilizando o modelo proposto foi de 0,933. O sinal é comparado com a componente resistiva da corrente de fuga obtida utilizando a metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta. É possível observar

os dois erros descritos anteriormente, resultando em erros no valor de pico e na forma de onda.

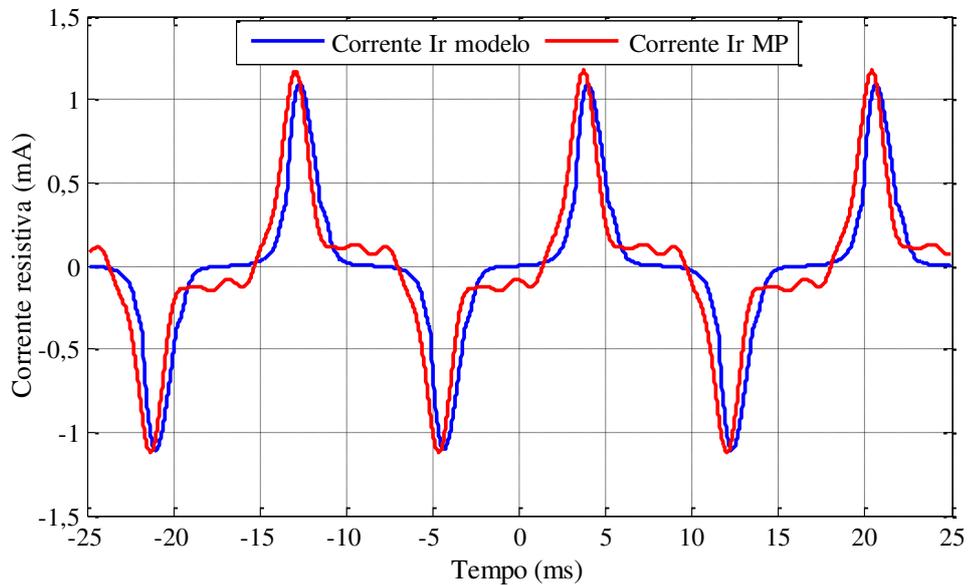


Figura 6.31 – Formas de onda das correntes resistivas (PR3) obtidas utilizando o modelo proposto e a metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta.

Na Figura 6.32 é visualizado meio período das formas de onda observadas na Figura 6.31. É destacado que a assimetria existente em $\frac{1}{4}$ de período, obtida utilizando a metodologia de decomposição proposta, não é contemplada no resultado do modelo proposto. A pequena assimetria observada utilizando o modelo proposto deve-se somente a distorção harmônica da tensão.

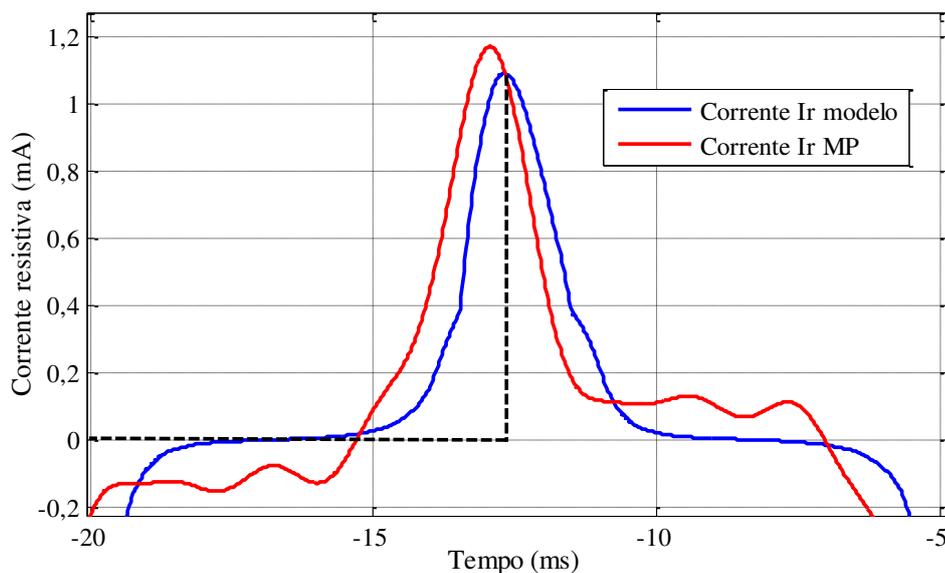


Figura 6.32 – Zoom de meio período das formas de onda visualizadas na Figura 6.31.

Na Figura 6.33 é visualizada a forma de onda da componente capacitiva da corrente de fuga do para-raios PR3, para o pior caso. O sinal é comparado com a componente capacitiva da corrente de fuga obtida utilizando a metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta. É possível observar o erro no valor de pico atribuído a interpolação e extrapolação linear.

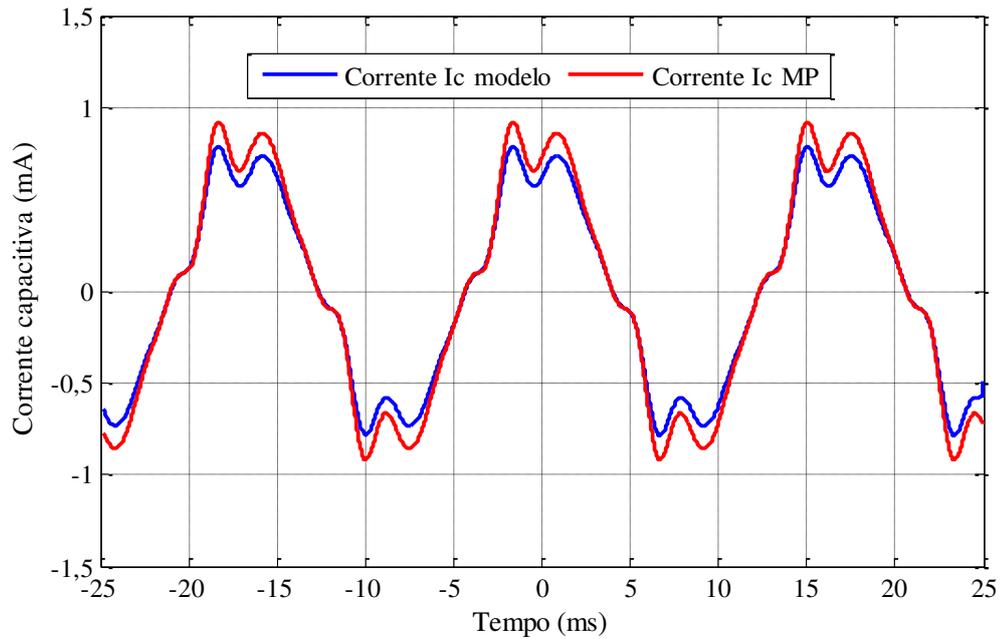


Figura 6.33 – Formas de onda das correntes capacitivas (PR3) obtidas utilizando o modelo proposto e a metodologia de decomposição da corrente de fuga proposta.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho foram apresentados uma metodologia para decomposição da corrente de fuga em para-raios de ZnO e um modelo adaptativo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. A metodologia de decomposição proposta foi comparada com outras metodologias existentes na literatura, e o modelo de para-raios proposto foi comparado com resultados experimentais e o modelo de para-raios convencional.

A análise comparativa entre os métodos de decomposição da corrente de fuga em para-raios evidenciou erros no valor de pico da corrente resistiva de mais de 100%, e coeficientes de determinação R^2 menores que 0,150 entre as metodologias avaliadas, o que demonstra inconsistência entre os métodos. Dentre os métodos avaliados, o método da ponte virtual (MPV) é o que melhor representa as componentes resistiva e capacitiva do para-raios, pois, assim como na metodologia proposta, é considerado o efeito da distorção harmônica da tensão na corrente de fuga total.

O MPV e o método proposto apresentam concordância acentuada, com valores de R^2 maiores que 0,980 em todos os varistores e para-raios ensaiados. Essa concordância é em parte atribuída à adoção do mesmo critério de fase utilizado na metodologia de decomposição proposta.

Apesar da concordância nos resultados utilizando a metodologia de decomposição proposta e o MPV, os resultados da metodologia proposta são mais exatos, pois o erro relacionado às aproximações matemáticas, realizadas na dedução do equilíbrio da ponte de compensação diferencial capacitiva, inerente ao método MPV, não existe na metodologia de decomposição proposta. Além disso, também não existe o erro associado à aplicação da Transformada de Fourier. Na metodologia proposta os erros estão associados à utilização da regra de integração trapezoidal com amortecimento, e ao critério de fase utilizado na comparação de fase entre a tensão e a corrente resistiva.

A partir dos bons resultados obtidos utilizando o método de decomposição proposto foi obtido o comportamento da corrente resistiva e capacitiva do para-raios na região de baixa corrente. Diferente do que é assumido no modelo simplificado do para-raios, os valores de

capacitância obtidos indicou que a capacitância não é linear na região de baixa corrente. Os valores de capacitância variaram entre seus valores máximos e mínimos, de 5% a 20%. A variação foi maior para os para-raios de dimensões e tensões nominais maiores, e para os varistores degradados.

Após construir o modelo proposto e aplicá-lo nos dados obtidos, os resultados foram comparados com os resultados do modelo do resistor não linear (convencional), bastante utilizado na representação do para-raios.

As formas de onda das correntes de fuga obtidas utilizando o modelo convencional, muito se distanciaram das formas de onda das correntes de fuga medidas. Os resultados obtidos utilizando o modelo convencional não contemplaram o efeito capacitivo, predominante na região de baixa corrente, e nem tão pouco a distorção harmônica da corrente de fuga. A comparação entre os valores de pico obtiveram excelentes resultados. Os índices de determinação R^2 obtidos da comparação entre os resultados das correntes de fuga utilizando o modelo convencional e as correntes de fuga medidas foram negativos em praticamente todos os resultados, o que confirmou a falta de correlação entre esses sinais.

As correntes de fuga obtidas utilizando o modelo proposto concordaram com as correntes de fuga medidas. Os resultados obtidos utilizando o modelo proposto contemplaram o efeito capacitivo e a distorção harmônica da corrente de fuga. Os índices de determinação R^2 obtidos da comparação entre as correntes de fuga fornecidas pelo modelo proposto e as medidas foram maiores que 0,980, em praticamente todos os resultados, o que confirmou a elevada correlação entre os sinais. Utilizando o modelo proposto é possível extrair, isoladamente, a componente resistiva e capacitiva da corrente de fuga.

O trabalho desenvolvido atingiu o objetivo de desenvolver um modelo de para-raios de ZnO para a região de baixa corrente. Também foi desenvolvida uma nova metodologia para a decomposição da corrente fuga em para-raios de ZnO, que demonstrou ser mais eficiente que as metodologias aqui avaliadas. Utilizando a metodologia proposta para decomposição da corrente de fuga, obteve-se o comportamento resistivo e capacitivo do varistor e para-raios de ZnO na região de baixa corrente.

Como continuação deste trabalho propõe-se:

- Utilizar outros métodos, como por exemplo, a ponte Schering, para verificar a não linearidade da capacitância do para-raios na região de baixa corrente;
- Realizar um estudo minucioso da microestrutura do varistor de ZnO, a fim de justificar a variação de capacitância obtida na região de baixa corrente;

- Utilizar o modelo proposto para avaliar a influência da distorção harmônica da tensão na corrente de fuga total, e nas suas componentes resistiva e capacitiva;
- Aplicar o modelo proposto em diferentes condições de ensaio, como por exemplo para diferentes temperaturas, e avaliar os resultados medidos e obtidos pelo modelo.

Referências Bibliográficas

ABB. **High Voltage Surge Arresters – Product Guide**. 1995.

ABB. **Surge Arresters – Buyer’s Guide**. ed. 8, 2010-12, Ludvika, Sweden, 2009.

ALVARADO, F. I.; LASSETER, R. H.; SANCHEZ J. J. Testing of trapezoidal integration with damping for the solution of power transient problems. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, v. 102, n. 12, p. 3783-3790, Dezembro 1983.

BARBOSA, F. B. **Técnicas de Diagnóstico e Correlação com Fenômenos de Degradação em Varistores ZnO**. Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro. Dissertação de Mestrado, Rio de Janeiro, 2007.

BASTOS, E. A. **Otimização de Seções Retangulares de Concreto Armado Submetidas à Flexo-Compressão Oblíqua Utilizando Algoritmos Genéticos**. Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro. Tese de Doutorado, Rio de Janeiro, 2004.

BRANDWAIN, V. Damping of numerical noise in the EMTP solution. **EMTP Newsletter**, v.2, n.3, p. 20-32, Fevereiro 1982.

BRITO, V. S.; LIRA, G. R. S.; COSTA, E. G.; ALMEIDA, G. J. C. Estudo Comparativo de Métodos de Decomposição da Corrente de Fuga Total em Para-Raios ZnO. **Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos SBSE**, Goiânia, 2012.

CHUA, L. O.; LIN. P. M. Computer-aided analysis of electronic circuits algorithms and computational techniques. **Prentice-Hall Inc.**, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

CIGRE Working Group 33.02, Guidelines for representation of net-work elements when calculating transients. **CIGRE Brochure 39**, 1990.

COSTA, E. G. **Análise do Desempenho de Pára-raios de Óxido de Zinco**. Campina Grande: Universidade Federal da Paraíba, (Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica), 1999.

D'AJUZ, A.; RESENDE, F. M.; CARVALHO, F. M. S.; NUNES, I. G.; FILHO, J. A.; DIAS, L. E. N.; PEREIRA, M. P.; FILHO, O. K.; MORAIS, S. de A. **Equipamentos Elétricos: Especificação e Aplicação em Subestações de Alta Tensão**, ed. Universidade Federal Fluminense, 1985.

DUGAN, R. C.; McGRANAGHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. **Electrical power systems quality**, ed. McGraw-Hill, 2004.

FRANCO, J. L. **Estudo das Propriedades Elétricas dos Varistores de ZnO na Região de Baixas Tensões Aplicadas**. Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, Dissertação de Mestrado, Campina Grande, 1993.

FURTADO, J. G. M. **Correlações entre fenômenos de grão e de contornos de grão e o desempenho de cerâmicas varistoras**. Pós Graduação de Engenharia da Universidade Federal do Rio de Janeiro, Tese de Doutorado, Rio de Janeiro, 2005.

HEINRICH, C.; HINRICHSEN, V. Diagnostics and Monitoring of Metal-Oxide Surge Arresters in High-Voltage Networks-Comparison of Existing and Newly Developed Procedures. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 16, n. 1, p. 138–143, Janeiro, 2001.

HILEMAN, A. R. **Insulation Coordination for Power Systems**. **Marcel Dekker, Inc.** New York, USA, 1999.

HINRICHSEN, V. Monitoring of high voltage metal oxide surge arrester. **VI Jornadas Internacionales de Aislamiento Electrico**, Bilbao, 22 –23 Outubro 1997.

IEC 60099-4. (2004-05): **Surge arresters – Part 4: Metal-oxide surge arresters without gaps for a.c. systems**. ed. 2, 2004.

IEC 60099-5. (2000-03): **Surge arresters – Part 5: Selection and application recommendations**. ed. 1.1, 2000.

IEEE Standard C62.11-2005. **Metal-Oxide Surge Arresters for AC Power Circuits (>1 kV)**, 2005.

KARAWITA, C.; RAGHUVVEER, M. R. On site MOSA condition assessment – A new Approach. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 21, n.3, Julho 2006.

KELLEY, C. T. **Iterative Methods for Optimization**. Estados Unidos, Philadelphia, 1999.

KIL, G. S., HAN, J. S., LEE, J. H., KIM, J.B., CHO, H. G.: Influence of the third harmonic component in power system voltage on arresters diagnostics. **Proceedings of The 13th International Symposium on High Voltage Engineering**, Delft, Netherlands, 25-29 Agosto 2003.

LIAO, R. *et al.* Analysis of the performance of two digital methods for measuring MOA resistance current. **Proc. 2001 Int. Symp. Electrical Insulating Materials**. p.749–752, Novembro 2001.

LIN, J.; MARTÍ, J. R. Suppression of Numerical Oscillations in the EMTP. **Power Systems, IEEE Transactions on**, vol. 4, n. 2, p. 739-747, Maio 1989.

LIRA, G. R. S. **Estimação de parâmetros 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.

LIRA, G. R. S. **Monitoramento da corrente de fuga em para-raios de óxido de zinco com base na medição da corrente de fuga total**. Campina Grande: Universidade Federal de Campina Grande, (Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica), 2012.

LIRA, J. G. A.; FREIRE, R. C. S.; COSTA, E. G.; MACEDO, E. C.T.; LUCIANO, B. A. Sistema de avaliação espectral para sistemas elétricos baseado em microcontrolador. **6^o Encuentro de Potencia, Instrumentación y Medidas**, Uruguai, 2005.

LIRA, J. G. A. **Sistema de aquisição de dados para monitoramento e diagnóstico remoto das condições de pára-raios de óxido de zinco**. Campina Grande: Universidade Federal de Campina Grande, (Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica), 2007.

LIU, H.; HU, H. Development of Tester of the Resistive Leakage Current of MOA. **Power and Energy Engineering Conference**. Asia-Pacific, 2010.

LONG, Z. X.; HUA, L. Z.; HUAN, Z.; SAMEE, A. A Decomposition Method of Capacitive Current and Resistive Current under Periodic Stimulation. **International Conference on High Voltage Engineering and Application**. Chongqing, China, 9-13 Novembro, 2008.

LUNDQUIST, J.; STENSTROM, L.; SCHEI, A.; HANSEN, B. New method for measurement of the resistive leakage currents of metal-oxide surge arresters in service. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 5, n. 4, p. 1811-1822, Novembro, 1990.

MATSUOKA, M. Nonohmic properties of zinc oxide ceramics. **Jpn. J. Appl. Phys.**, v. 10, n. 6, p. 737-746, 1971.

MORAES, H. M. **Verificação de Degradação de Blocos Cerâmicos à Base de Óxido de Zinco através da Medição de Descargas Parciais**. Campina Grande, Universidade Federal da Paraíba, (Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica), 1987.

MIRANDA, G. C. Eliminação de Oscilações Numéricas no Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos Utilizando o Método de Integração Trapezoidal Amortecida. **9º Congresso Brasileiro de Automática**, p. 735-740, Vitória-ES, 1992.

NAIDU, S. R.; SRIVASTAVA, K. D. The validity of circuits for measuring the resistive leakage current of zinc oxide arresters. **5th International Symposium on High Voltage Engineering**, Braunschweig, 1987.

NAIDU, S. R.; SOUZA, E. V. N., LIMA, A. M. N. Suppression of Numerical Oscillations Power Electronic Converter Simulation. **XIV Congresso Brasileiro de Automatica**. Natal, 2002.

PHILIPP, H. R.; LEVINSON, L. M. Low-Temperature Electrical Studies On Metal-Oxide Varistors - A Clue to Conduction Mechanisms. **Journal of Applied Physics**, v. 48, n. 4, p. 1621-1627, Abril 1977.

RAO, S. S. **Engineering Optimization: Theory and Practice**. New York, USA: John Wiley & Sons, Ltd., 1996.

SEMLYEN, A. Discussion on the paper: Suppression of numerical oscillations in the EMTP. **Power Systems, IEEE Transactions on**, vol. 4, n. 2, p. 746-747, Maio, 1989.

SHIRAKAWA, S.; ENDO, F.; KITAJIMA, H.; KOBAYASHI, S.; KURITA, K.; GOTO, K.; SAKAI, M., Maintenance of surge arrester by a portable arrester leakage current detector. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 3, n. 3, p. 998 - 1003, Julho 1988.

SPELLMAN, C. A.; HADDAD, A. A Technique for On-Line Monitoring of ZnO Surge Arresters. **10th International Symposium on High Voltage Engineering**, Montreal, Canada, Agosto 1997.

SOUZA, R. T. **Medição e Análise Harmônica da Corrente de Fuga Resistiva em Varistores de ZnO**. Campina Grande: Universidade Federal de Campina Grande, (Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica)., 2004.

THE MATHWORKS, INC. **Curve Fitting Toolbox User's Guide**. V. 3.3. (R2012b), 2012.

YALLA, M. K.; PALAKALURI, V. A New Modified Shifted Current Technique To Diagnose The Surge Arrester Condition. **International Journal of Engineering Research & Technology**, v.1, Issue 8, Outubro 2012.

YAN, X., WEN, Y., YI, X. Study on the Resistive Leakage Current Characteristic of MOV Surge Arresters. **Proceedings of The Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002**, v. 2, p. 683-687, Asian Pacific, Outubro 2002.

ZHAO, T.; LI, Q.; QIAN, J. Investigation on Digital Algorithm for On-Line Monitoring and Diagnostics of Metal Oxide Surge Arrester Based on an Accurate Model. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 20, n. 2, p. 751-756, Abril 2005.