



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

**SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS PARA MONITORAMENTO E
DIAGNÓSTICO REMOTO DAS CONDIÇÕES DE PÁRA-RAIOS DE
ÓXIDO DE ZINCO**

JOSÉ GUTEMBERGUE DE ASSIS LIRA

ORIENTADORES

BENEDITO ANTONIO LUCIANO, D.Sc.

EDSON GUEDES DA COSTA, D. Sc.

RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, DR.

CAMPINA GRANDE, SETEMBRO DE 2007

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Sistema de aquisição de dados para monitoramento e diagnóstico remoto das condições de pára-raios de óxido de zinco

José Gutemberg de Assis Lira

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

Área de Concentração:

Processamento da Informação, Instrumentação e Controle

Benedito Antonio Luciano, D. Sc.

Edson Guedes da Costa, D. Sc.

Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr.

Orientadores

**Campina Grande, Paraíba, Brasil
Setembro 2007**

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

L768s

2007 Lira, José Gutembergue de Assis.

Sistema de aquisição de dados para monitoramento e diagnóstico remoto das condições de pára-raios de óxido de zinco / José Gutembergue de Assis Lira. — Campina Grande, 2007.

151. : il.

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

Referências.

Orientadores: Dr. Benedito Antonio Luciano, Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire e Dr. Edson Guedes da Costa.

1. Sensor de Corrente. 2. Nanocrystalline Alloy. 3. Surge Arrester. 4. Leakage Current. I. Título.

CDU 621.317.31(043)

AGRADECIMENTOS

A cada fase da vida sentimos uma sensação diferente e sabemos que ao final de cada etapa celebramos pelo conhecimento adquirido e tentamos nos tornar melhores profissionais fascinados pelo prazer de realizar, pelo encanto de fazer, de construir, de descobrir e participar. Uma busca contínua que nos faz crescer e expandir os conhecimentos com energia e determinação, procurando explorar novas possibilidades e potenciais com lucidez, acreditando que há sempre um novo limite a ser conquistado.

São muitos aqueles a quem eu gostaria de agradecer: aos meus pais, à minha esposa, aos meus filhos, a todos os parentes, aos amigos que adquirimos ao longo do curso ou àqueles que sempre estiveram juntos, aos colegas de trabalho, compreendendo professores e funcionários. Porém existem pessoas a quem os agradecimentos, por mais que sejam feitos, nunca serão suficientes para mostrar o quanto somos gratos pela ajuda.

Agradeço aos fabricantes Thornton, Toroid do Brasil, Mecagis e Hitachi pela colaboração e doação dos núcleos toroidais utilizados neste trabalho.

Meu reconhecimento pela dedicação e apoio durante as montagens em laboratório a Euler Tavares de Macedo, Thiago Batista e Estácio Tavares Wanderley Neto.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma colaboraram para que este trabalho adquirisse a forma atual, em especial aos meus orientadores.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais Mozart de Souza Assis e Genedy Lira de Assis
A minha esposa Sandra Maria
Aos meus filhos Felipe e Marina
Aos meus irmãos Inês, Roberval, Rogério, Esmerinda e Eduardo
Aos meus tios, sobrinhos e primos
A toda a família!

A ciência e a arte têm em comum o fato de que ambas existem para simplificar a vida do homem.

RESUMO

Este trabalho tem como aspecto inovador o desenvolvimento de um sistema capaz de monitorar, armazenar, analisar e transmitir à distância as informações contidas na corrente de fuga sobre o estado de degradação do pára-raios. Para tanto, foram utilizados um sensor de corrente em núcleo toroidal, fabricado com liga nanocristalina; uma técnica inovadora de discriminação das componentes resistiva e capacitiva e técnicas de processamento digital de sinais, associado a um sistema de transmissão de dados, que o habilita a ser utilizado na inspeção de pára-raios de óxido de zinco. Sua operação visa aumentar a exatidão, a eficiência e a confiabilidade no monitoramento dos pára-raios e conseqüentemente a confiabilidade do sistema elétrico. É apresentado um novo sistema de aquisição de dados, baseado na integração de técnicas de processamento analógico e digital de sinais, visando estudar o desempenho elétrico de um pára-raios de óxido de zinco em operação, a partir do monitoramento contínuo da sua corrente de fuga. Um algoritmo de gerenciamento e interpretação dos dados medidos foi desenvolvido com a possibilidade de monitorar continuamente, dentro dos intervalos previstos de amostragem, a ocorrência de mudanças na corrente de fuga. Os resultados das análises da corrente de fuga podem ser transmitidos diretamente para uma sala de operações através de um sistema de comunicação de dados. Adicionalmente uma interface é acrescentada ao sistema com a função de compatibilizar e disponibilizar para transmissão os registros dos dados das informações adquiridas para diagnóstico automático, por meio de radio frequência, infravermelho ou fibra óptica, dependendo da configuração da planta elétrica instalada. Os sistemas de monitoramento, armazenagem, análise e transmissão foram avaliados individualmente mostrando-se eficiente e exato. O sistema completo foi avaliado nas dependências do Laboratório de Alta Tensão sob alta intensidade de campo elétrico. O sistema de transmissão foi capaz de enviar os sinais da terceira harmônica da corrente de fuga via radio frequência para o sistema de recepção.

ABSTRACT

This work has as an innovative aspect the development of a system capable of monitoring, storing, analyzing and transmitting - at distance - the information contained in the leakage current on the state of degradation of the surge arrester. For that we used: a current sensor in toroidal nucleus, manufactured with nanocrystalline alloy; one innovative discrimination of the resistive and capacitive components technique and digital signal processing techniques, as well as a data-communication system, that qualifies it to be used in the inspection of zinc oxide surge arrester. Its operation aims at to increase the exactness, the efficiency and the reliability in the monitoring of the surge arresters and, consequently, the reliability of the electrical system. A new system of acquisition of data is presented, based on the integration of techniques of analogical and digital signal processing, so as to study the electric performance of a zinc oxide surge arrester in operation, from the continuous monitoring of its leakage current. An algorithm of management and interpretation of the measured data was developed with the possibility of monitoring continuously, inside of the foreseen intervals of sampling, the occurrence of changes in the leakage current. The results of the analysis of the leakage current can directly be transmitted for an operational room through a data communication system. Additionally, an interface is added to the system to make it compatible and to allow transmission of the acquired information data registers for automatic diagnosis, by means of radio frequency, infra-red ray or optic fiber, depending on the configuration of the installed electric plant. The systems of monitoring, storage, analysis and transmission had been evaluated individually revealing efficiency and accuracy. The complete system was evaluated in the dependences of the High-Voltage Laboratory under high intensity of electric field and the transmission system was capable of sending the signals of the leakage current third harmonic by radio frequency to the reception system.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	i
LISTA DE FIGURAS.....	v
LISTA DE VARIÁVEIS.....	viii
RESUMO.....	ix
CAPÍTULO 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Motivação.....	2
1.2 - Considerações iniciais.....	4
1.3 - Contribuições.....	4
1.4 - Objetivos específicos.....	5
1.5 - Organização da Tese.....	6
CAPÍTULO 2	7
Métodos de Medição da Corrente de Fuga e Diagnóstico - Revisão Bibliográfica.....	7
2.1 - Considerações iniciais.....	8
2.2 - Características Elétricas de um Pára-raios a ZnO.....	8
2.3 - Modelo e Representação Elétrica.....	8
2.4 - Métodos de Monitoramento e Diagnóstico.....	16
2.4.1 - Método da Medição de Temperatura - Termovisão.....	16
2.4.2 - Método da Corrente de Fuga Total.....	17
2.4.3 - Medição da Componente da Corrente de Fuga Resistiva.....	18
2.4.4 - Método da Compensação Diferencial Capacitiva.....	20
2.4.5 - Método da Compensação com Ponte Virtual.....	20
2.4.6 - Método da Medição de Fase.....	21
2.4.7 - Método da Compensação Numérica.....	22

2.4.8 - Método do Filtro Passa-faixa.....	22
2.4.9 - Método da Compensação de Harmônicos	25
2.4.10 - Método da Medição da Perda de Potência.....	27
2.4.11 - Método Iterativo da Diferença de Fase	27
2.4.12 - Método Point-on-Wave (POW)	29
2.4.13 - Método da Correlação entre a Corrente de Fuga e a Temperatura Superficial	31
2.4.14 - Método do Diagnóstico de Falhas usando Redes Neurais	32
CAPÍTULO 3	33
Sensor de Corrente de Fuga, Metodologia Experimental e Simulação.....	33
3.1 - Introdução.....	34
3.2 - Material Magnético do Sensor de Corrente de Fuga.....	34
3.3 - Medição de fluxo magnético e Curva de Histerese	35
3.4 - Metodologia Experimental I.....	36
3.5 - Materiais e Métodos	37
3.5.1 - Resultados Experimentais.....	38
3.5.2 - Observações Experimentais	47
3.6 - Sensor de corrente magnético	47
3.7 - Descrição funcional	49
3.8 - Modelo Equivalente.....	52
3.9 - Amplificador Diferencial e Integrador.....	53
3.10 - Componente de Terceira Harmônica da Corrente de Fuga.....	55
3.11 - Metodologia Experimental II.....	57
3.11.1 - Resultados Experimentais – Primeira Etapa.....	59
3.11.2 - Resultados Experimentais – Segunda Etapa.....	62
3.11.3 - Resultados Experimentais – Terceira Etapa	63

3.12 - Influência das harmônicas do sistema elétrico.....	64
3.13 - Influência de Harmônicos da Rede na Medição da Corrente de Fuga.....	65
3.14 - Resultados das Simulações.....	73
CAPÍTULO 4	82
Discriminação das componentes resistiva e capacitiva	82
4.1 - Métodos propostos para a medição da corrente de fuga resistiva	83
4.1.1 - Método do deslocamento de fase	83
4.1.2 - Medição de Fase por Processo Iterativo usando Correlação Cruzada.....	86
4.1.3 - Método da Filtragem Digital.....	89
4.1.4 - Determinação da Corrente Capacitiva	90
4.1.5 - Método da Demodulação em Quadratura.....	92
4.1.5.1 - Fundamentação Teórica.....	95
4.1.5.2 - Implementação Digital	98
4.1.5.3 - Resultados da Simulação	101
CAPÍTULO 5	104
Arquitetura de Software e Hardware de um Sistema de Monitoração de.....	
Pára-Raios.....	104
5.1 - Processo de Discretização e Digitalização.....	105
5.2 - Desenvolvimento Matemático	107
5.3 - Gravador Digital da Corrente de Fuga.....	115
5.4 - Parte Experimental.....	116
5.5 - Sistema de Transmissão.....	119
5.6 - Transmissão por Rádio Freqüência	128
5.7 - Configuração I.....	122
5.8 - Configuração II.....	126
5.9 - Transmissão Digital da Corrente de Fuga Total.....	128

5.10 - Protocolo de Comunicação	132
5.11 - Resultados Finais	133
CAPÍTULO 6	138
Conclusões	139
6.1 - Conclusões	139
6.2 - Trabalhos futuros	140
APÊNDICE A - Medição da Permeabilidade Magnética	142
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	148

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 2.3.1 – Modelo elétrico de um pára-raios de ZnO	09
Figura 2.3.2 – Circuito elétrico e a sua equivalência fasorial	10
Figura 2.4.2.1 – Proporcionalidade da corrente de fuga resistiva	18
Figura 2.4.3.1 – Curva tensão versus corrente de fuga	19
Figura 2.4.4.1 - Método da Compensação Diferencial capacitiva	20
Figura 2.4.5.1 - Método da compensação com ponte virtual	21
Figura 2.4.6.1 – Circuito com um divisor resistivo para medição de fase	21
Figura 2.4.6.2 – Circuito para medição de fase por divisor capacitivo	22
Figura 2.4.8.1 – Método discriminação da terceira harmônica	23
Figura 2.4.8.2 – Composição harmônica da corrente resistiva	24
Figura 2.4.8.3 – Terceira harmônica da corrente de fuga total	24
Figura 2.4.9.1 – Arranjo para medição da corrente de fuga total e detalhe do sensor de campo elétrico	26
Figura 2.4.11.1 – Relação entre a componente resistiva e a diferença de fase	28
Figura 2.4.11.2 – Processo iterativo para determinação da corrente resistiva	29
Figura 2.4.13.1 – Diagrama do Experimento para observação da Correlação entre a Temperatura e a Corrente de Fuga.	31
Figura 3.3.1 – Configuração do circuito para determinação do laço de histerese	35
Figura 3.3.2 – Circuito de magnetização do núcleo	36

Figura 3.6.1 - Diagrama esquemático de um sensor indutivo	48
Figura 3.6.2 - Configuração elétrica para a medição da corrente de fuga	49
Figura 3.7.1 - Diagrama do fluxo magnético	49
Figura 3.7.2 - Diagrama funcional do sensor de corrente de fuga	50
Figura 3.7.3 - Diagrama esquemático do elemento sensor de corrente	51
Figura 3.8 - Modelo equivalente do sensor	52
Figura 3.10.1 - Circuito de filtragem da terceira harmônica da corrente de fuga	56
Figura 3.10.2 - Estágio do filtro passa-faixa de segunda ordem em 180 Hz	56
Figura 3.10.3 - Diagrama de Bode do filtro passa-faixa de sexta ordem 180 Hz	57
Figura 3.11.1 - Configuração da montagem experimental – Primeira etapa	58
Figura 3.11.2 - Configuração da montagem experimental – Segunda etapa	58
Figura 3.13.1 - Circuito representativo de modelo não linear de um pára-raios	66
Figura 3.13.1.1 – Composição harmônica da corrente de fuga	67
Figura 3.13.1.2.1 – Diagrama representativo do sistema de separação de componentes	70
Figura 3.13.1.2.2 – Composição harmônica da corrente de fuga	71
Figura 4.1.1.1 – Representação fasorial da corrente de fuga total	83
Figura 4.1.1.2 - Componentes da corrente de fuga total	84
Figura 4.1.1.3 - Representação gráfica do método do deslocamento	85
Figura 4.1.2 – Componentes resistiva, capacitiva e total da corrente de fuga	87
Figura 4.1.5.1 - Componentes da corrente de fuga em quadratura	92
Figura 4.1.5.2 – Diagrama de um modulador em quadratura	93
Figura 4.1.5.3 – Diagrama de um demodulador analógico em quadratura	94
Figura 4.1.5.4 – Diagrama de um demodulador digital em quadratura	95

Figura 5.1.1 – Diagrama geral do processamento de sinais	105
Figura 5.1.2 – Diagrama do sistema de amostragem	106
Figura 5.1.3 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados	107
Figura 5.2.3.1 – Diagrama em blocos da seqüência do processamento espectral	110
Figura 5.2.3.2 – Diagrama do filtro digital para o algoritmo de <i>Goertzel</i>	111
Figura 5.2.4.1 – Fluxograma da medição digital de fase	112
Figura 5.2.4.2 – Diagrama da medição digital de fase	112
Figura 5.5.1 - Transformador de Potencial e Pára-Raios	120
Figura 5.5.2 – Medidor de Descargas do Pára-Raios	120
Figura 5.6.1 – Transmissão sem fio da corrente de fuga	121
Figura 5.7.1 – Diagrama funcional do sistema de transmissão sem fio	122
Figura 5.7.1.1 – Estrutura do modulador PWM	123
Figura 5.7.1.2 – Representação dos sinais do modulador PWM	123
Figura 5.7.1.5 - Diagrama funcional sensor-transmissor	124
Figura 5.7.2.2 - Circuito completo do sistema de transmissão/recepção	125
Figura 5.9.1.1 – Esquema da modulação FSK	129
Figura 5.9.4 – Diagrama simplificado do sistema de transmissão fibra óptica	131
Figura 5.11.4 – Tensão sobre o pára-raios 90kV – Corrente de Fuga 5,8 mA _P	135
Figura 5.11.5 – Pára-raios utilizado nas medições da corrente de fuga	136

LISTA DE VARIÁVEIS

A_L - Fator de Indutância

I_T – corrente de fuga total, mA

I_C – componente capacitiva da corrente de fuga total, μA

I_R – componente resistiva da corrente de fuga total, μA

I_{C1} – componente fundamental da corrente de fuga capacitiva, μA

I_{C3} – componente de terceira harmônica da corrente de fuga capacitiva, μA

I_{R1} – componente fundamental da corrente de fuga resistiva, μA

I_{R3} – componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva, μA

I_{RN} – componente de n-ésima harmônica da corrente de fuga resistiva, μA

I_P – corrente de pico, A

E - campo elétrico, V/m.

P – potencia dissipada. W

Q – energia dissipada, J

T – temperatura, K

V_{ref} – tensão de referência, V

A_L – índice de indutância em $\mu\text{H}/\text{espiras}^2$

N – número de espiras

μ - permeabilidade magnética

$\mathfrak{R}_{ff}(\tau)$ - autocorrelação

$\mathfrak{R}_{fg}(\tau)$ - correlação cruzada

1

Introdução

As empresas do setor elétrico necessitam de informações mais exatas sobre o desempenho elétrico de seus equipamentos, visando uma maior eficácia na operação dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia. A análise dos dados relativos aos parâmetros do sistema pode minimizar prejuízos, fornecendo maior confiabilidade aos sistemas de proteção das concessionárias. Nos pára-raios, o monitoramento contínuo dos níveis de corrente de fuga em operação permite que se estabeleça uma estratégia preventiva operacional.

1.1 Motivação

As empresas de energia elétrica necessitam reduzir os custos associados à manutenção dos seus equipamentos instalados. Uma das maneiras principais de conseguir esta redução é o uso do acesso remoto à monitoração de equipamentos em linha objetivando uma manutenção preventiva e preditiva uma vez que este tipo de manutenção só pode ser realizado em dispositivos que permitem a existência de acompanhamento.

Em sua operação normal o pára-raios de óxido metálico é exposto a diferentes tipos de estresses tais como a própria corrente de fuga permanentemente fluindo através de seus terminais, as sobretensões transitórias, as sobretensões devido às comutações, as sobretensões derivadas de descargas atmosféricas e a poluição externa. Todos estes fatores, separados ou juntos em combinações diferentes, podem causar um aumento na componente da corrente de fuga resistiva através do pára-raios. O aumento de corrente pode exceder o limite crítico e causar a falha do dispositivo. Além disso, o desgaste contínuo do uso pode também ser a razão do aumento da corrente de fuga.

O pára-raios é um dispositivo de proteção importante contra surtos de tensão (descargas atmosféricas ou de chaveamento). O seu estado de funcionamento tem efeito direto sobre a proteção de outros equipamentos e influencia diretamente a segurança e a confiabilidade de todo o sistema de potência. Situações críticas envolvendo pára-raios geralmente são bastante prejudiciais, pois, nos casos mais extremos, podem conduzir à sua explosão com danos materiais também a equipamentos próximos, prejudicando o fornecimento de energia e com risco a vida humana. Devido à sua importância para o sistema elétrico o pára-raios deve ser monitorado continuamente.

A medição da corrente de fuga dos pára-raios fornece informações importantes sobre a sua condição de integridade ou degradação podendo requerer a sua lavagem ou a retirada do sistema.

Um pára-raios de óxido de zinco é composto por varistores que, em operação, estão sujeitos permanentemente a passagem de uma corrente, da ordem de 1 miliampère, provocada pela tensão da rede. Embora o tempo de vida útil dos blocos de varistores (pára-raios) seja longo (estimado em aproximadamente 30 anos), eles estão submetidos a uma deterioração lenta, tendo como resultado um aumento gradual da sua componente de corrente de fuga resistiva. Quando a corrente ultrapassa um determinado nível, há um risco

de se iniciar um processo de avalanche térmica, podendo resultar na destruição completa do pára-raios.

Em um processo de diagnóstico do pára-raios torna-se, portanto, necessário monitorar a corrente de fuga que o atravessa. Neste trabalho, sugere-se o desenvolvimento de um instrumento, com um sensor não invasivo associado, capaz de monitorar, armazenar, analisar e transmitir regularmente sinais de corrente de fuga, do pára-raios para a terra.

Para a monitoração do pára-raios impõe-se a necessidade de usar um sensor com sensibilidade adequada, pois a sua componente da corrente de fuga resistiva tem um valor relativamente baixo (da ordem de dezenas ou centenas de microampères). Assim, novos materiais foram estudados visando a construção de um sensor com sensibilidade e linearidade capaz de fazer parte de um sistema de aquisição da corrente de fuga. Após estudos comparativos de diversos materiais magnéticos optou-se por aqueles com tecnologia nano estruturadas. A motivação fundamental para a investigação de materiais magnéticos com nano estruturas é a superioridade das suas características magnéticas quando comparadas com os materiais magnéticos convencionais. Desta maneira, utilizou-se um núcleo toroidal, fabricado com liga nanocristalina para ser usado como sensor de corrente.

Para a armazenagem dos sinais da corrente de fuga, procurou-se agregar um sistema embarcado de medição, usando-se um microcontrolador com conversor analógico digital interno. Os valores amostrados e digitalizados são gravados de forma a permitir a observação do comportamento e da evolução da corrente de fuga ao longo do tempo.

No processo de análise, os valores adquiridos são comparados com os valores padrões de operação para verificação se estão dentro da faixa de valores admitidos como normais para a funcionalidade do pára-raios.

A transmissão via rádio frequência dos sinais para uma central de monitoramento da corrente de fuga captado pelo sensor também faz parte do sistema. Neste caso, fez-se uso de uma técnica de dupla modulação a fim de preservar a informação contida na fase do sinal. A adição de um módulo de transmissão remota da informação sobre o estado do pára-raios aumenta a confiabilidade do sistema como também reduz o risco de acidentes nas subestações.

O sistema foi montado e submetido a diversos testes em laboratório, tendo apresentado resultados satisfatórios e compatíveis com os valores esperados.

1.2 Considerações Iniciais

Atualmente, duas ferramentas principais são utilizadas para o monitoramento de pára-raios em sistemas de alta tensão - o termovisor e o LCM (*Leakage Current Monitor*), análise por meio de imagens térmicas e por meio da corrente de fuga, respectivamente. Cada um desses métodos tem vantagens e desvantagens, de modo que se complementam na execução eficiente de uma previsão e um diagnóstico de falhas.

O monitoramento da corrente de fuga em pára-raios utiliza um equipamento chamado *LCM*, capaz de medir a corrente do pára-raios, através da sua conexão com a terra. Tal equipamento, por ser importado, apresenta um custo elevado, além de tornar necessária a realização de uma série de adaptações que o tornem adequado para utilização em um clima tropical, como ocorre com o Brasil. Além disso, o equipamento apresenta uma baixa exatidão nos valores fornecidos, devido às aproximações feitas no cálculo da corrente de fuga resistiva, sendo necessária ainda a realização da sua leitura ou conexão, via cabo, com um computador para armazenamento destes dados. Ou seja, não é possível o monitoramento contínuo, ou em tempo real, só sendo possível identificar variações muito lentas na corrente de fuga.

Assim, este trabalho fundamenta-se na necessidade originada pelas empresas do sistema elétrico, de monitorar em tempo real, a corrente de fuga em pára-raios de óxido de zinco, de forma automática e remota, visando à determinação das suas condições reais de funcionamento. Visando atender esta necessidade, foi construído um sistema de medição e registro da corrente de fuga em pára-raios de óxido de zinco, de fácil operação e que pode ser usado em rede de alta tensão. Adicionalmente, o sistema desenvolvido é capaz de operar à distância, sem qualquer tipo de ajustes ou calibração periódica.

1.3 Contribuições

O objetivo geral deste trabalho tem como aspecto inovador o desenvolvimento de um sistema capaz de monitorar, armazenar, analisar e transmitir à distância as informações contidas na corrente de fuga sobre o estado de degradação do pára-raios. Para tanto, foram utilizados um sensor de corrente em núcleo toroidal, fabricado com liga nanocristalina; técnicas inovadoras de discriminação das componentes resistiva e capacitiva e técnicas de

processamento digital de sinais, associado a um sistema de transmissão de dados, que o habilita a ser utilizado na inspeção de pára-raios de óxido de zinco. Sua operação visa aumentar a exatidão, a eficiência e a confiabilidade no monitoramento dos pára-raios e conseqüentemente da confiabilidade do sistema elétrico. De maneira geral, o sistema de monitoramento deve permitir o controle das condições de degradação dos pára-raios, em subestações e linhas de transmissão, a fim de atender a padrões de operação impostos pelo órgão regulador. Além disso, considerando os aspectos econômicos, é relevante destacar que o desenvolvimento do sistema proposto representa uma economia de divisas para o país, além do domínio e da disseminação da tecnologia envolvida.

1.4 Objetivos Específicos

A estrutura geral do sistema desenvolvido consta de tarefas que são realizadas por *hardware* e outras por *software*.

A parte correspondente ao *hardware* diz respeito à realização do processamento analógico do sinal, sendo constituído de uma unidade sensora de corrente e de tensão, circuito de condicionamento, módulo de aquisição, armazenamento, transmissão e recepção de dados.

Por sua vez, a parte correspondente ao *software* diz respeito ao processamento digital do sinal e à execução das tarefas referentes aos algoritmos de diagnósticos propriamente ditos.

Como objetivos específicos deste trabalho destacam-se:

- 1 Confecção de um sensor de corrente de alta permeabilidade magnética a base ligas nanocristalinas para a detecção da corrente de fuga de pára-raios de óxido de zinco;
- 2 Aplicação de uma nova técnica para discriminar a componente da corrente de fuga resistiva da componente da corrente de fuga total;
- 3 Desenvolvimento de um gravador digital para registro periódico dos valores medidos da corrente de fuga;
- 4 Implementação de filtros analógicos e digitais para a medição de componentes harmônicos presentes na corrente de fuga;

- 5 Agregação de um módulo de radio frequência ao sistema de medição para transmissão e recepção da corrente de fuga;
- 6 Desenvolvimento de *softwares* dedicados ao gerenciamento da aquisição, análise, armazenamento, transmissão e recepção dos sinais adquiridos.

Cada parte do sistema foi montada e testada em laboratório e os resultados obtidos experimentalmente serão apresentados e analisados ao longo deste texto.

1.5 Organização da Tese

Este documento consta de 6 capítulos e 1 apêndice.

No capítulo 2 são discutidas as diversas técnicas e metodologias empregadas na medição e diagnóstico de pára-raios de óxido de zinco. São apresentados os diversos modelos existentes responsáveis pela monitoração da corrente de fuga.

No capítulo 3 é apresentada a caracterização de parâmetros de alguns materiais magneticamente moles visando à construção de um sensor de corrente magnético baseado em novos materiais. Destacam-se neste capítulo as propriedades magnéticas das ligas nanocristalinas aplicadas na construção do sensor de corrente. É apresentada a construção de um sensor de corrente magnético a base de ligas nanocristalinas. São apresentados ainda os resultados experimentais de diversas medições efetuadas.

No capítulo 4 são apresentadas algumas técnicas inovadoras para discriminação da corrente de fuga total em suas componentes resistiva e capacitiva.

No capítulo 5 são apresentados os procedimentos matemáticos propostos para a extração das informações contidas na corrente de fuga medida usando técnicas de processamento digital de sinais. São apresentadas ainda diversas possibilidades de interfaces para a transmissão dos dados adquiridos e processados. Discutem-se também as diversas opções de meios de comunicações e suas especificidades para a transmissão dos dados obtidos considerando a sua adequação e aplicabilidade.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões deste trabalho.

Completa-se com as referências bibliográficas.

2

Métodos de medição da corrente de fuga e diagnóstico Revisão Bibliográfica

A corrente de fuga de um pára-raios de óxido de zinco reflete diretamente as suas condições de operacionalidade, quer seja do estado de degradação dos varistores e/ou de poluição superficial, portanto a sua medição pode fornecer dados para o seu diagnóstico. O efeito da poluição é mais efetivo quando a umidade é alta.

Neste capítulo apresentam-se diversas técnicas utilizadas na determinação da corrente de fuga total e seus processos de discriminação das componentes resistiva e capacitiva, além do seu conteúdo harmônico. Discutem-se ainda alguns métodos empregados para monitoramento e diagnóstico dos pára-raios de ZnO. Alguns destes métodos são adequados para uso tanto em laboratório quanto no campo. Além disso, é discutido o efeito da presença de harmônicos na rede sobre a medição da corrente de fuga total e de suas componentes.

2.1 Considerações Iniciais

O pára-raios de óxido de zinco sofre degradação em operação sob a influência da tensão aplicada de forma continuada, de descargas internas, da distribuição não uniforme da tensão devido à má distribuição de potencial e a poluição, do possível ingresso de umidade e da ocorrência da sobretensões e surtos. Todos estes fatores podem resultar no incremento da componente resistiva da corrente de fuga (Fernando, 2001).

A determinação da intensidade da corrente de fuga e de sua componente resistiva, bem como, a determinação dos componentes harmônicos da corrente resistiva é de fundamental importância para o diagnóstico das reais condições de operação de um pára-raios de óxido de zinco.

A corrente de fuga pode ser modelada como a soma de uma componente linear capacitiva e uma componente não linear resistiva, que é proporcional à potência absorvida pelos varistores. Se a potência absorvida exceder a capacidade de dissipação do pára-raios, a corrente e temperatura aumentarão progressivamente, isto é, o pára-raios atingirá o desencadeamento térmico (avalanche térmica). O coeficiente de temperatura negativo, característico do bloco de óxido de zinco na região de baixa corrente, é responsável por uma diminuição de sua resistência não-linear, levando a corrente de fuga resistiva a crescer. A dependência desta corrente com a temperatura tem sido amplamente investigada (Gupta, 1990).

2.2 Características Elétricas de um Pára-raios a ZnO

As características elétricas de um pára-raios a ZnO foram descritas por vários pesquisadores, entre eles podem ser citados: Matsouka (1971), Philip e Lenvison (1986), Gupta (1990), Franco (1993), Costa (1999), Heinrich et Hinrichsen (2001), Wanderley Neto (2007).

2.3 Modelo e Representação Elétrica

Em operação normal, sem sobretensões ou surtos, os pára-raios de óxido de zinco possuem uma impedância muito elevada, que resulta em correntes de fuga com valores de pico da ordem de algumas centenas de microamperes e perdas de potência inerentes desprezíveis.

Em torno da tensão de operação do sistema, a corrente de fuga I_T apresenta valores entre 100 μA e 1000 μA , sendo que a componente capacitiva I_C representa 90 % e a componente resistiva I_R , 10%. Devido à elevada não linearidade do pára-raios, a componente I_R é altamente distorcida. As componentes I_R e I_C também estão ortogonalmente defasadas. A maioria dos métodos atuais para diagnóstico é baseada na monitoração da amplitude da terceira harmônica da componente resistiva. No caso da presença de distorção harmônica na tensão de operação do sistema, a dificuldade na determinação do valor exato da componente harmônica é maior. Desta forma, para satisfazer as exigências da medição da corrente de fuga nos pára-raios de óxido de zinco, os transdutores de corrente precisam operar dentro da faixa de dezenas de μA até dezenas de mA.

Normalmente, os pára-raios submetidos a sobretensões ou surtos aquecem. Após a ocorrência destes eventos, a sua tensão de operação é aplicada aos seus terminais. Por causa de seu aquecimento, a corrente de fuga e a potência dissipada aumentam devido ao coeficiente de resistividade negativo com a temperatura. Além disso, a corrente do surto pode causar um aumento adicional na corrente de fuga, devido à degradação causada nos varistores, mudando sua curva característica e reduzindo a não linearidade (Klein, 2004).

Para garantir uma operação segura e eficiente, a curva característica de tensão-corrente não deve variar significativamente durante a vida útil do pára-raios. Caso varie, a corrente de fuga e a perda de potência aumentam, podendo ocasionar a destruição do pára-raios por processo de avalanche térmica. Por esta razão, é importante monitorar continuamente a corrente de fuga, que indica a condição de operação real do pára-raios, e com isto evita-se a ocorrência de falhas danosas.

Um varistor a ZnO, na faixa de operação da corrente de fuga, também pode ser representado pelo modelo elétrico simplificado mostrado na Figura 2.3.1.

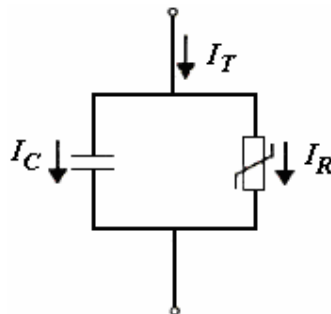


Figura 2.3.1 – Modelo elétrico de um pára-raios de ZnO.

Com o pára-raios submetido a uma tensão senoidal V , a componente da corrente de fuga resistiva que atravessa a resistência não-linear provoca uma queda de tensão senoidal, em fase com a tensão aplicada (Figura 2.3.2). A componente da corrente de fuga capacitiva, por sua vez é cosenoidal e está adiantada de $\pi/2$ radianos em relação à tensão aplicada.

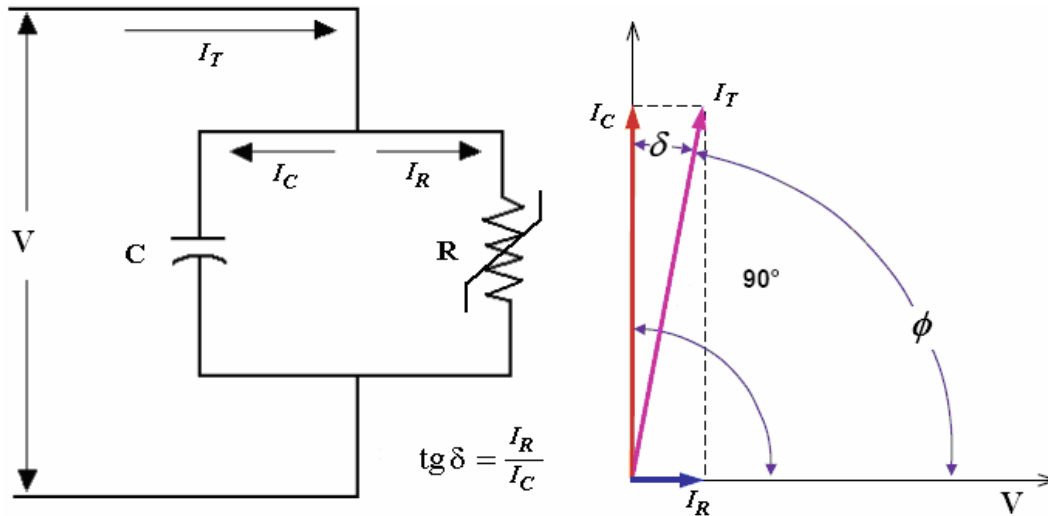


Figura 2.3.2 – Circuito elétrico e a sua equivalência fasorial.

As componentes da corrente de fuga resistiva I_R e capacitiva I_C estão, portanto, em quadratura, conforme o diagrama fasorial expresso na Figura 2.3.2. A partir do diagrama é possível, ainda, desenvolver relações entre as correntes de fuga e a corrente capacitiva para determinação do valor da capacitância C .

A partir da Figura 2.3.2 é possível determinar as relações a seguir:

$$I_C = I_T \text{sen} \phi \quad 2.3.1$$

$$I_C = V / X_C \quad 2.3.2$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad 2.3.3$$

$$I_C = 2\pi f C V = I_T \text{sen} \phi \quad 2.3.4$$

$$C = \frac{I_T \text{sen} \phi}{2\pi f V} \quad 2.3.5$$

$$C = \frac{I_T \text{sen} \phi}{2\pi f V} \times \frac{V \cos \phi}{V \cos \phi} = \frac{VI_T \cos \phi}{2\pi f V^2} \text{tg} \phi \quad 2.3.6$$

Sendo $I_R = I_T \cos \phi$, 2.3.7

$$C = \frac{VI_R}{2\pi f V^2} \text{tg} \phi \quad 2.3.8$$

$$P = VI_R \quad 2.3.9$$

$$C = \frac{P}{2\pi f V^2} \text{tg} \phi \quad 2.3.10$$

$$P = \frac{2\pi f V^2 C}{\text{tg} \phi} \quad 2.3.11$$

Considerando que $\text{tg} \phi = \frac{I_C}{I_R}$ e $\omega = 2\pi f$, tem-se:

$$P = \frac{2\pi f V^2 C}{\text{tg} \phi} = \omega V^2 C \frac{I_R}{I_C} = \omega C V^2 \text{tg} \delta \quad 2.3.12$$

Em que $\text{tg} \delta$ representa a tangente de perdas do dielétrico.

A partir da equação 2.3.12 observa-se que a potência dissipada pelos varistores de ZnO pode ser determinada pela medição da capacitância e da tangente de perdas.

$$I_C(t) = C \frac{dV(t)}{dt} \quad 2.3.13$$

$$I_T(t) = C \frac{dV(t)}{dt} + I_R(V(t), T) \quad 2.3.14$$

$$V(t) = V_p \text{sen} \omega t \quad 2.3.15$$

$$I_T(t) = C \frac{dV_p \text{sen} \omega t}{dt} + I_R(V(t), T) \quad 2.3.16$$

$$I_T(t) = \omega C V_p \cos \omega t + I_R(V(t), T) = I_C(t) + I_R(V(t), T) \quad 2.3.17$$

A partir da equação 2.3.17 observa-se que $I_C(t) = \omega CV_p \cos \omega t$ e, portanto, o valor máximo da componente capacitiva ocorre quando $V(t)$ cruza por zero, provocando a máxima taxa de variação em $I_C(t) = C \frac{dV(t)}{dt}$. Neste instante, o valor medido da corrente de fuga total I_T , coincide com o valor de pico da componente capacitiva da corrente de fuga, ou seja, $I_{Cpico} = \omega CV_p$. Isto ocorre porque durante o cruzamento por zero, ou seja, quando $V(t) = 0$, a componente resistiva I_R é nula, restando apenas a componente capacitiva I_C da corrente de fuga total.

É possível, portanto, estimar o valor do capacitor C em função do valor da tensão de pico aplicada V_p e do valor medido da corrente de fuga total I_T no instante em que a tensão aplicada sobre o pára-raios for nula. Desta forma tem-se:

$$C = \frac{I_{Cpico}}{\omega V_p} \quad 2.3.18$$

Deve-se destacar que a expressão mostrada na equação 2.3.18 é aplicada para a região de baixas correntes, em que existe a predominância da componente capacitiva (Franco, 1993).

Considerando que a curva característica V - I do resistor, do modelo da Figura 2.3.2, apresenta uma região de não linearidade, assim a componente $I_R(V(t), T)$ tem harmônicas na sua composição que podem ser representadas da forma:

$$I_R(V(t), T) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{Rn}(V(t), T) \text{sen}(n\omega t) \quad 2.3.19$$

A observação da expressão 2.3.19 auxilia no desenvolvimento de técnicas de separação das componentes da corrente de fuga capacitiva e resistiva. Em uma das técnicas utilizadas, o método da compensação capacitiva, procura-se gerar uma corrente em quadratura com a fase do sinal da tensão aplicada para compensar a componente capacitiva incluída na corrente de fuga total, subtraindo-a e ficando apenas com a parte da corrente de fuga resistiva.

Em uma outra técnica utilizada, o método da corrente de terceira harmônica, procura-se filtrar do sinal da corrente de fuga total a componente de terceira harmônica. A utilização da componente de terceira harmônica garante ser apenas parte da corrente de

fuga resistiva total uma vez que, neste caso, não se tem componente de terceira harmônica da corrente de fuga capacitiva.

A dificuldade do uso adequado destas técnicas surge quando o sinal de tensão aplicado contém componentes de terceira harmônica. Neste caso, na saída do filtro teria não só apenas a componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva, mas também a componente de terceira harmônica da corrente de fuga capacitiva, devido à presença da componente de terceira harmônica da tensão da rede aplicada sobre o capacitor.

Além disso, a componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva pode ser vista como o resultado da soma de duas componentes de terceira harmônica, uma devido à presença da componente de terceira harmônica da tensão da rede e outra devido a sua característica não linear, propriamente dita.

Considerando-se, inicialmente, a tensão aplicada como um sinal senoidal puro, por facilidade didática, tem-se:

$$V(t) = V_p \text{sen} \omega t. \quad 2.3.20$$

Na componente capacitiva de corrente estaria presente, portanto, somente a fundamental, pois a capacitância é linear:

$$I_C(t) = I_{C1} \cos \omega t. \quad 2.3.21$$

Entretanto, pela característica não linear da corrente de fuga, aparecerão componentes resistivas de harmônicas ímpares:

$$I_T(t) = I_{C1} \cos(\omega t) + I_{R1} \text{sen}(\omega t) + I_{R3} \text{sen}(3\omega t) + \dots + I_{Rn} \text{sen}(n\omega t) \quad 2.3.22$$

Pode-se observar que a corrente de fuga total possui apenas uma componente capacitiva na frequência fundamental da tensão aplicada, que está em quadratura com a componente fundamental da corrente de fuga resistiva, ou seja, defasadas de $\pi/2$. A corrente de fuga total é composta ainda por outras componentes harmônicas da corrente de fuga resistiva.

Salienta-se ainda que, a partir da equação 2.3.22, pode-se observar que:

- As componentes fundamentais da corrente de fuga resistiva e da corrente de fuga capacitiva estão em quadratura, ou seja, defasadas de $\pi/2$;
- A componente fundamental da corrente de fuga resistiva encontra-se em fase com a componente fundamental da tensão aplicada;
- As componentes harmônicas são devidas apenas à corrente de fuga resistiva proveniente do efeito da não linearidade do pára-raios de ZnO. Neste caso, um processo de filtragem simples pode separar a componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva.

Considerando apenas as componentes fundamentais da corrente de fuga I_T tem-se que:

$$I_T(t) = I_{C1} \cos \omega t + I_{R1} \text{sen} \omega t = I_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1). \quad 2.3.23$$

Da trigonometria sabe-se que:

$$I_T(t) = I_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1) = I_1 \text{sen} \phi_1 \cos \omega t + I_1 \cos \phi_1 \text{sen} \omega t. \quad 2.3.24$$

Comparando-se as equações 2.3.23 e 2.3.24, tem-se:

$$I_{C1} = I_1 \text{sen} \phi_1 \quad 2.3.25$$

$$I_{R1} = I_1 \cos \phi_1 \quad 2.3.26$$

$$I_1 = \sqrt{I_{C1}^2 + I_{R1}^2} \quad 2.3.27$$

$$\phi_1 = \arctg \frac{I_{C1}}{I_{R1}}. \quad 2.3.28$$

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

$$I_C(t) = \omega C V_p \cos \omega t = I_{C1} \cos \omega t. \quad 2.3.29$$

Neste caso, ϕ_1 representa o defasamento entre a tensão aplicada e a componente fundamental da corrente de fuga. Aplicando-se o sinal da corrente de fuga a um filtro passa-faixa centrado na frequência fundamental da rede, obtém-se o sinal da corrente

$I_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1)$. Medindo-se o defasamento ϕ_1 , entre o sinal da corrente e o sinal de tensão aplicada, como também a amplitude da corrente I_T , é possível determinar I_{C1} e I_{R1} , respectivamente, a partir das equações 2.3.25 e 2.3.26.

Agora, pretende-se analisar o efeito da tensão aplicada com componentes harmônicos, senóide não pura. Considerando-se a tensão aplicada como um sinal composto de uma componente fundamental mais a componente de terceira harmônica, ou seja:

$$V(t) = V_p \sin \omega t + V_3 \sin 3\omega t \quad 2.3.30$$

Desta forma:

$$I_C(t) = I_{C1} \cos \omega t + I_{C3} \cos 3\omega t \quad 2.3.31$$

e

$$I_R(t) = I_{R1} \text{sen} \omega t + \dots + I_{Rn} \text{sen}(n\omega t) \quad 2.3.32$$

assim,

$$I_T(t) = I_C(t) + I_{R1} \text{sen} \omega t + \dots + I_{Rn} \text{sen}(n\omega t) \quad 2.3.33$$

ou seja,

$$I_T(t) = I_{C1} \cos(\omega t) + I_{C3} \cos(3\omega t) + I_{R1} \text{sen}(\omega t) + I_{R3} \text{sen}(3\omega t) + \dots + I_{Rn} \text{sen}(n\omega t) \quad 2.3.34$$

Analisando a equação 2.3.34 observa-se que:

- As componentes fundamentais da corrente de fuga resistiva e da corrente de fuga capacitiva estão em quadratura, ou seja, defasadas de $\pi/2$;
- A componente fundamental da corrente de fuga resistiva encontra-se em fase com a componente fundamental da tensão aplicada.

- Verifica-se o aparecimento de uma componente de terceira harmônica na corrente de fuga capacitiva devido à presença da componente de terceira harmônica da tensão aplicada;
- O aparecimento de uma componente de terceira harmônica na corrente de fuga capacitiva pode ser utilizado como indicativo da presença de componente de terceira harmônica na rede;
- A componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva é, em parte, devido a sua característica não linear e em parte devido à presença da harmônica na tensão aplicada.

Considerando que a degradação do pára-raios de óxido de zinco se reflete na alteração das suas propriedades de não linearidade, provocando alterações significativas na componente resistiva da corrente de fuga, decorre daí duas questões relevantes a serem consideradas:

1. É necessário um estudo de técnicas e métodos eficientes para a separação das componentes resistiva I_R e capacitiva I_C , da corrente de fuga total, uma vez que só se dispõe do sinal da corrente de fuga total I_T ;
2. Existe a necessidade de identificação das componentes harmônicas presentes na corrente de fuga resistiva, ou seja, distinção entre as harmônicas oriundas da tensão aplicada e das componentes harmônicas geradas pela não linearidade do pára-raios.

2.4 Métodos de Monitoramento e Diagnóstico

Vários métodos têm sido propostos e utilizados no monitoramento e diagnóstico de pára-raios de ZnO. Alguns destes métodos são aplicados para medições e ensaios em laboratório e outros para condições de operação normal do pára-raios em campo (Heinrich e Hinrichsen, 2001). Os principais métodos serão apresentados a seguir.

2.4.1 Método da Medição de Temperatura - Termovisão

A medição da temperatura na superfície do pára-raios é um bom indicativo do seu estado de degradação, pois reflete as condições reais da sua capacidade de absorção de

energia, fornecendo um critério para observação das suas funcionalidade, elétrica e térmica (Costa, 1999).

A monitoração da distribuição da temperatura superficial do pára-raios é feita com o uso de câmeras digitais com sensibilidade para o infravermelho. Com esta técnica, qualquer distribuição anormal de temperatura pode revelar problemas pontuais localizados no pára-raios. Uma grande vantagem desta técnica é que o sistema de medição e monitoração é não invasivo, isto é, ela é usada com o pára-raios em operação.

2.4.2 Método da Corrente de Fuga Total

Neste trabalho enfatizam-se os métodos relativos ao diagnóstico do pára-raios de ZnO relacionados com a corrente elétrica que flui no pára-raios. Basicamente, os diferentes métodos se baseiam no uso da:

- tensão aplicada como referência;
- compensação da componente capacitiva da corrente.

O método de medição da corrente de fuga total usa como parâmetro de medição o valor médio da corrente de fuga retificada ou o seu valor de pico (Shirakawa, 1988). Adicionalmente à medição da corrente de fuga, a aquisição do sinal da corrente de fuga total permite extrair as componentes fundamentais da corrente de fuga resistiva e capacitiva e seus harmônicos.

Como um exemplo de importância da aquisição da corrente resistiva, constata-se que quando a componente resistiva da corrente aumenta seu valor em três vezes (300%), a corrente de fuga total pode aumentar em apenas 4%. Como se pode observar na Figura 2.4.2.1, com uma pequena variação na corrente de fuga total, pode haver uma grande variação na corrente de fuga resistiva.

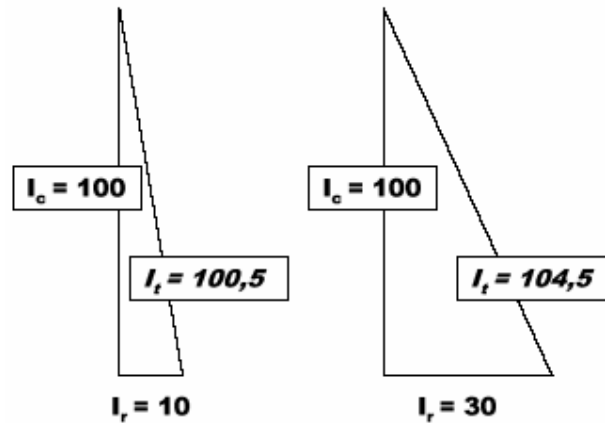


Figura 2.4.2.1 – Proporcionalidade da corrente de fuga resistiva (Transinor, 1999).

Considerando-se que as variações na tensão aplicada do sistema de potência influenciam nos valores médios e de picos das correntes, o método de medição da corrente de fuga total torna-se inadequado para determinar as suas condições de operação. Desse modo, a variação da corrente de fuga total por influência da variação da tensão aplicada pode ser maior do que a variação pelo efeito da degradação, no seu estágio inicial.

Pelo exposto, este método tem baixa sensibilidade de medição e pode ser considerado inadequado como parâmetro de determinação das condições do pára-raios de óxido de zinco.

2.4.3 Medição da Componente da Corrente de Fuga Resistiva

O método que usa medição da componente de corrente de fuga resistiva fundamenta-se na informação de que o seu valor de pico corresponde à intensidade da corrente de fuga total no instante do pico da tensão aplicada, conforme mostrado graficamente na Figura 2.4.3.1 e matematicamente pela equação 2.4.3.3.

Considerando que:

$$I_T = I_R + I_C \quad 2.4.3.1$$

e

$$I_C = C \frac{dV}{dT} \quad 2.4.3.2$$

Assim, quando $\frac{dV}{dt} = 0$ tem-se $I_T = I_R$. 2.4.3.3

Neste caso, o valor da corrente de fuga resistiva coincide com o valor da corrente de fuga total no instante em que a tensão aplicada sobre o pára-raios atinge o seu valor máximo, ou seja, $I_T|_{V_i=V_p} = I_R$.

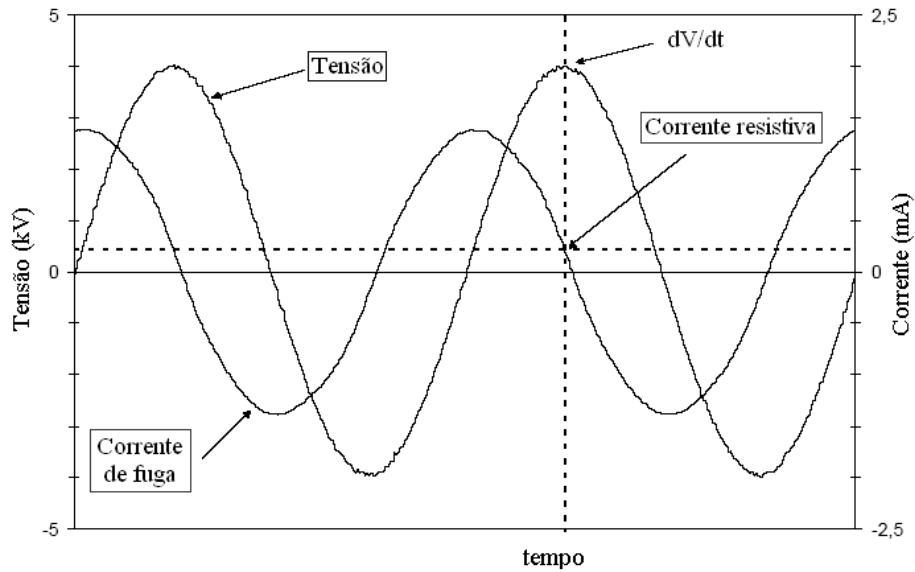


Figura 2.4.3.1 – Curva tensão versus corrente de fuga (Siemens, 1997).

Este método apresenta como inconveniente a dificuldade na determinação exata da passagem da tensão aplicada pelo valor máximo. Além disso, caso a tensão aplicada possua mais de um ponto de derivada nula, a determinação da corrente resistiva é prejudicada.

2.4.4 Método da Compensação Diferencial Capacitiva

O efeito da degradação do pára-raios afeta mais significativamente a componente resistiva da corrente de fuga, assim, no método da compensação diferencial capacitiva procura-se fazer a separação da componente da corrente de fuga resistiva I_R da corrente de fuga total I_T , para efeito de diagnóstico.

A idéia associada a este método é gerar uma corrente capacitiva compensativa e de mesmo valor da componente capacitiva da corrente de fuga total, em um ramo adicional, e subtrair da corrente de fuga total, restando apenas a componente resistiva, conforme ilustrado na Figura 2.4.4.1. (Naidu and Srivastava, 1987) (Meira et al.,1983).

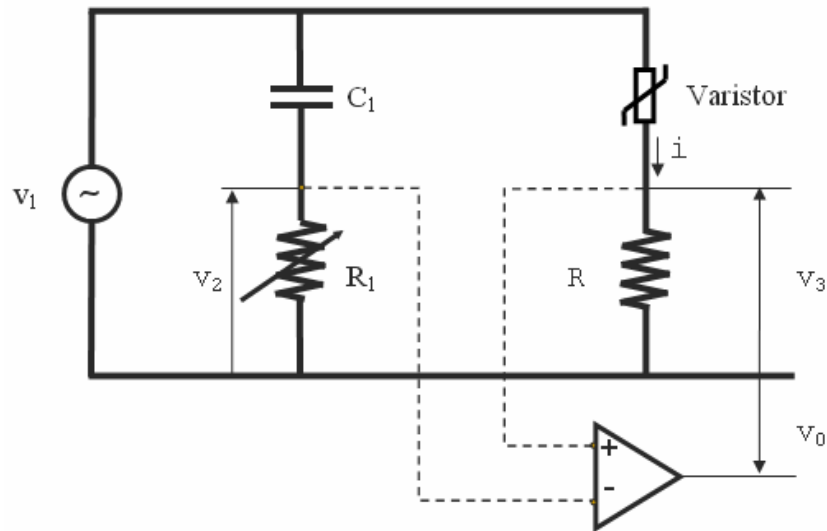


Figura 2.4.4.1 - Método da Compensação Diferencial Capacitiva.

2.4.5 Método da Compensação com Ponte Virtual

A medição da componente resistiva da corrente de fuga total pode, também, ser realizada utilizando-se o método de compensação capacitiva diferencial virtual, que é uma evolução do método da compensação diferencial capacitiva. Com este método propõe-se a eliminação física do capacitor de compensação da ponte diferencial capacitiva, conforme mostrado na Figura 2.4.5.1.

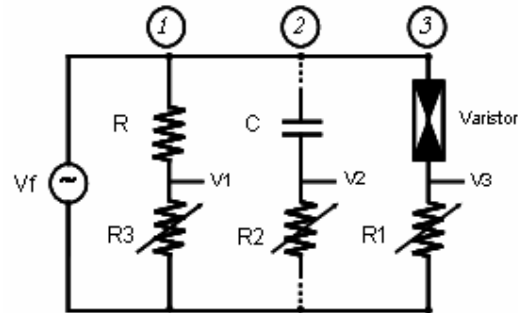


Figura 2.4.5.1 - Método da compensação com ponte virtual.

Neste método alternativo ao método da compensação diferencial capacitiva é proposto a supressão do capacitor de compensação C e do resistor R . A compensação capacitiva é realizada com o auxílio de rotinas computacionais, utilizando um capacitor ideal ($tg \delta = 0$). A implementação do circuito torna-se possível utilizando-se Transformada de Fourier e técnicas de análise de circuitos de primeira ordem conforme descrito em (Souza, 2004).

2.4.6 Método da Medição de Fase

O método da medição de fase fundamenta-se na medição da corrente de fuga total e o seu defasamento com a tensão aplicada, uma vez que a tensão encontra-se em fase com a corrente de fuga resistiva (Figura 2.4.6.1).

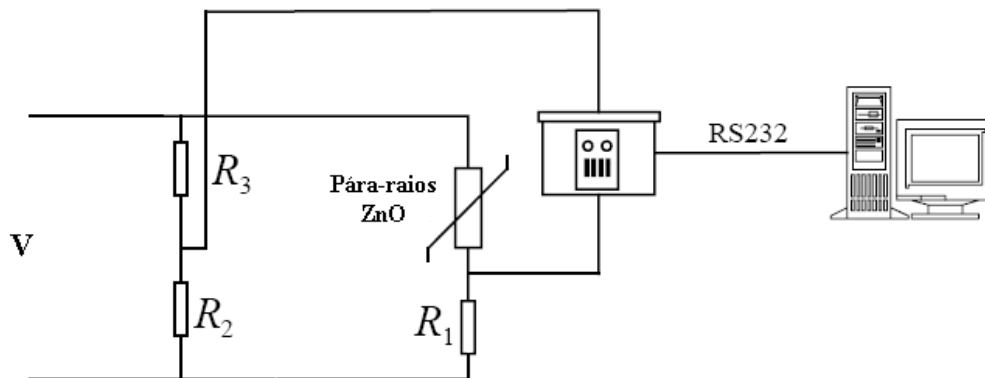


Figura 2.4.6.1 – Circuito com um divisor resistivo para medição de fase.

A partir da medição do ângulo de defasamento θ entre a corrente de fuga total I_T e a tensão aplicada (em fase com a corrente resistiva I_R) é possível determinar a corrente de fuga resistiva I_R (Lira *et al.*, 2005), segundo a equação $I_R = I_T \cos \theta$.

Outra possibilidade, para a determinação da fase, é a utilização de um divisor de tensão capacitivo do tipo mostrado na Figura 2.4.6.2.

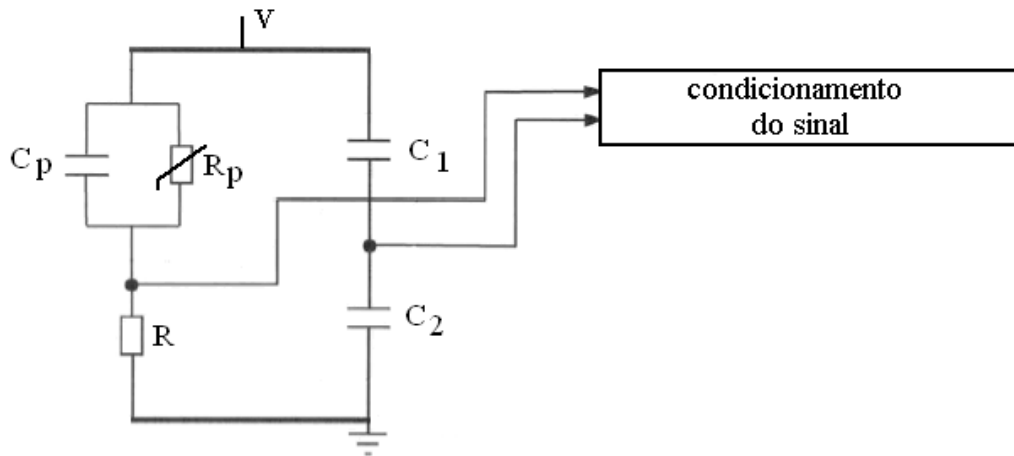


Figura 2.4.6.2 – Circuito para medição de fase por divisor capacitivo.

2.4.7 Método da Compensação Numérica

O método da compensação numérica é um método numérico que emprega a propriedade da ortogonalidade entre I_R e I_C para calcular o valor da capacitância. Este método encontra-se descrito em (Zhu, 2000).

Este método baseia-se na ortogonalidade das correntes harmônicas presentes no elemento capacitivo e resistivo e faz uso da Transformada Rápida de Fourier [FFT] para a compensação de harmônicos. Considerando que as correntes capacitiva e resistiva são ortogonais entre si, a integral em um período resulta nula conforme a equação 2.4.7, em que V_{SF} é a tensão cuja fase é 90° defasada da tensão aplicada, $i_R = (i_T - G V_{SF})$ e $G = \omega C$. (Zhu e Raghuvver, 2001) (Yongqiang e Fangcheng, 2003).

$$\int_0^{2\pi} V_{SF} (i_T - G V_{SF}) d(\omega t) = 0 \quad 2.4.7$$

2.4.8 Método do Filtro Passa-Faixa

O método do filtro passa-faixa se baseia na discriminação da componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva. A corrente que atravessa resistores não lineares com funções características corrente/tensão ímpares, quando submetidos a tensões senoidais, têm somente as componentes harmônicas ímpares. Geralmente, a componente

de terceira harmônica é a mais importante para indicar o grau de não linearidade de um dispositivo não linear qualquer (Clark e Hess, 1971).

No método, a corrente de fuga total é submetida a um filtro passa-faixa e, em seguida, amplificada para a obtenção da terceira harmônica, conforme mostra a Figura 2.4.8.1. Neste caso, considera-se que, devido à natureza linear do capacitor, a componente de terceira harmônica da corrente de fuga total foi gerada apenas pela não linearidade do resistor. Considera-se ainda desprezível a presença de terceira harmônica no sinal da tensão aplicada ao pára-raios.

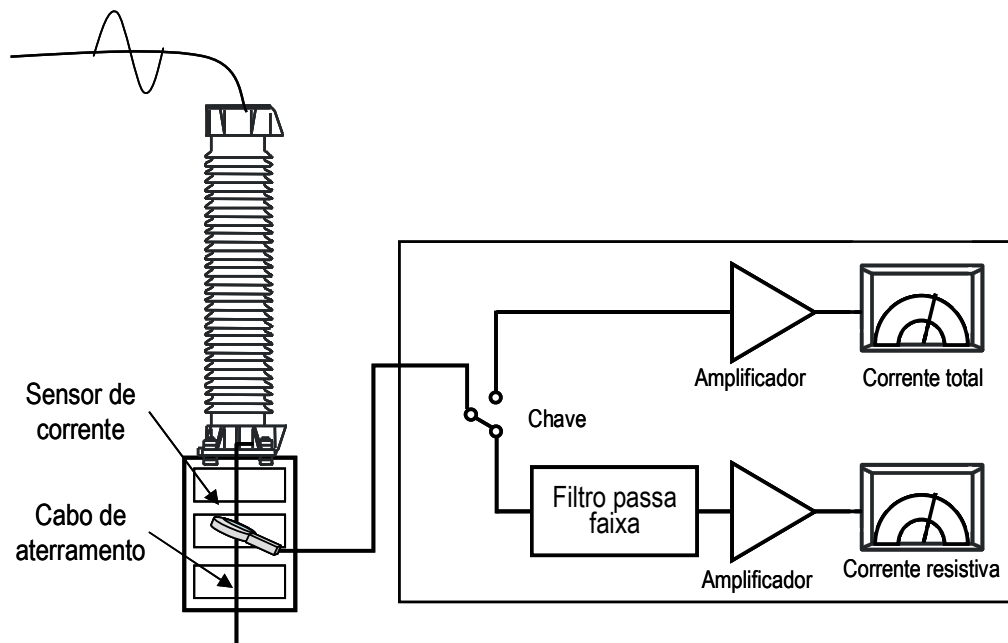


Figura 2.4.8.1 – Método discriminação da terceira harmônica (Shirakawa, 1988).

Shirakawa (1988) descreve que o efeito da degradação de pára-raios de óxido de zinco pela tensão aplicada, por sobretensões temporárias ou descargas impulsivas afeta mais significativamente a componente harmônica de terceira ordem, conforme pode ser visto na Figura 2.4.8.2. A componente da terceira harmônica representa entre 10 e 40% da corrente de fuga resistiva. Para ilustrar esta relação, observem-se os valores relativos, expresso na curva característica de um elemento de óxido de zinco, mostrando a corrente de fuga total, a corrente de fuga resistiva e a componente correspondente de terceira harmônica da corrente resistiva (Figura 2.4.8.3).

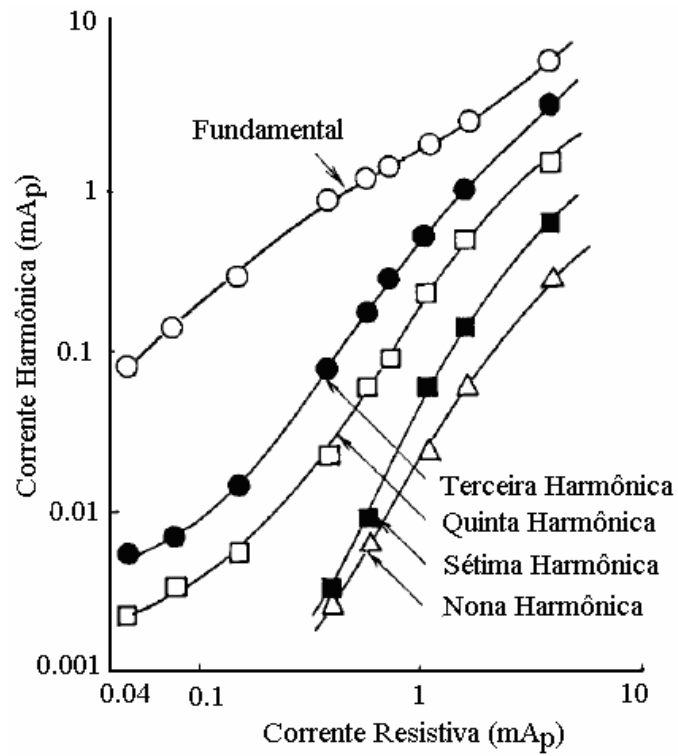


Figura 2.4.8.2 – Composição harmônica da corrente resistiva (Shirakawa, 1988).

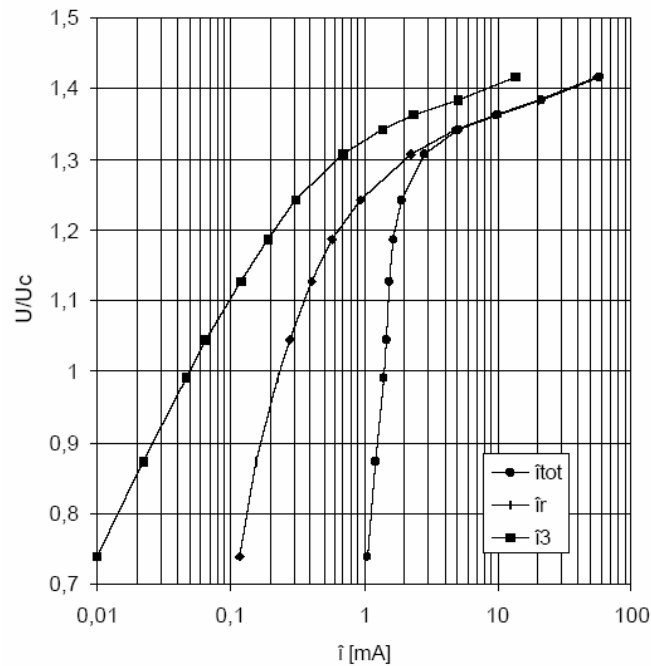


Figura 2.4.8.3 – Terceira harmônica da corrente de fuga total (Siemens, 1997).

Se a presença de harmônicas na tensão aplicada ao pára-raios é muito alta, as medições podem ser consideradas incorretas. Isto acontece porque uma análise harmônica

não pode distinguir a componente harmônica resistiva da componente harmônica capacitiva.

Um pára-raios com uma corrente de fuga capacitiva típica de 1 mA, operando em um sistema com a presença de uma tensão de terceira harmônica de 1% gera uma corrente de fuga capacitiva harmônica de 30 μ A. Esta corrente é da mesma ordem de grandeza da componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva do pára-raios (Lundquist, 1990).

A ordem de grandeza da terceira harmônica da corrente de fuga resistiva pode atingir percentagens entre 10% e 40% da corrente resistiva. Contudo, na degradação dos pára-raios, o aumento da componente da terceira harmônica é proporcionalmente mais significativo do que o aumento da componente fundamental, (Shirakawa, 1988) e (Lundquist, 1990).

A avaliação da composição harmônica da corrente de fuga resistiva no diagnóstico de pára-raios de óxido de zinco é vantajosa, quando comparado a outros métodos, porque nenhuma tensão de referência é necessária para determinar a parte resistiva da corrente de fuga, neste método. A componente de terceira harmônica da corrente de fuga representa a componente harmônica de maior amplitude (ABB Power Technology, 2001).

Contudo, Tao et al. (2004) alertam para o conteúdo de harmônicos presentes no sinal da tensão aplicada. Se o sinal se apresenta em fase ou contra fase, a corrente resistiva e seus componentes harmônicos sofrem uma significativa influência. E esta é diferente para ordens distintas de harmônicas.

A desvantagem deste método encontra-se na sua dependência com a qualidade do sinal da tensão aplicada, ou seja, a presença de terceira harmônica no sinal pode conduzir a níveis elevados de imprecisão nos resultados.

2.4.9 Método da Compensação de Harmônicos

A medição da corrente de fuga resistiva com compensação de harmônicos é uma evolução do método anterior, compensando-se a presença de harmônica na rede no momento da medição da corrente de fuga.

Em Lundquist (1990), é descrito um método para compensar a contribuição capacitiva da componente de terceira harmônica da corrente de fuga. Para isto, é obtida

uma amostra do sinal de tensão através de um sensor de campo elétrico conectado à base do pára-raios, conforme ilustrado na Figura 2.4.9.1. Neste caso, uma corrente induzida I_p no sensor de campo elétrico (Figura 2.4.9.1) capta uma amostra da tensão aplicada, em que existem apenas harmônicas da rede. Com a medição adicional da corrente de fuga total I_t contendo harmônicas, em parte devido à rede e em parte devido à não linearidade da curva característica $V-I$ do elemento resistivo do pára-raios, conforme ilustrado na Figura 2.4.9.1.

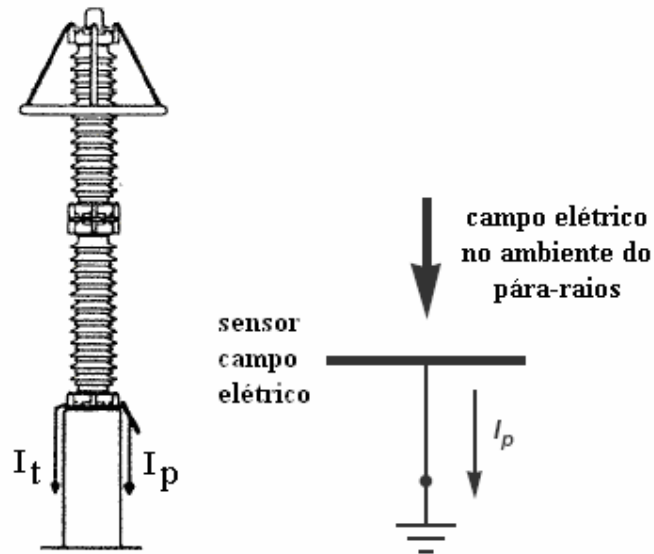


Figura 2.4.9.1 – Arranjo para medição da corrente de fuga total e detalhe do sensor de campo elétrico.

A partir de medições efetuadas de I_p e I_T , podem-se definir fatores de escalas constantes k_1 e k_3 (Lundquist, 1990), relacionando os harmônicos presentes, conforme expressa nas equações 2.4.9.1 e 2.4.9.2. A partir de manipulações algébricas destas constantes, é possível minimizar o efeito da presença da terceira harmônica da rede na componente de terceira harmônica da corrente resistiva do pára-raios.

$$k_1 = I_{T1} / I_{P1} \quad 2.4.9.1$$

$$k_3 = I_{C3} / I_{P3} \quad 2.4.9.2$$

$$I_{R3} = I_{T3} - 0,75 \frac{I_{T1}}{I_{P1}} I_{P3} \quad 2.4.9.3$$

O método de medição baseado na análise da terceira harmônica da corrente de fuga com compensação, comprovado internacionalmente desde 1989, tem sido considerado o método de medição mais confiável para monitoramento das condições do pára-raios de ZnO segundo a norma IEC 60099-5. Este método é usado para monitoração de pára-raios de 66 kV a 765 kV (Transinor, 1999). Entretanto, o diagnóstico por este método pode sofrer a influencia do posicionamento da ponta de prova de campo e isto pode conduzir a erro. (Fernando, 2001).

A aplicação desta técnica em uma rede trifásica faz com que a relação entre as componentes captadas pela ponta de prova de campo dependa do posicionamento da sonda no espaço, o que afeta a relação entre as constantes k_1 e k_2 , especificadas nas equações 2.4.9.1 e 2.4.9.2.

2.4.10 Método da Medição da Perda de Potência

A medição da perda de potencia real fornece um resultado proporcional à medida da componente da corrente de fuga resistiva. O método da perda de potência baseia-se na medição da tensão e da corrente sobre o pára-raios. A partir dos valores medidos, determina-se a potência média de dissipação comparando com a sua capacidade de absorção de energia, evitando que atinja o ponto crítico de avalanche térmica.

Embora o método da perda de potência possa ser usado em laboratório, ele é de difícil utilização no campo. As perdas de potência funcionam independentemente da forma de onda da tensão de operação e, portanto, fornecem informações para diagnóstico das condições do pára-raios mesmo em sistemas com tensões não senoidais (Coffeen e McBride, 1991).

Uma vantagem adicional deste método é a inclusão do efeito da presença de harmônicos na rede contido na medição da tensão e da corrente.

2.4.11 Método Iterativo da Diferença de Fase

O método iterativo da diferença de fase fundamenta-se na observação experimental descrita por Karawita (2006). Ele observou a existência de 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, conforme apresentado na Figura 2.4.11.1.

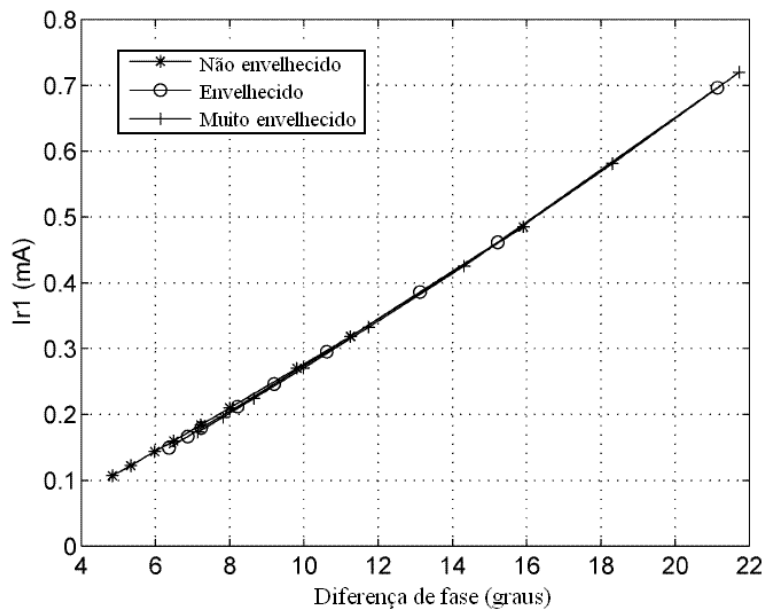


Figura 2.4.11.1 – Relação entre a componente resistiva e a diferença de fase (Karawita, 2006).

A relação apresentada na Figura 2.4.11.1 é única para um pára-raios de óxido de zinco particular e pode ser considerada linear dentro da faixa de operação de 0,8 - 1,2 p.u. do dispositivo na qual foram obtidas as correntes. Desta maneira, uma forma geral é dada pela equação 2.4.11.1, no qual os parâmetros A e B podem ser determinados ensaiando-se o pára-raios em um laboratório em valores de tensões distintos.

A componente da corrente de fuga resistiva está relacionada com a corrente de fuga total pela expressão da equação 2.4.11.2, na qual ϕ_{CIT1} representa o deslocamento de fase entre a componente fundamental da corrente capacitiva e a componente fundamental da corrente de fuga total.

$$I_{R1pico} = A\phi_{CIT1} + B \quad 2.4.11.1$$

$$I_{R1pico} = I_{T1pico} \text{sen}(\phi_{CIT1}) \quad 2.4.11.2$$

Uma vez determinado os valores de A e B , a componente da corrente de fuga resistiva pode ser determinada apenas com a medição da corrente de fuga total e por um processo iterativo computacional, conforme ilustrado na Figura 2.4.11.2, usando as equações 2.4.11.1 e 2.4.11.2.

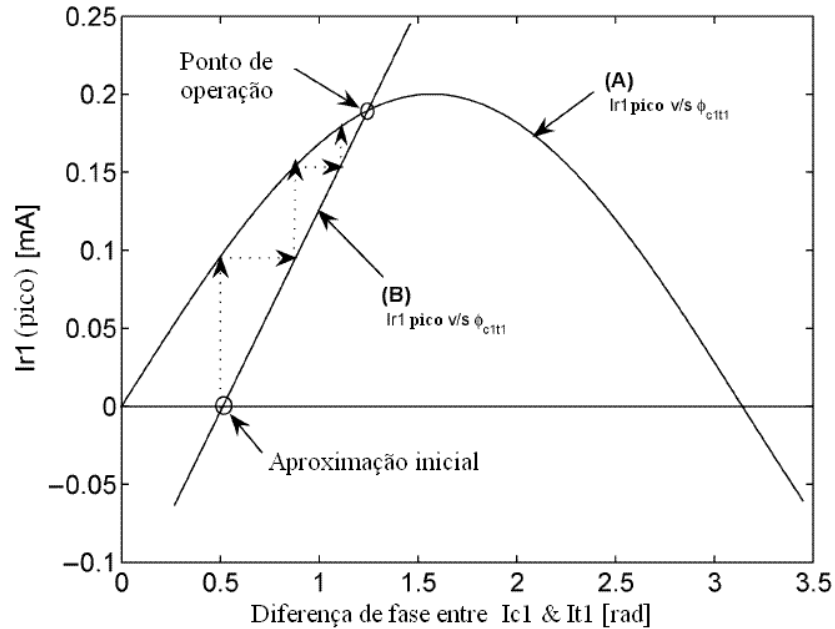


Figura 2.4.11.1 – Processo iterativo para determinação da corrente resistiva (Karawita, 2006).

2.4.12 Método Point-on-Wave (POW)

Spellman e Haddad (1997) desenvolveram uma técnica de monitoramento *on-line* na qual a corrente de fuga resistiva é determinada através da análise de um ciclo completo da tensão aplicada e da corrente de fuga total, sem a necessidade de análise das componentes harmônicas da corrente. A técnica chamada de *point-on-wave* (POW) se baseia em um sistema de equações, através do qual a corrente resistiva é determinada a partir dos valores da tensão e da corrente de fuga e no circuito equivalente do pára-raios. Deste modo, pode-se escrever a corrente de fuga como sendo dada pela equação 2.4.12.1.

$$I_t(t) = I_c(t) + I_r(t) = C \frac{dV(t)}{dt} + I_r(t) \quad 2.4.12.1$$

em que I_T é a corrente de fuga total; I_C a sua componente capacitiva e I_R a sua componente resistiva.

A cada meio ciclo, em uma onda sem harmônicos, um mesmo valor de tensão irá se repetir duas vezes, com exceção do valor de pico que ocorre apenas uma única vez. Tomados os valores da corrente nos tempos t_1 e t_2 , para os quais a tensão tem o mesmo valor, obtém-se:

$$I_t(t_1) = I_c(t_1) + I_r(t_1) = C \frac{dV(t_1)}{dt} + I_r(t_1) \quad 2.4.12.2$$

$$I_t(t_2) = I_c(t_2) + I_r(t_2) = C \frac{dV(t_2)}{dt} + I_r(t_2) \quad 2.4.12.3$$

Como $V(t_1) = V(t_2)$, tem-se que $I_r(t_1) = I_r(t_2)$. Dessa forma, subtraindo-se a equação 2.4.12.2 de 2.4.12.1 obtém-se a equação 2.4.12.4.

$$C = \frac{I_t(t_1) - I_t(t_2)}{\frac{dV(t_1)}{dt} - \frac{dV(t_2)}{dt}} \quad 2.4.12.4$$

Relacionando-se as equações de 2.4.12.2 a 2.4.12.4 encontra-se a expressão para determinação de $I_r(t)$.

$$I_r(t_1) = I_r(t_2) = \left(\frac{I_t(t_1) + I_t(t_2)}{2} \right) - \left(\frac{I_t(t_1) - I_t(t_2)}{2} \right) \cdot \left(\frac{\frac{dV(t_1)}{dt} + \frac{dV(t_2)}{dt}}{\frac{dV(t_1)}{dt} - \frac{dV(t_2)}{dt}} \right) \quad 2.4.12.5$$

Por meio da equação 2.4.12.5, pode-se calcular a componente resistiva da corrente de fuga em um ciclo completo para qualquer forma de onda, 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.

Esta técnica foi testada em laboratório para pára-raios submetidos a vários níveis de tensão, apresentando resultados bastante satisfatórios quando comparados aos valores instantâneos medidos por outros métodos. No entanto, algumas dificuldades vêm sendo encontradas na aplicação do método em campo. Entre as dificuldades pode ser citada a necessidade de se desenvolver equipamentos adequados para a obtenção dos sinais de corrente e tensão na subestação de modo a não influir no sistema de aquisição e evitar a interferência dos inúmeros ruídos presentes no ambiente.

2.4.13 Método da Correlação entre a Corrente de Fuga e a Temperatura Superficial

Este método baseia-se na correlação existente entre o valor da corrente de fuga e a diferença entre a temperatura superficial no corpo do pára-raios e a temperatura ambiente.

Kil et al. (2005) verificaram experimentalmente que as variações da corrente de fuga, em função da mudança de temperatura ambiente, estavam abaixo de $10 \mu\text{A}$, quando se variou a temperatura ambiente entre -20°C e $+50^\circ\text{C}$ para diversos tipos pára-raios de óxidos de zinco. Verifica-se então, não ser necessário considerar a influência da temperatura ambiental no diagnóstico do pára-raios.

Na Figura 2.4.13.1 é representada a configuração esquemática do experimento desenvolvido para estudar a correlação entre as grandezas temperatura e corrente de fuga.

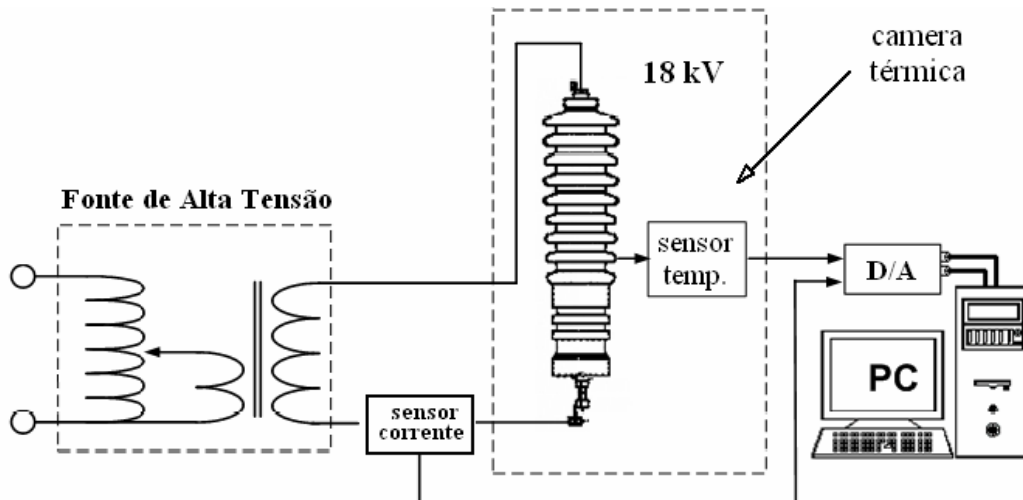


Figura 2.4.13.1 – Diagrama do Experimento para observação da Correlação entre a Temperatura e a Corrente de Fuga.

Entretanto, Kil et al., (2005) comprovaram experimentalmente uma significativa correlação entre as variações da corrente de fuga em função da diferença entre a temperatura superficial no pára-raios e a temperatura ambiente que pode ser utilizada como parâmetro para diagnóstico.

Os resultados experimentais permitiram estimar a corrente de fuga e diagnosticar pára-raios medindo-se a temperatura de superfície dos mesmos. A correlação entre a

diferença da temperatura e a corrente de fuga pode, ainda, ser mostrada como uma representação polinomial em função da temperatura do ambiente.

Por este método, o efeito do aumento da componente harmônica da corrente de fuga (Efeito Joule) se reflete no aumento da temperatura superficial do pára-raios. Desta forma, esta metodologia também contempla a influência dos harmônicos presentes na rede sobre a corrente de fuga.

2.4.14 Método do Diagnóstico de Falhas usando Redes Neurais

Recentemente tem sido pesquisada uma nova metodologia de diagnóstico usando redes neurais artificiais aplicadas a uma base de dados reais adquirida por medições feitas em subestações.

A partir de informações de algumas variáveis adquiridas (corrente de fuga e termovisão) associados a resultados de validação obtidos e armazenados em uma base de dados de situações reais pode-se fazer o diagnóstico da degradação do pára-raios com certo grau de certeza.

Esta metodologia apresenta uma técnica de diagnóstico baseada em redes neurais artificiais capazes de gerar diagnósticos parciais (Martins et al., 2005).

Um dos métodos propostos apresenta o desenvolvimento de um algoritmo computacional baseado na técnica de inteligência artificial para analisar imagens térmicas de pára-raios relacionadas à falhas usuais. Através da análise de imagens térmicas e dos perfis de temperatura na superfície de um pára-raios, é possível identificar se o pára-raios apresenta defeito ou não e o tipo de defeito dos pára-raios. (Wanderley Neto, 2007).

No capítulo a seguir será discutido o processo de escolha do material magnético usado para a confecção do sensor de corrente de fuga.

3

Sensor de corrente de fuga, metodologia experimental e simulação

Neste capítulo é apresentado o projeto de um sensor magnético para a medição de corrente de fuga em pára-raios de óxido de zinco. O projeto utiliza como elemento sensor um núcleo toroidal com material magnético à base de liga nanocristalina.

3.1 Introdução

A corrente que flui por um pára-raios apresenta-se com duas características bem distintas, a corrente normal de operação com valores da ordem de miliampères e a corrente de surtos que pode atingir a milhares de ampères. Assim, a utilização de um único dispositivo em série, entre o pára-raios e o terra, é impraticável. Levando-se em consideração esta exigência no processo de medição da corrente optou-se pela utilização de um sensor de corrente do tipo magnético e formato toroidal. Neste trabalho desenvolveu-se um sensor de corrente de fuga para medição em regime normal de operação.

Uma aplicação como sensor indutivo de corrente requer não somente propriedades magnéticas superiores, em termos de elevada permeabilidade e baixa coercividade, como também uma forma bem definida do laço de histerese. Além disso, a indução de saturação elevada, baixa perda, baixa magnetostricção, ausência de anisotropia, boa linearidade e estabilidade térmica elevada das propriedades magneticamente moles são exigências adicionais para uma aplicação funcional adequada.

Neste contexto foram realizados ensaios comparativos em laboratório com diversos núcleos magnéticos feitos com materiais magneticamente moles distintos visando uma escolha apropriada para a confecção de um sensor de corrente.

3.2 Material Magnético do Sensor de Corrente de Fuga

Para um pára-raios, um sensor de corrente de fuga é um dispositivo capaz de medir a corrente conduzida através da sua conexão com a terra. Assim, o sensor de corrente de fuga do pára-raios de óxido de zinco deve possuir propriedades e características elétricas bem definidas para a função proposta. Ou seja, a sua sensibilidade e linearidade são alguns dos parâmetros que devem ser enfatizados, uma vez que dependem deles todas as análises e informações para o processamento e diagnóstico posterior. Entretanto, cuidados devem ser observados com o ponto de operação sobre a curva de histerese e saturação destes sensores magnéticos a fim de evitar problemas de não linearidade.

Realizou-se um estudo comparativo com um conjunto de núcleos de materiais magnéticos, para diferentes composições e fabricantes visando-se o levantamento da curva de histerese, da permeabilidade magnética μ e da densidade de saturação de fluxo magnético B_s . Os núcleos utilizados para testes possuem composições químicas à base de ferrite MnZn, NiFe, FeSi e ligas nanocristalinas.

Um circuito foi montado com a finalidade de analisar e medir os valores pertinentes à curva de histerese do conjunto de núcleos em estudo.

3.3 Medição de fluxo magnético e Curva de Histerese

Para fazer o levantamento da curva de histerese dos núcleos selecionados o circuito projetado e montado tem a capacidade de monitorar simultaneamente a corrente de magnetização I_M aplicada no primário do enrolamento do núcleo toroidal e a tensão induzida V_S pelo fluxo magnético criado no enrolamento secundário do mesmo.

Desta forma foi possível adquirir dois valores de tensões sendo um proporcional à intensidade de campo magnético H e outro proporcional à densidade de fluxo magnético B , o que permitiu efetuar o traçado do laço de histerese na frequência de interesse com o auxílio de um osciloscópio digital de dois canais.

A obtenção do laço de histerese foi baseada na configuração expressa no diagrama apresentado na Figura 3.3.1. Neste diagrama pode-se observar que a corrente de magnetização I_M aplicada no enrolamento primário do núcleo estabelece um fluxo magnético ϕ , que provoca uma tensão de indução no enrolamento secundário V_S . Por sua vez, a tensão V_S é aplicada na entrada de um amplificador diferencial com ganho G para em seguida ser integrada.

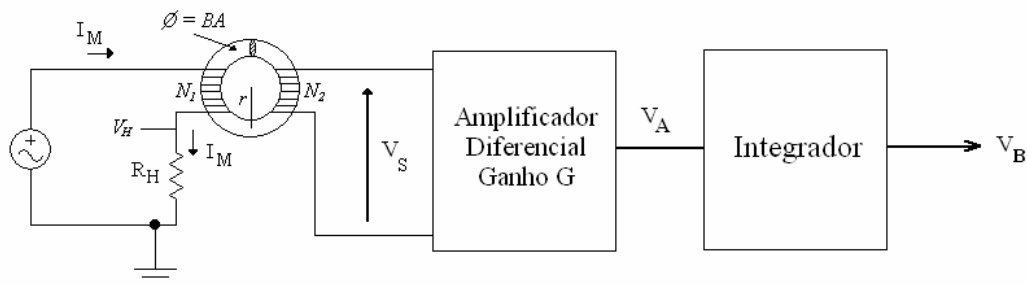


Figura 3.3.1 – Configuração do circuito para determinação do laço de histerese.

Entre o secundário do transformador e o integrador ativo foi adicionado um amplificador diferencial com alta impedância de entrada visando manter a corrente no secundário nula, garantindo desta forma que todo o fluxo magnético gerado no núcleo fosse determinado exclusivamente pela corrente de magnetização aplicada no primário do transformador além de amplificar a tensão induzida em seus terminais.

Como fonte de excitação foi utilizada um gerador de função senoidal, conforme mostrado na Figura 3.3.2, no qual foram variadas a amplitude e frequência da corrente de magnetização I_M , para obtenção dos laços de histerese e da permeabilidade magnética relativa dos materiais utilizados a partir das medições efetuadas.

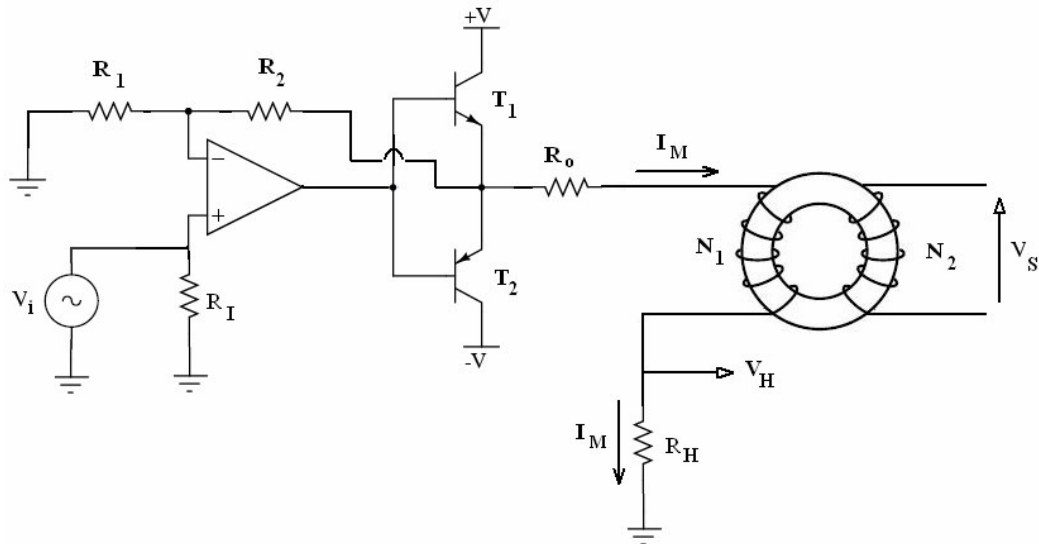


Figura 3.3.2 – Circuito de magnetização do núcleo.

3.4 Metodologia Experimental I

Considerando o procedimento experimental, inicialmente o material do núcleo foi submetido a um processo de desmagnetização. Com o magnetismo inicial nulo, os domínios elementares estão orientados aleatoriamente. À medida que se aplica uma corrente à bobina que envolve o núcleo, os domínios magnéticos começam a se orientar no sentido do campo magnético criado pela bobina.

A seguir aplicou-se uma corrente de magnetização I_M que circulou no enrolamento primário até que o campo H alcançasse o valor H_{MAX} e considerou-se a indução B no valor máximo, B_m . O valor foi considerado como o ponto de saturação, B_{SAT} . Retornando a corrente a zero, nem todos os domínios magnéticos retornam à posição inicial, ficando o material com um magnetismo residual B_r . Para cancelar o magnetismo residual, faz-se necessário a aplicação de um campo H em sentido oposto, a este valor chama-se força coercitiva H_c . O processo se repete em sentido oposto. Considerando que nem todos os domínios voltam à posição original, deve-se exercer um esforço adicional para zerar o campo magnético antes de invertê-lo, disso resulta o fato que materiais magnéticos sob a ação de um campo alternado apresentam perdas por histerese.

As dimensões físicas dos núcleos utilizados são mostradas na Tabela 3.4.1, no qual L_e é o comprimento efetivo do circuito magnético do núcleo toroidal e A_e é a área da secção transversal do núcleo.

Tabela 3.4.1 – Dimensões físicas dos núcleos toroidais

	Dimensões (mm) ($D_e \times D_i \times H$)	L_e (cm)	A_e (cm ²)
HiB	20x15x15	5,5	0,37
TH-50	27x16x12	6,75	0,65
HyMu80	28x20x10	7,54	0,4
M-033	25x16x10	6,34	0,36
M-006	40x25x15	10,2	0,9
N47B3	30x20x10	7,85	0,4
FINEMET	76x50x12	18,84	2,0
N3E3	40x25x15	10,2	0,9

A partir da aplicação de uma corrente de magnetização variável com frequência de 60 Hz no enrolamento primário de cada um dos núcleos toroidais, pode-se observar o laço de histerese no osciloscópio e visualizar a relação entre a corrente aplicada e a tensão induzida nos terminais do secundário dos mesmos e determinar diversos parâmetros, dentre eles, a permeabilidade magnética, a corrente de saturação e a densidade de saturação de fluxo magnético B_s .

3.5 Materiais e Métodos

Sabendo-se que os parâmetros mencionados no parágrafo anterior são dependentes da frequência os procedimentos experimentais foram realizados na frequência de 60 Hz o que correspondente àquela de operação do pára-raios.

As medições experimentais foram realizadas nos Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científicas e no Laboratório de Alta Tensão do Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG onde foram empregados os seguintes instrumentos:

- Osciloscópio Digital Tektronix, modelo TDS 2014, 100 MHz, 1 GS/s, 4 canais
- Function Waveform Generator Agilent 33220A, 20 MHz
- Fonte DC PS-5000 Power Supply – ICEL
- Multímetro Minipa ET-2600 True RMS

Os núcleos toroidais utilizados neste estudo foram doados por fabricantes nacionais e internacionais como resultados de contatos realizados e justificados quanto às

suas aplicabilidades em pesquisas científicas. Os critérios das solicitações foram guiados pela busca de uma diversidade de materiais, uso de tecnologias recentes e disponibilidade para acesso em escala industrial.

3.5.1 Resultados Experimentais

Para o cálculo da permeabilidade magnética relativa foi utilizada a equação 3.5.1 (Apêndice A) a seguir:

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} = \frac{2\pi R R_H C}{\mu_0 N_1 N_2 G A} \left[\frac{V_B}{V_H} \right] = \frac{l_E R R_H C}{\mu_0 N_1 N_2 G A} \left[\frac{V_B}{V_H} \right] \quad 3.5.1$$

Em que $R_H = 1,1 \Omega$; $G = 1$; $C = 1\mu\text{F}$; l_E representa o comprimento efetivo do caminho magnético e A a área da seção transversal do núcleo toroidal. R e C representam os valores do resistor e capacitor do integrador e G o ganho do amplificador diferencial utilizado na Figura 3.3.1. Os valores de l_E e A para cada núcleo estão explicitados na Tabela 3.4.1. Todos os núcleos foram enrolados com a mesma quantidade de espiras no primário e secundário, ou seja, $N_1 = N_2 = 26$.

O resultado para efeito comparativo entre as medições realizadas com os núcleos dos materiais magnéticos pode ser visto na Tabela 3.5.1.

Tabela 3.5.1 – Propriedades Magnéticas dos núcleos

	Dimensões (mm)	l_E (cm)	B_s (T)	μ_r	A_c (cm ²)
HiB	20x15x15	5,5	1,60	33182	0,375
TH-50	27x16x12	6,7	0,32	7308	0,645
HyMu80	28x20x10	7,54	0,60	74263	0,4
M-033	25x16x10	6,34	1,09	30011	0,36
M-006	40x25x15	10,2	0,96	33494	0,9
N47B3	30x20x10	7,85	0,96	148058	0,4
FINEMET	76x50x12	18,84	0,73	193974	2,0
N3E3	40x25x15	10,2	0,94	185707	0,9

Da Tabela 3.5.1 observa-se que os núcleos toroidais da família das ligas nanocristalinas mostraram-se com melhores características de desempenho e emergem como candidatos à aplicação como sensores de corrente. Na parte experimental deste trabalho foram utilizados núcleos toroidais a base de ligas nanocristalinas com materiais

magnéticos: a *FINEMET*, desenvolvida pela *Hitachi* e a *NANOPERM*, desenvolvida pela *Alps Electric*. (Yoshizawa, 1999)

FINEMET é o nome comercial da liga nanocristalina com composição química $Fe_{73,5}Nb_3Cu_1Si_{13,5}B_9$ onde o estado nanocristalino é obtido a partir de um tratamento térmico a partir do modo amorfo e é caracterizada por um tamanho de grão de aproximadamente 15 nm. As ligas *NANOPERM* possuem uma composição química $Fe_{73,5}Nb_3Cu_1Si_{15,5}B_7$ e possuem tamanhos de grão da ordem de 25 nm. (Makino et al., 1997)

A seguir são especificados os núcleos utilizados na parte experimental. Serão apenas apresentados alguns os resultados ressaltando as melhores propriedades e a comparação entre as ligas.

3.5.1.1 Núcleo M-033

O núcleo toroidal M-033, fabricado pela MAGNETEC, é baseado na liga nanocristalina *NANOPERM* ($Fe_{73,5}Nb_3Cu_1Si_{15,5}B_7$) com dimensões físicas e propriedades magnéticas apresentadas na Tabela 3.4.1.

3.5.1.2 Núcleo N3E3

O núcleo toroidal N3E3, fabricado pela MECAGIS, é baseada em ligas nanocristalinas (FeSiBNbCu) com estruturas de nanocristais de 10 nm e dimensões físicas apresentadas na Tabela 3.4.1.

Os gráficos obtidos para a tensão de saída em função da corrente de magnetização e a curva de histerese para este núcleo estão expressos nas Figuras 3.5.1.2.1 e 3.5.1.2.2, respectivamente.

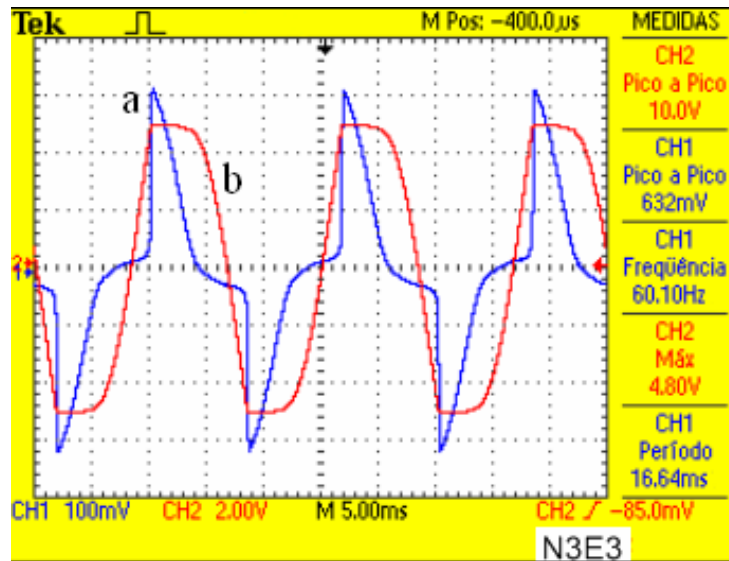


Figura 3.5.1.2.1 – Corrente de magnetização (a) e tensão de saída (b).

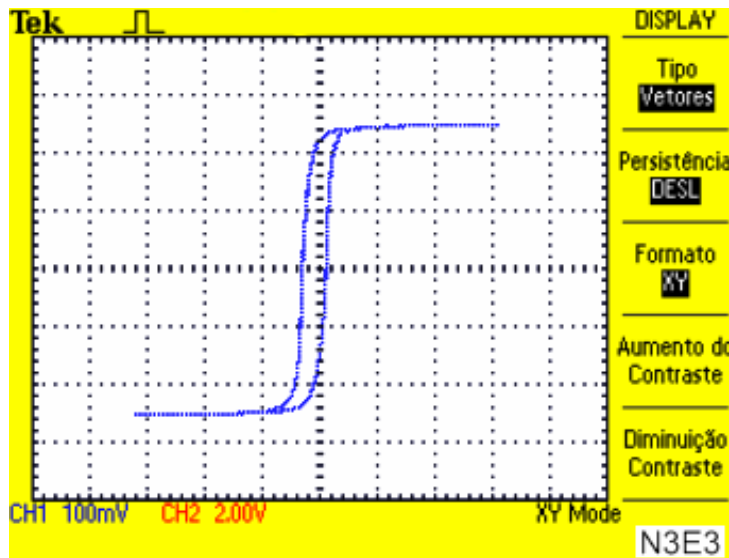


Figura 3.5.1.2.2 – Laço de Histerese do Núcleo N3E3, 60Hz.

Os gráficos correspondentes à curva de magnetização e permeabilidade magnética são apresentados nas figuras Figura 3.5.1.2.3 e Figura 3.5.1.2.4, respectivamente.

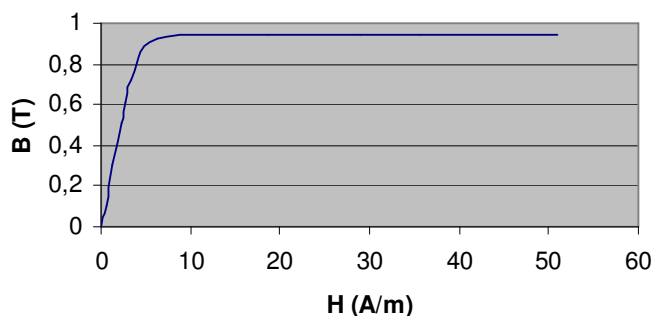


Figura 3.5.1.2.3 – Curva de Magnetização do Núcleo N3E3, 60Hz.

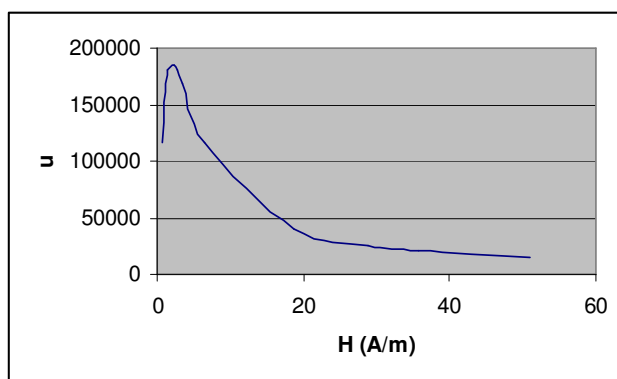


Figura 3.5.1.2.4 – Curva de Permeabilidade do Núcleo N3E3, 60Hz.

Permeabilidade Relativa máx = 185707

$B_{SAT} = 0,94 \text{ T}$

3.5.1.3 Núcleo TH-50

O núcleo toroidal TH-50, fabricado pela THORNTON, é baseada em ligas de MnZn com dimensões físicas apresentadas na Tabela 3.4.1. Os gráficos obtidos para a tensão de saída em função da corrente de magnetização e a curva de histerese para este núcleo estão expressos nas Figuras 3.5.1.3.1 e 3.5.1.3.2, respectivamente.

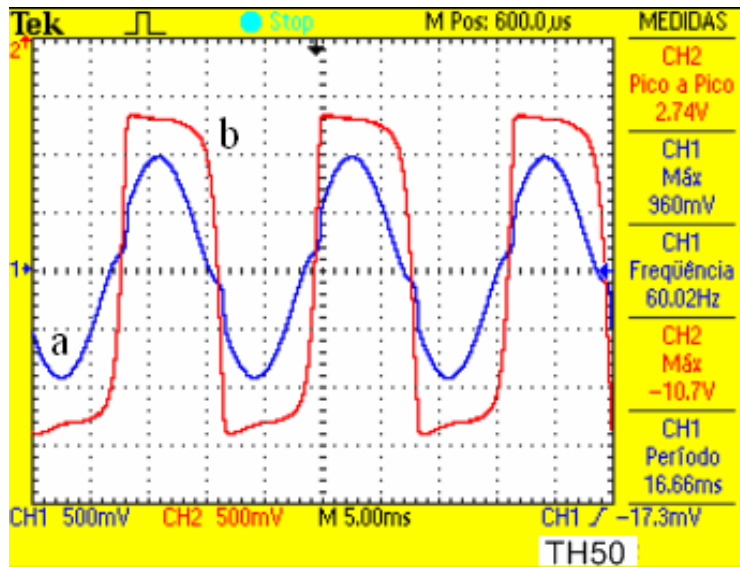


Figura 3.5.1.3.1 – Corrente de magnetização (a) x tensão de saída (b).

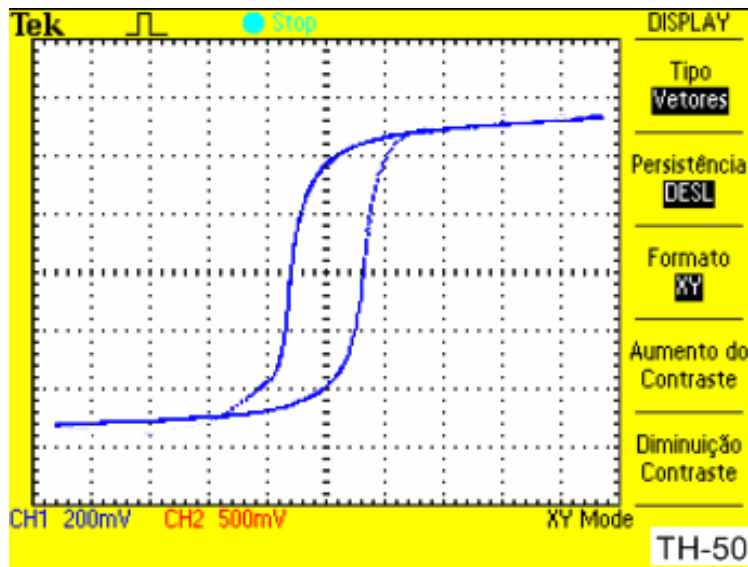


Figura 3.5.1.3.2 - Curva de Histerese.

Os gráficos correspondentes à curva de magnetização e permeabilidade magnética são apresentados nas Figuras 3.5.1.3.3 e 3.5.1.3.4, respectivamente.

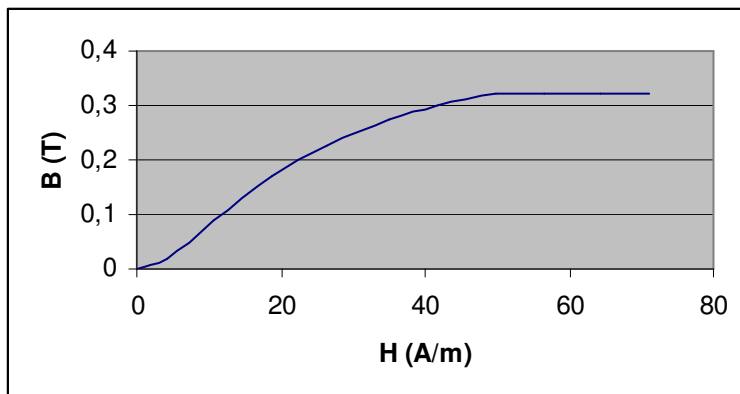


Figura 3.5.1.3.3 – Curva de Magnetização do Núcleo NT27 TH-50, 60Hz.

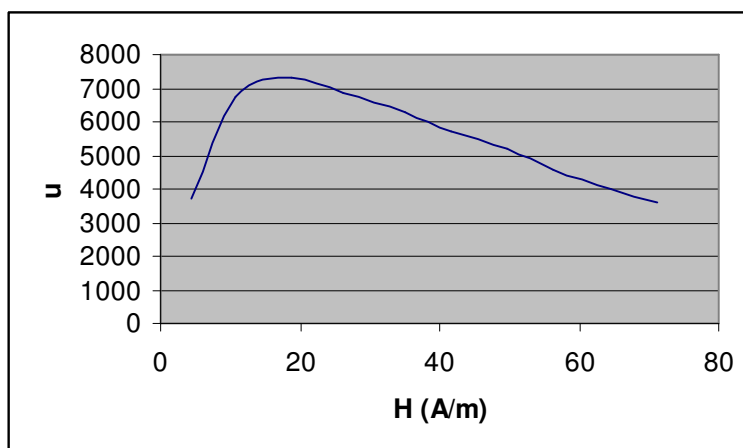


Figura 3.5.1.3.4 – Curva de Permeabilidade do Núcleo NT27 TH-50, 60 Hz.

Permeabilidade Relativa máx = 7308

$$B_{SAT} = 0,322 \text{ T}$$

3.5.1.4 Núcleo HyMu80

O núcleo de HyMu80 é uma liga magnética de níquel e de ferro de elevada permeabilidade. O núcleo toroidal HyMu80 é baseado na liga (Ni80,0 Fe16,6 Mo4,53 Mn0,54 C0.006), conhecida como Permalloy, cujas dimensões geométricas são apresentadas na Tabela 3.4.1. Nesta liga o níquel é acrescentado para aumentar a permeabilidade (μ) e modificar a resistividade do material.

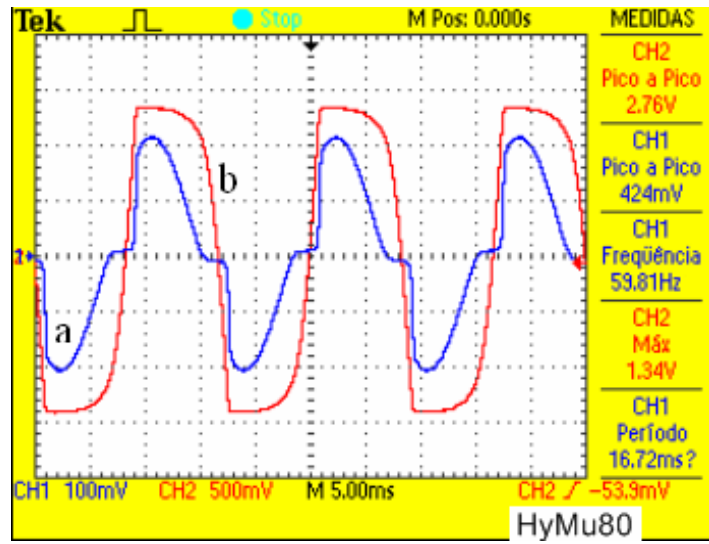


Figura 3.5.1.4.1 – Corrente de magnetização (a) x tensão de saída (b).

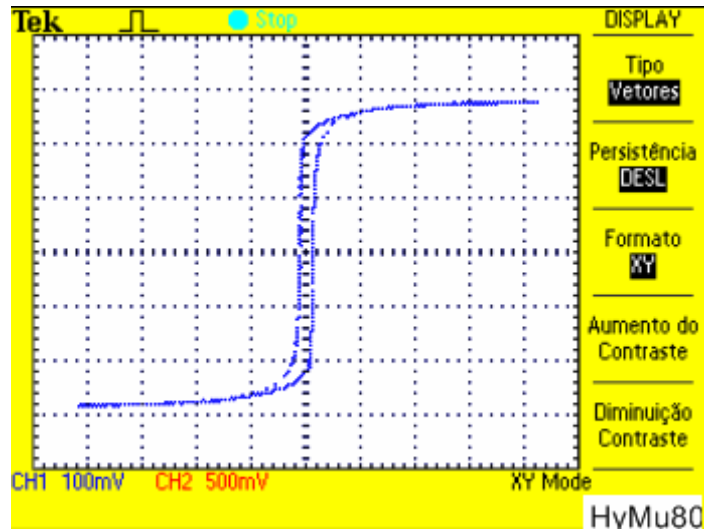


Figura 3.5.1.4.2 - Curva de Histerese.

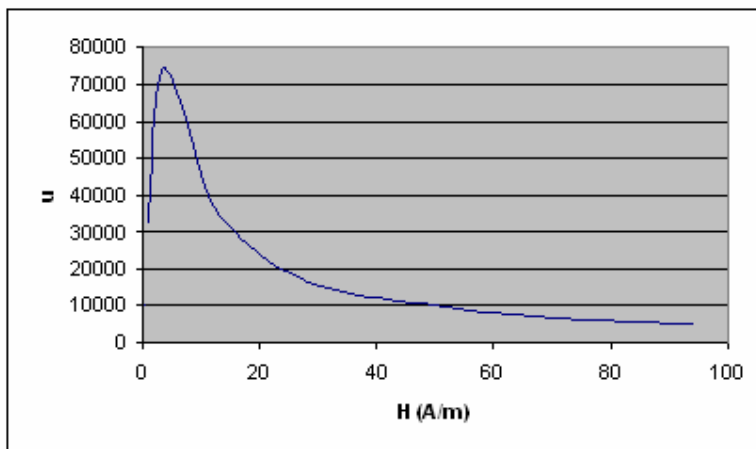


Figura 3.5.1.4.3 – Curva de Permeabilidade do Núcleo HyMu80, 60 Hz.

Permeabilidade Relativa máx = 74263

$$B_{SAT} = 0,6 \text{ T}$$

3.5.1.5 Núcleo HiB

O núcleo toroidal HiB é baseado na liga FeSi (GO). Trata-se de uma liga de grãos altamente orientados, daí o nome HiB.

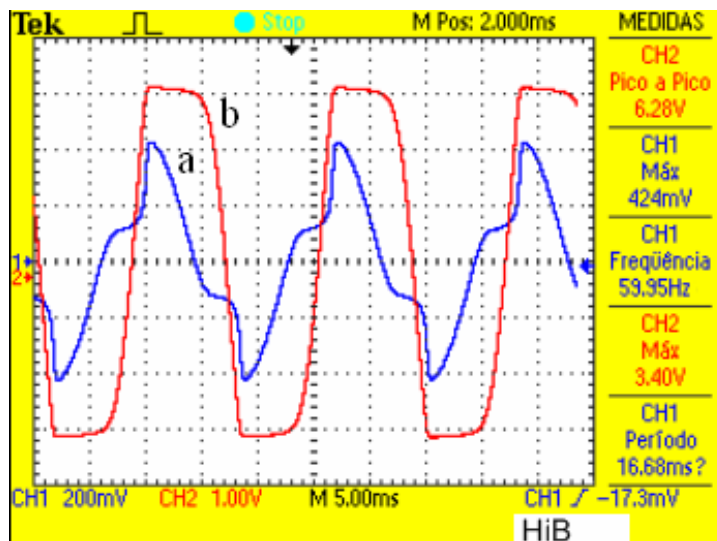


Figura 3.5.1.5 – (a) Corrente de magnetização (azul) x tensão de saída (vermelho)

3.5.1.6 Núcleo M-006

O núcleo toroidal M-006 é baseado na liga nanocristalina da família *Nanoperm*.

3.5.1.7 Núcleo FINEMET

O núcleo toroidal *FINEMET*, fabricada pela *Hitachi*, possui uma composição química típica $Fe_{73,5}Nb_3Cu_1Si_{13,5}B_9$.

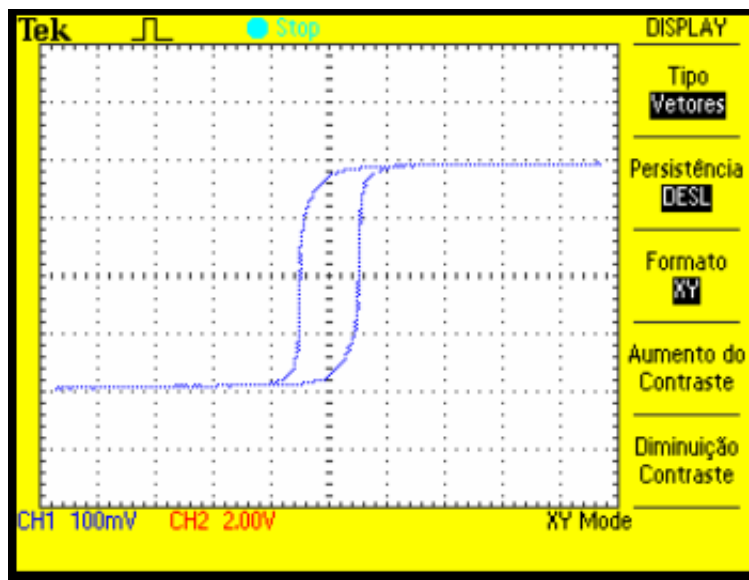


Figura 3.5.1.7.1 – Laço de Histerese do Núcleo FINEMET, 60Hz.

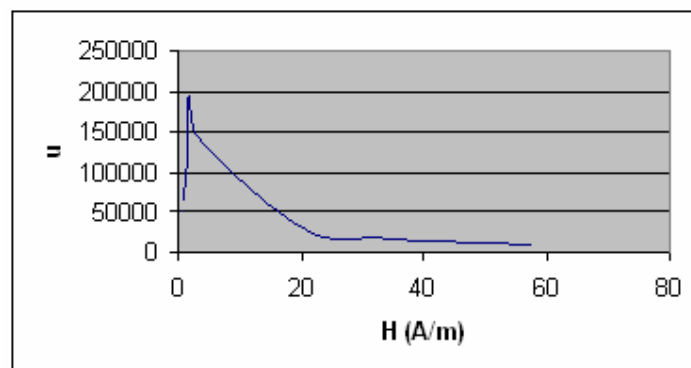


Figura 3.5.1.7.2 – Curva de Permeabilidade do Núcleo FINEMET à 60Hz

Permeabilidade Relativa máx = 193974

$$B_{SAT} = 0,73 \text{ T}$$

3.5.2 Observações Experimentais

Da Tabela Tabela 3.5.1 observa-se que as ligas nanocristalinas da família *Finemet* e *Nanoperm* apresentam desempenho superior quando comparado ao binômio *permeabilidade relativa \times Indução de Saturação* das ligas de *Ferrite Mn-Zn e Ni-Fe*.

Embora a liga HyMu80 apresente uma permeabilidade magnética satisfatória para este tipo de aplicação, ela possui uma densidade de saturação de fluxo magnético B_{sat} menor quando comparada com as ligas nanocristalinas.

Após a realização dos estudos teóricos e práticos, observa-se que as ligas ferromagnéticas nanocristalinas, apresentam algumas propriedades magnéticas superiores aos materiais ferromagnéticos convencionais, tais como: alta permeabilidade magnética relativa, alta densidade de saturação de fluxo magnético e baixas perdas por histerese.

No estudo experimental, foram evidenciadas as propriedades superiores da liga nanocristalina, tipo *NANOPERM* e *FINEMET*, comparada com um núcleo de ferrite mole. As ligas nanocristalinas mostraram-se promissoras na construção de sensores de corrente.

Em resumo, a alta permeabilidade magnética associada à indução de saturação elevada, alta linearidade, baixo campo coercitivo, baixa magnetostricção, baixas perdas, dimensões volumétricas reduzidas, baixo peso e boa estabilidade com a temperatura fazem dos núcleos toroidais construídos a base de ligas nanocristalinas um dispositivo adequado para a construção de sensores de corrente de baixa intensidade.

3.6 Sensor de corrente magnético

A corrente de fuga do pára-raios de óxido de zinco que circula pelo cabo para a terra gera em torno do mesmo uma variação de fluxo magnético proporcional à sua variação (*Lei de Faraday*). Na Figura 3.6.1 são mostradas conexões elétricas e magnéticas do sensor.

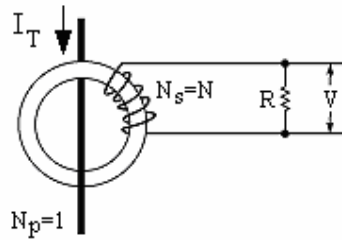


Figura 3.6.1 – Diagrama esquemático de um sensor indutivo.

Alguns cuidados no projeto da unidade sensora de corrente podem conduzir a uma alta sensibilidade e uma melhor rejeição a ruídos e interferências. A sensibilidade da medida da corrente de fuga está associada a dois fatores:

- Alta permeabilidade magnética do núcleo da bobina sensora;
- Alto ganho obtido com o uso de amplificadores de instrumentação.

A rejeição a ruídos e interferências da medição pode ser associada a:

- Uso de amplificadores de instrumentação de baixo ruído;
- Configuração de circuito com alta rejeição a sinais de modo comum;
- Blindagem contra interferências eletromagnéticas.

Na Figura 3.6.2 é ilustrado um diagrama da configuração elétrica empregada para a medição da corrente de fuga, seguida do processo de digitalização.

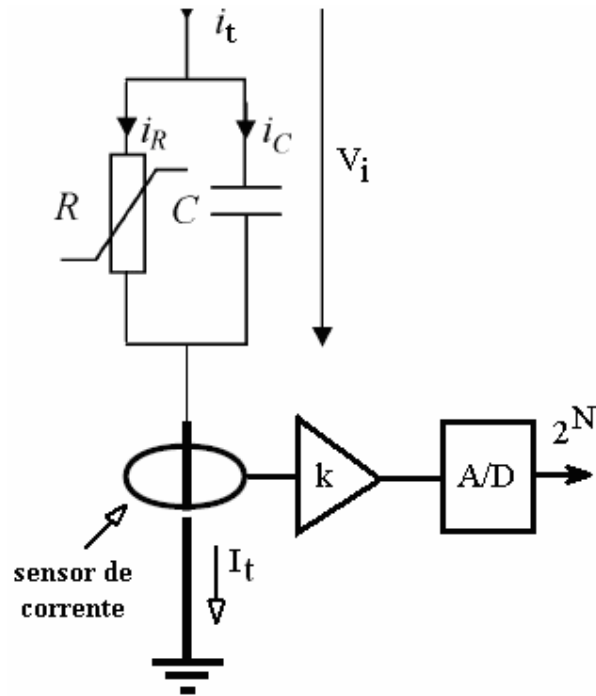


Figura 3.6.2 – Configuração elétrica para a medição da corrente de fuga.

3.7 Descrição funcional

O princípio básico, do sensor de corrente magnético desenvolvido para a medição da corrente de fuga no pára-raios de óxido de zinco, baseia-se na obtenção de uma tensão diretamente proporcional à intensidade da corrente que se deseja medir. Para tal, faz-se a captação da intensidade do campo magnético H induzida em torno do cabo terra pela corrente de fuga I_T (Figura 3.7.1) e, com o condicionamento e processamento de sinal descrito a seguir, extrai-se as informações de interesse.

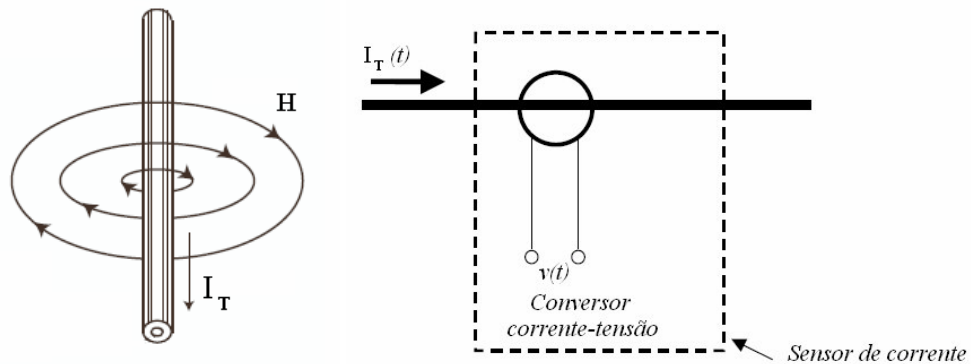


Figura 3.7.1 – Diagrama do fluxo magnético.

Considerando-se que a tensão induzida (*Lei de Faraday*) nos terminais secundário $v(t)$ é proporcional à derivada da corrente I_T faz-se necessário o uso de um bloco integrador, Figura 3.7.2.

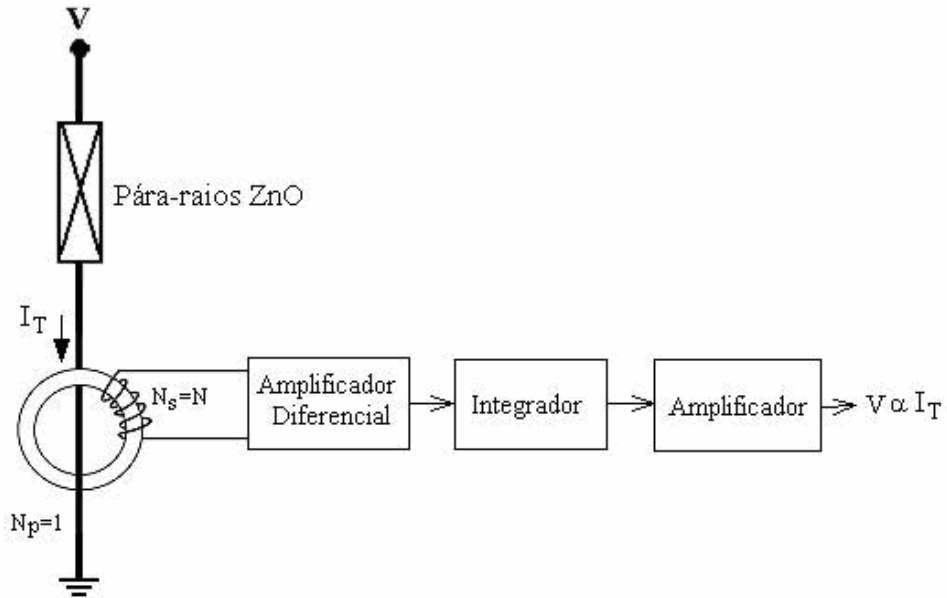


Figura 3.7.2 - Diagrama funcional do sensor de corrente de fuga.

A Lei de Ampère estabelece que a integral de linha de H em qualquer percurso fechado é exatamente igual à corrente enlaçada pelo percurso conforme a Equação 3.7.1.1.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \Sigma NI \quad 3.7.1.1$$

Neste caso, o núcleo toroidal utilizado para enlaçar o campo magnético gerado pela corrente de fuga total I_T do pára-raios possui apenas 1 espira e comprimento efetivo do caminho magnético $l = 2\pi r$, onde r é o raio médio. Considerando $N_l = 1$ e $I = I_T$ na Equação 3.7.1.1 pode-se escrever as expressões 3.7.1.2 e 3.7.1.3.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = H 2\pi r = I_T \quad 3.7.1.2$$

$$H = \left[\frac{1}{2\pi r} \right] I_T \quad 3.7.1.3$$

Verifica-se pela equação 3.7.1.3 que a intensidade do campo magnético H é diretamente proporcional à corrente de fuga I_T que circula pelo cabo terra do pára-raios.

Segundo a *Lei de Faraday*, um campo magnético variável produz uma força eletromotriz que pode estabelecer uma corrente em um circuito fechado adequado. Assim, para um percurso fechado de N_2 espiras condutoras a tensão induzida nos terminais do enrolamento secundário do núcleo toroidal mostrado na Figura 3.7.3 pode ser calculada usando-se a Equação 3.7.1.4.

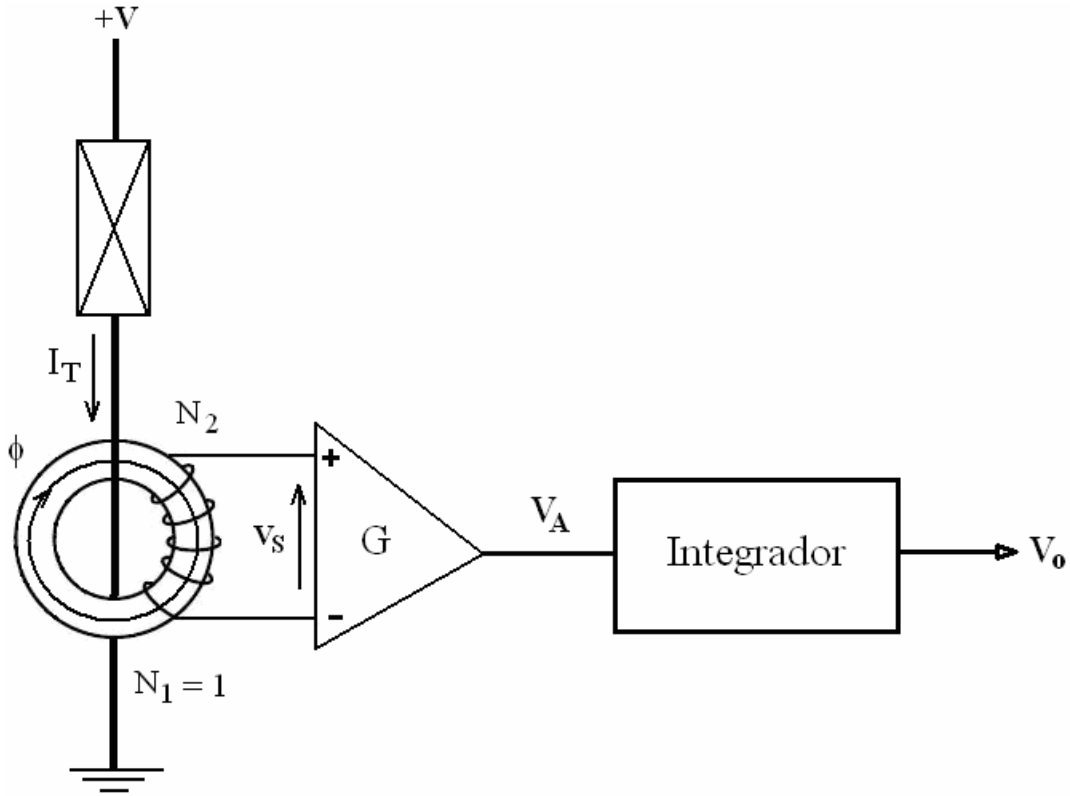


Figura 3.7.3 – Diagrama esquemático do elemento sensor de corrente.

$$V_s = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad 3.7.1.4$$

Considerando a área A da seção magnética transversal do núcleo toroidal o fluxo magnético ϕ é dado pela equação 3.7.1.5.

$$\phi = B.A \quad 3.7.1.5$$

Derivando a expressão 3.7.1.5 e substituindo-se $B = \mu H$ tem-se,

$$\frac{d\phi}{dt} = A \frac{dB}{dt} = \mu A \frac{dH}{dt} \quad 3.7.1.6$$

Aplicando a *Lei de Ampère*,

$$H = \frac{N_1 I_T}{l} \quad 3.7.1.7$$

Derivando a expressão 3.7.1.7 tem-se a equação 3.7.1.8.

$$\frac{dH}{dt} = \frac{N_1}{l} \frac{dI_T}{dt} \quad 3.7.1.8$$

Substituindo-se a equação 3.7.1.8 em 3.7.1.6 obtém-se a expressão 3.7.1.9.

$$\frac{d\phi}{dt} = \mu A \frac{N_1}{l} \frac{dI_T}{dt} \quad 3.7.1.9$$

Aplicando-se a *Lei de Faraday* aos terminais do enrolamento secundário do núcleo toroidal, tem-se a equação 3.7.1.10 que mostra que a tensão V_s é diretamente proporcional a taxa de variação da corrente de fuga I_T .

$$V_s = N_2 \frac{d\phi}{dt} = \left[\frac{\mu A N_1 N_2}{l} \right] \frac{dI_T}{dt} \quad 3.7.1.10$$

A expressão 3.7.1.10 pode ser escrita de forma simplificada conforme mostrado na 3.7.1.11.

$$V_s = M \frac{dI_T}{dt} \quad \text{onde} \quad M = \frac{\mu A N_1 N_2}{l}. \quad 3.7.1.11$$

Observa-se, da relação 3.7.1.11, que o termo M representa uma indutância mútua entre o cabo terra do pára-raios e o enrolamento secundário.

3.8 Modelo Equivalente

Da Equação 3.7.1.11 deduz-se que a tensão na saída do terminal secundário V_s pode ser relacionada com a corrente aplicada no primário do transformador toroidal de forma a se obter um modelo simplificado deste acoplamento, como mostrado na Figura 3.8.

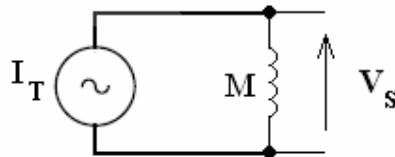


Figura 3.8 - Modelo equivalente do sensor.

A corrente nos terminais do enrolamento secundário do núcleo toroidal deve ser nula a fim de evitar a criação de um fluxo magnético adicional. Desta forma, assegura-se que o único fluxo magnético presente no núcleo toroidal é decorrente do fluxo criado pela corrente de fuga total que circula pelo pára-raios. Para garantir esta assertiva os terminais do enrolamento secundário foram conectados diretamente à entrada de um amplificador diferencial de instrumentação de alta impedância de entrada.

3.9 Amplificador Diferencial e Integrador

Um amplificador diferencial foi utilizado para amplificar a tensão nos terminais do enrolamento secundário do núcleo toroidal, a fim de minimizar o ruído de modo comum e garantir um ganho de tensão, melhorando a sensibilidade do conjunto sensor.

Considerando o ganho do amplificador diferencial G , tem-se na sua saída uma tensão V_A cujo valor é expresso pela Equação 3.9.1.1.

$$V_A = GV_s = GN_2A \frac{dB}{dt} \quad 3.9.1.1$$

Derivando a relação $B = \mu H$ tem-se a Equação 3.9.1.2.

$$\frac{dB}{dt} = \mu \frac{dH}{dt} \quad 3.9.1.2$$

Substituindo-se a expressão 3.7.1.11 em 3.9.1.1 determina-se uma relação que mostra a dependência da tensão V_A com a derivada da corrente de fuga conforme Equação 3.9.1.3.

$$V_A = \left[\frac{G\mu AN_1N_2}{l} \right] \frac{dI_T}{dt}. \quad 3.9.1.3$$

Como descrito na Equação 3.9.1.3 a determinação da corrente I_T exige a implementação de um integrador.

$$V = \frac{1}{C} \int Idt = \frac{1}{RC} \int V_A dt = \frac{GN_2A}{RC} \int dB = \left[\frac{GN_2A}{RC} \right] B. \quad 3.9.1.4$$

Substituindo-se $B = \mu H$ e $\mu = \mu_r \mu_o$ na expressão 3.9.1.4, tem-se a expressão 3.9.1.5.

$$V = \left[\frac{N_2 GA}{RC} \right] \mu_r \mu_o H . \quad 3.9.1.5$$

A tensão V é submetida a um amplificador não inversor com ganho G_o expresso na equação 3.9.1.6.

$$G_o = 1 + \frac{R_2}{R_1} . \quad 3.9.1.6$$

Portanto, a expressão de V_o pode ser dada pela Equação 3.9.1.7.

$$V_o = \left[\frac{N_2 GG_o A}{RC} \right] \mu_r \mu_o H . \quad 3.9.1.7$$

Substituindo-se o valor de $\phi = B.A = \mu_r \mu_o AH$ na equação 3.9.1.7 tem-se a expressão 3.9.1.8, que permite, através da tensão V_o , observar a ocorrência do fluxo magnético no núcleo.

$$V_o = \left[\frac{N_2 GG_o}{RC} \right] \phi = k_o \phi . \quad 3.9.1.8$$

Finalmente, substituindo-se a equação 3.7.1.3 na equação 3.9.1.7 encontra-se a expressão 3.9.1.9 que relaciona a proporcionalidade direta entre a corrente de fuga total I_T que circula pelo fio terra do pára-raios e a tensão V_o obtida na saída amplificador operacional não inversor.

$$V_o(t) = \left[\frac{N_2 GG_o A}{2\pi RC} \mu_r \mu_o \right] I_T(t) . \quad 3.9.1.9$$

Na equação 3.9.1.10 tem-se que $V_o = \alpha I_T$ o que corresponde à expressão de um conversor corrente-tensão.

$$V_o = \alpha I_T, \quad \text{em que} \quad \alpha = \frac{N_2 GG_o A}{2\pi RC} \mu_r \mu_o , \quad 3.9.1.10$$

Desta forma, obtém-se um valor de tensão na saída do estágio amplificador, que é diretamente proporcional à corrente de fuga $I_T(t)$. Observa-se que a intensidade do valor da tensão na saída V_o depende não somente do ganho G do amplificador diferencial e do ganho G_o do amplificador não inversor, como também do número de espiras N_2 , das dimensões geométricas do toróide utilizado (A, l), do circuito integrador (R, C), assim como da permeabilidade magnética do material do núcleo μ_r .

Assim, quanto maior o valor da permeabilidade magnética do material do núcleo toroidal, maior será a intensidade da tensão V do sinal na saída do circuito do sensor. Considerando a elevada permeabilidade magnética dos núcleos à base de ligas nanocristalinas, conclui-se que a aplicação dos mesmos, neste caso, eleva a sensibilidade do circuito na detecção de correntes de baixa intensidade exigindo menor ganho dos amplificadores e melhorando, desta forma, a relação sinal-ruído do conjunto sensor de corrente.

A corrente $I_T(t)$ pode ser determinada a partir da equação 3.9.1.11.

$$I_T(t) = \left[\frac{2\pi RC}{N_2 G G_o A \mu_r \mu_o} \right] V_o(t). \quad 3.9.1.11$$

Considerando-se que $I_T(t) = \frac{l}{N_1} H(t)$ e $B(t) = \mu_r \mu_o H(t)$, com $N_1 = 1$ e $l = 2\pi$, é

possível, também, determinar os valores da intensidade de campo magnético $H(t)$, da densidade de fluxo magnético $B(t)$ e do fluxo magnético $\phi(t)$, conforme mostrado nas equações de 3.9.1.12 a 3.9.1.14.

$$H(t) = \left[\frac{RC}{N_2 G G_o A \mu_r \mu_o} \right] V_o(t). \quad 3.9.1.12$$

$$B(t) = \left[\frac{RC}{N_2 G G_o A} \right] V_o(t). \quad 3.9.1.13$$

$$\phi(t) = \left[\frac{RC}{N_2 G G_o} \right] V_o(t). \quad 3.9.1.14$$

3.10 Componente de Terceira Harmônica da Corrente de Fuga

Na Figura 3.10.1 é apresentada a configuração utilizada para a obtenção da componente resistiva de terceira harmônica da corrente de fuga no caso de não consideração de harmônica na alimentação do pára-raios ou quando a presença de terceira harmônica na rede de alta tensão for considerada desprezível.

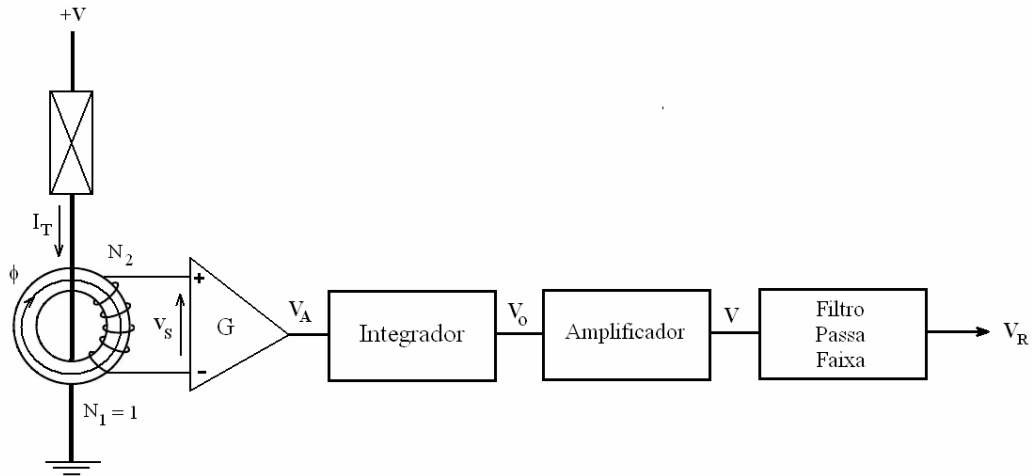


Figura 3.10.1 Circuito de filtragem da terceira harmônica da corrente de fuga.

Um filtro passa faixa de sexta ordem foi implementado com 3 estágios em série de filtros de segunda ordem com a estrutura mostrada na Figura 3.10.2 e com frequência central de 180 Hz.

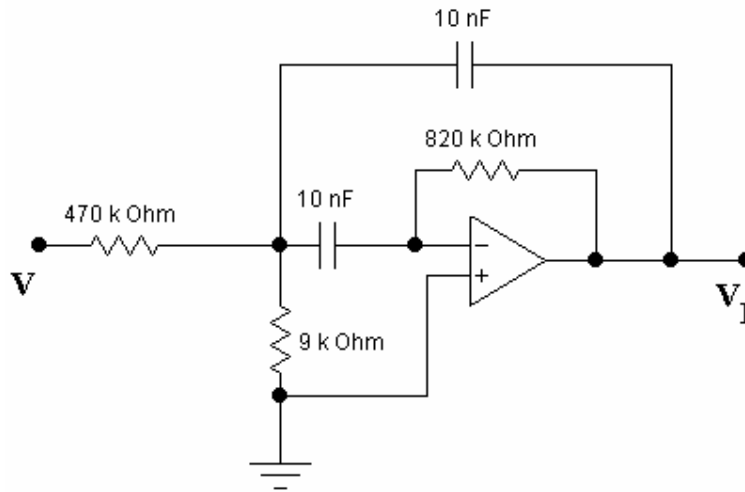


Figura 3.10.2 – Estágio do filtro passa-faixa de segunda ordem em 180 Hz.

O Diagrama de Bode mostrado na Figura 3.10.3 corresponde ao circuito do filtro passa faixa de sexta ordem com frequência central na terceira harmônica da rede (180 Hz).

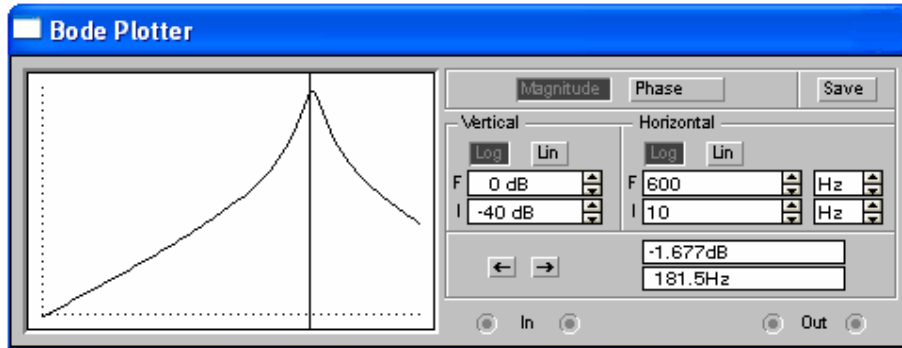


Figura 3.10.3 - Diagrama de Bode do filtro passa-faixa de sexta ordem 180 Hz.

3.11 Metodologia Experimental II

O circuito sensor de corrente projetado foi montado e testado visando-se observar o seu desempenho. Foram avaliados os parâmetros determinados pelas equações descritas na seção anterior.

As medições em laboratório foram efetuadas em três etapas. Na primeira etapa, realizada no LIMC (Laboratório de Instrumentação e Metrologia Científicas), aplicaram-se no enrolamento primário do núcleo toroidal diversas corrente com formas de onda distintas, com frequência e intensidade da mesma ordem de grandeza da corrente de fuga nos pára-raios de óxido de zinco. Para isto introduziu-se um fio com um resistor linear em série pelo núcleo toroidal (simulação do cabo terra do pára-raios) e aplicou-se uma tensão sobre o resistor (monitorado pelo osciloscópio) para produzir uma corrente da mesma forma de onda da tensão conforme ilustrado na Figura 3.11.1. Desta forma pode-se comparar a forma de onda da corrente I_T obtida sobre o resistor com a forma de onda obtida na saída do conversor corrente-tensão.

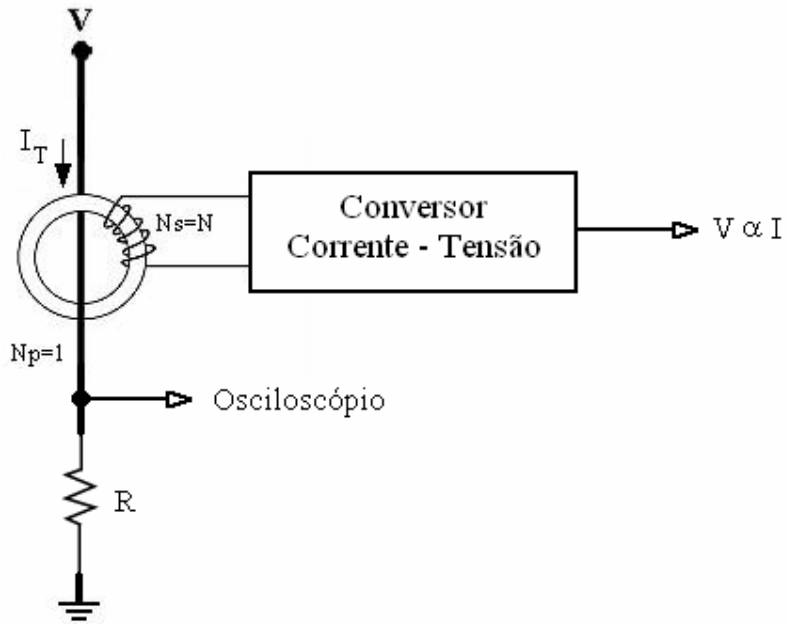


Figura 3.11.1 – Configuração da montagem experimental – Primeira etapa.

A segunda etapa foi realizada no Laboratório de Alta Tensão. Ao resistor linear (monitorado pelo osciloscópio) foram acrescentados varistores de óxido de zinco e realizadas as medições das correntes de fuga, Figura 3.11.2.

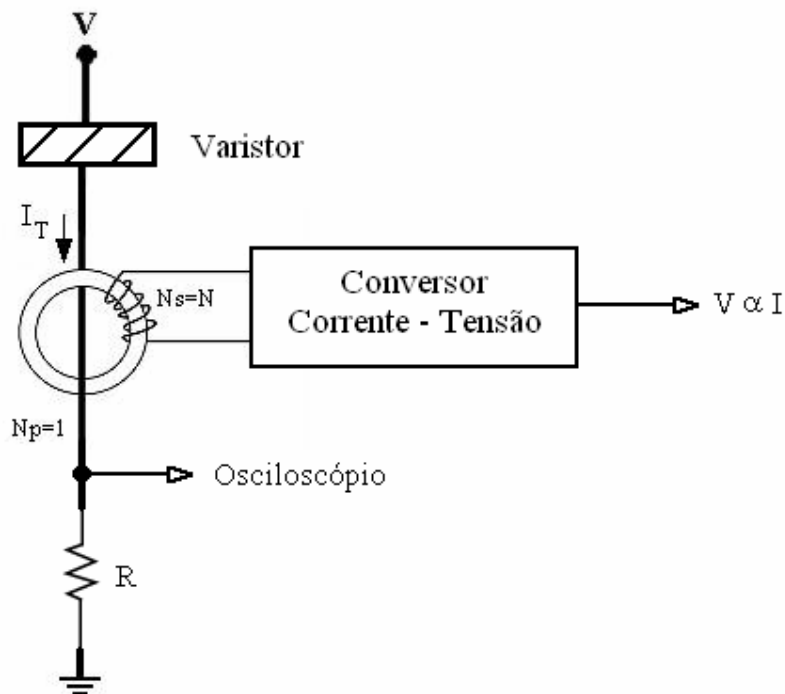


Figura 3.11.2 - Configuração da montagem experimental – Segunda etapa.

Finalmente, na última etapa, o sistema de medição de corrente de fuga foi utilizado para a medição da corrente de fuga em um pára-raios com tensão aplicada de 36 kV. A obtenção dos sinais foi idêntica às etapas anteriores.

3.11.1 Resultados Experimentais – Primeira Etapa

Os sensores magnéticos utilizados nas medições experimentais foram construídos utilizando diversos núcleos com 26 espiras no lado secundário. Eles foram submetidos a correntes de magnetização de 100 μ A e 1 mA com formas de onda senoidal e triangular na frequência de 60 Hz. A onda triangular foi aplicada visando-se dois objetivos: primeiro observar o grau de linearidade para uma variação linearmente crescente e decrescente da corrente e, segundo, para verificar a resposta do sensor ao conteúdo de harmônicos deste sinal.

Nas Figuras 3.11.1.1 a 3.11.1.9 o sinal superior representa a corrente na saída do conversor corrente-tensão e o sinal inferior representa a corrente I_T , para os diversos núcleos toroidais.

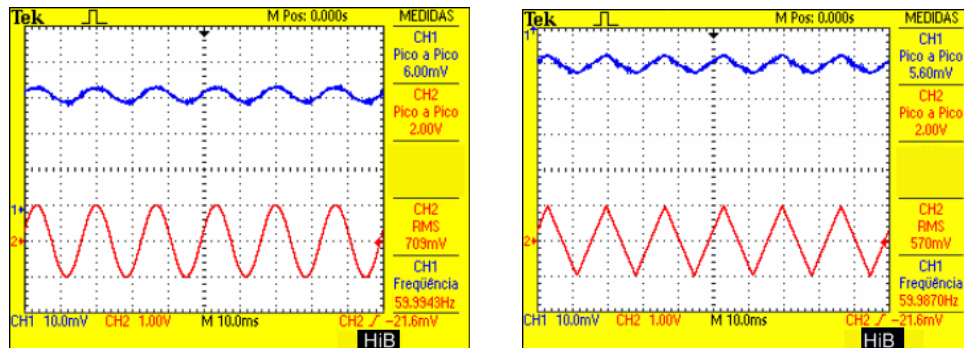


Figura 3.11.1.1 - Sinais de tensão para um núcleo HiB.

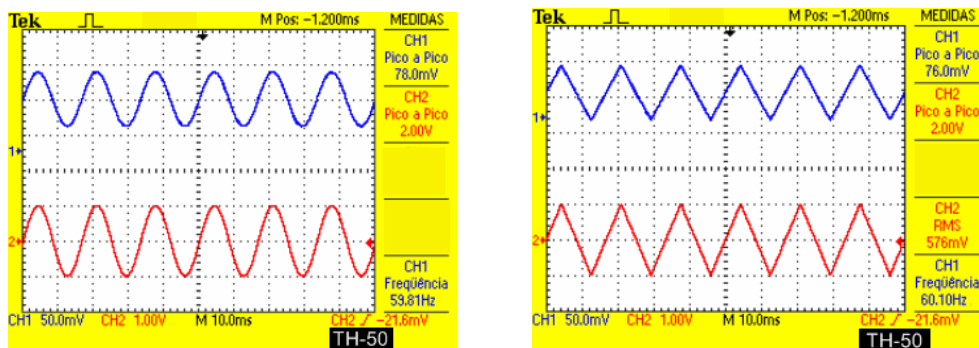


Figura 3.11.1.2 - Núcleo TH-50

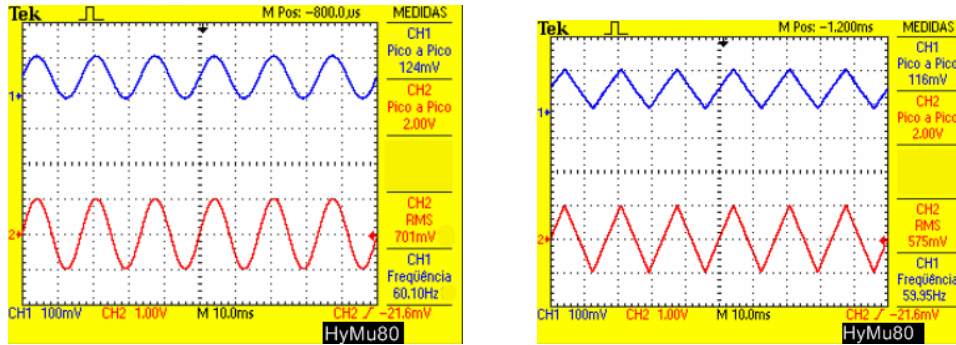


Figura 3.11.1.3 - Núcleo HyMu80

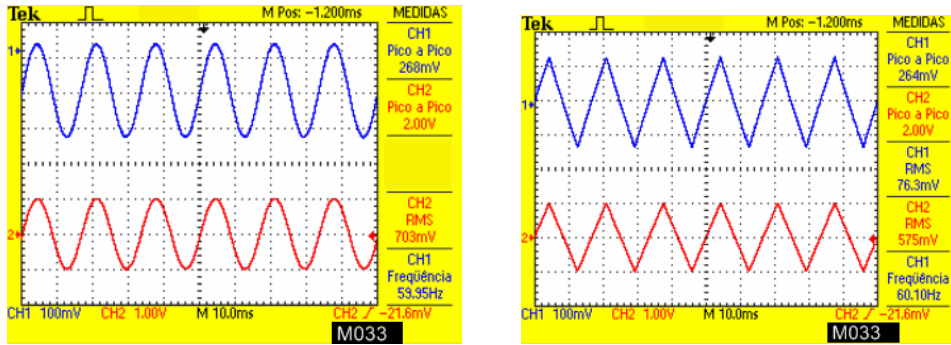


Figura 3.11.1.4 - Núcleo M033

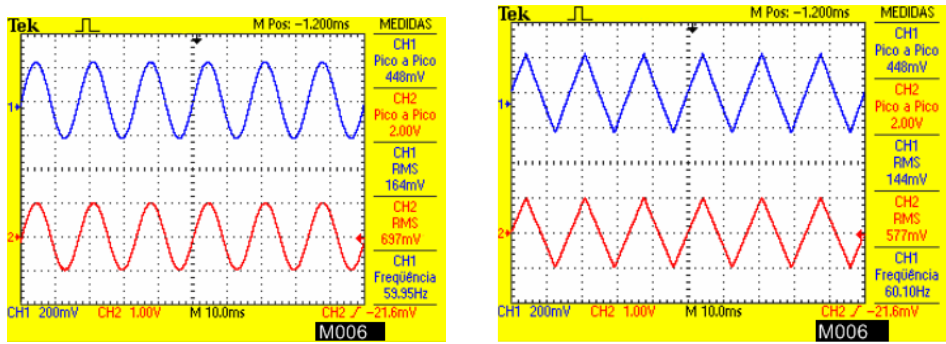


Figura 3.11.1.5 - Núcleo M006

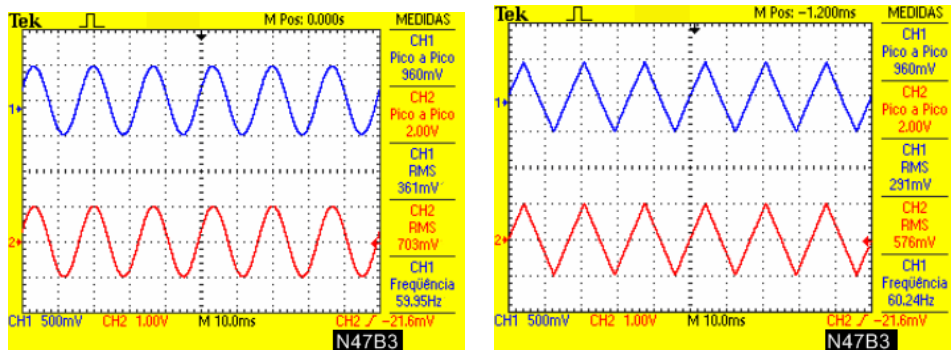


Figura 3.11.1.6 - N47B3

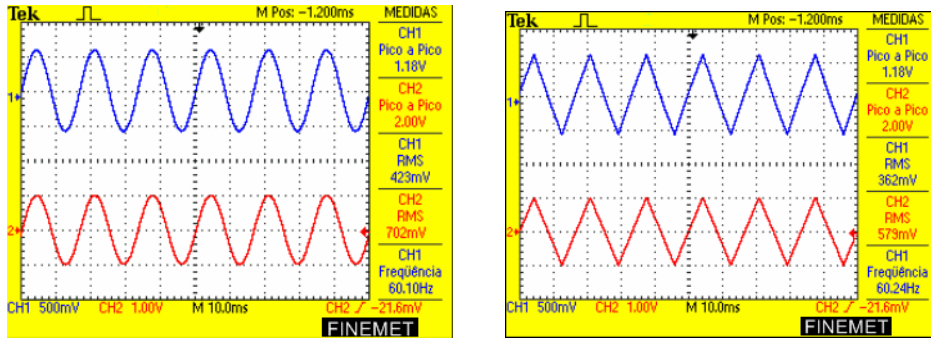


Figura 3.11.1.7 - Núcleo FINEMET

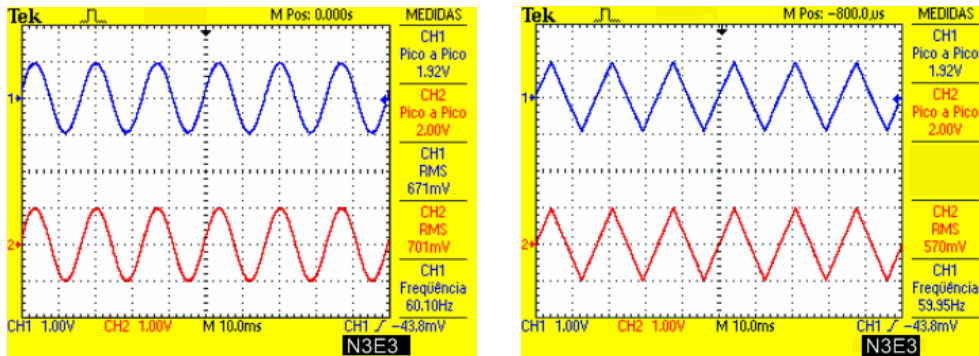


Figura 3.11.1.8 - Núcleo N3E3

As formas de ondas de tensões na saída do conversor corrente-tensão foram compatíveis em amplitude, frequência e fase com a corrente circulante pelo resistor. Embora os gráficos das figuras 3.11.1.1 a 3.11.1.9 apresentem formas de ondas semelhantes, observa-se, entretanto que os níveis de tensão obtidos são significativamente diferenciados evidenciando as sensibilidades distintas dos núcleos utilizados.

A partir das medições efetuadas e mostradas nas figuras de 3.11.1.1 a 3.11.1.8, os resultados foram classificados em ordem crescente de nível de tensão obtido na saída do conversor corrente-tensão, considerando-se a aplicação da mesma corrente de magnetização em todos os núcleos pesquisados e mostrados na Tabela 3.11.1.

Tabela 3.11.1 – Tensão de saída do conversor corrente-tensão para $I_T = 1\text{mA}$

	Dimensões (mm)	L_e (cm)	A_e (cm ²)	Triangular pico-a-pico (mV)	$V_o \times L_e / A$ (mV/mm)
HiB	20x15x15	5,5	0,4	6	8,2
TH-50	27x16x12	6,8	0,6	76	79,6
HyMu80	28x20x10	7,5	0,4	116	218,7
M-033	25x16x10	6,3	0,4	264	464,9
M-006	40x25x15	10,2	0,9	448	507,7
N47B3	30x20x10	7,9	0,4	960	1.884,0
FINEMET	76x50x12	18,8	2,0	1180	1.111,6
N3E3	40x25x15	10,2	0,9	1920	2.176,0

Observa-se da Tabela 3.11.1 que, para uma mesma corrente de magnetização de 1 mA, os diferentes núcleos apresentaram diferentes níveis de saídas. Infere-se do resultado destas medições que os núcleos construídos a base de ligas nanocristalinas (FINEMET e N3E3) foram os que apresentaram o maior nível de tensão na saída para as mesmas condições de corrente de magnetização, representando, assim uma maior sensibilidade.

Considerando-se que o núcleo N3E3 apresentou maior sensibilidade, dois sinais de corrente com altas taxas de variação no tempo foram aplicados. Os sinais de correntes foram do tipo Sinc(t) e Pulse(t), figuras 3.11.1.10, entrada (inferior) e saída (superior). As formas de ondas de tensões na saída do conversor corrente-tensão foram compatíveis em amplitude, frequência e fase com a corrente circulante pelo resistor.

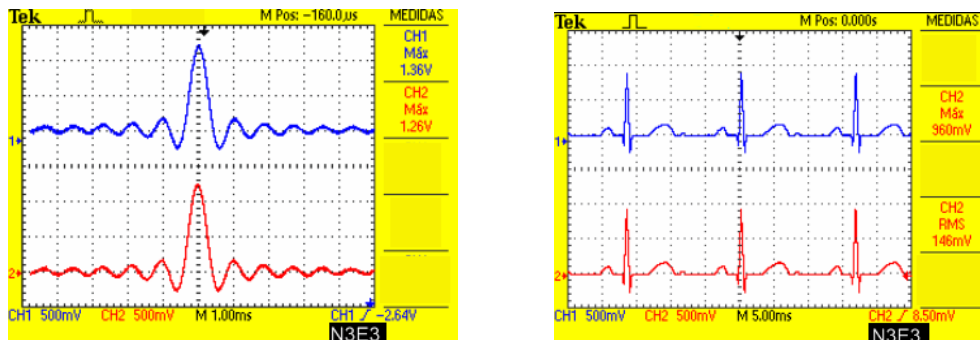


Figura 3.11.1.10 - Sinal Sinc(t) e Pulse(t) e suas respostas.

3.11.2 Resultados Experimentais – Segunda Etapa

Na segunda etapa o sensor de corrente foi utilizado para medições da corrente de fuga total de varistores. A utilização dos varistores permitiu o aparecimento da componente

de terceira harmônica da componente resistiva da corrente de fuga. Na Figura 3.11.2.1 mostra-se o resultado da medição da corrente de fuga: corrente total e a componente de terceira harmônica obtida na saída do filtro de 6ª ordem.

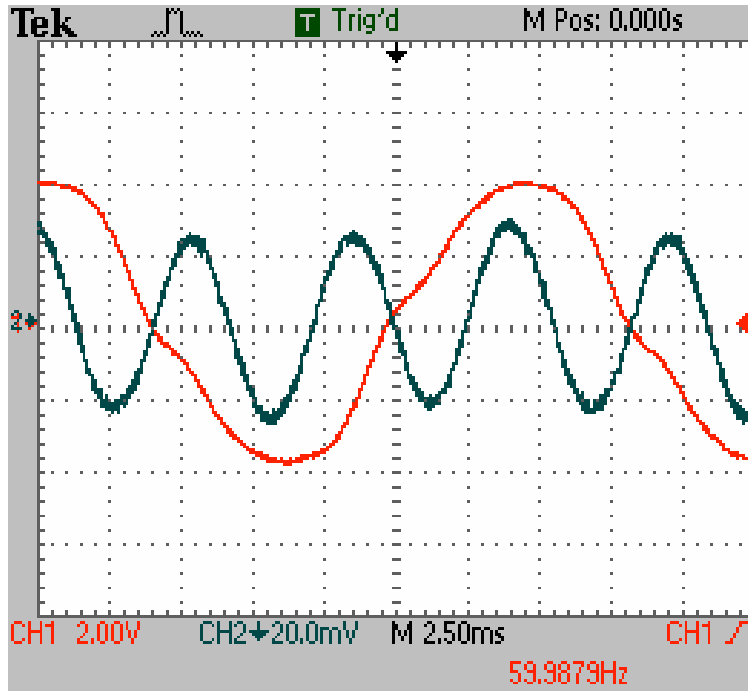


Figura 3.11.2.1 – Corrente de fuga total e componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva.

Na primeira etapa mostrou-se a fidelidade do sensor. Nesta etapa, os resultados evidenciam a funcionalidade do filtro passa-faixa na frequência da terceira harmônica.

3.11.3 Resultados Experimentais – Terceira Etapa

Na terceira etapa o sensor de corrente foi utilizado para a medição da corrente de fuga total em pára-raios. As Figuras 3.11.3.1 e 3.11.3.2 mostram os resultados das medições da corrente de fuga sobre dois pára-raios em condições de funcionamento distintos: um em bom estado e outro com defeito, apresentando corrente de fuga elevada. Nas curvas inferiores, em ambas as figuras (3.11.3.1 e 3.11.3.2), estão representados os sinais obtidos sobre um resistor linear enquanto nas respectivas curvas superiores estão representados os sinais obtidos com o sensor de corrente desenvolvido.

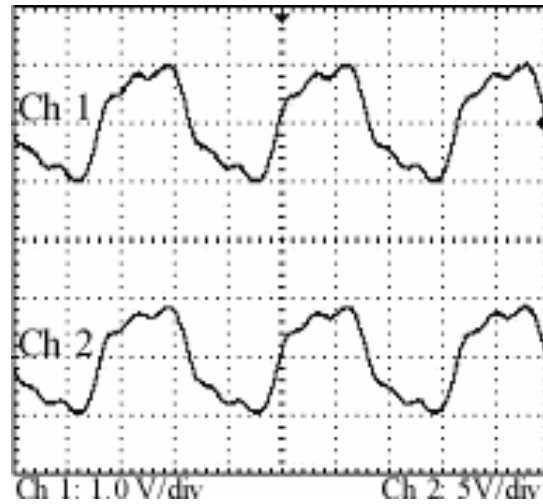


Figura 3.11.3.1 – Corrente de fuga total em um pára-raios em bom estado.

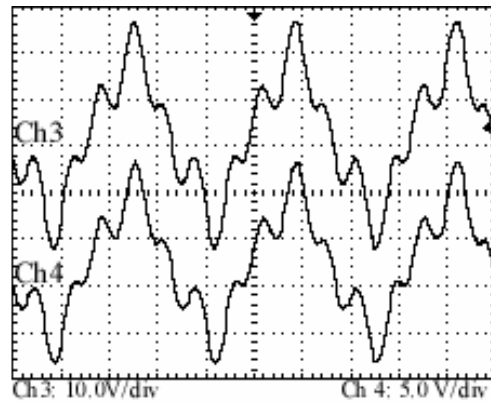


Figura 3.11.3.2 – Corrente de fuga total em um pára-raios com defeito (36 kV).

Em todas as etapas testadas tanto as formas de ondas como os valores medidos mostraram-se compatíveis com as mesmas formas de ondas e valores medidos simultaneamente sobre o resistor de acordo com as configurações de medições mencionadas nos itens anteriores.

3.12 Influência das Harmônicas do Sistema Elétrico

A qualidade da tensão dos sistemas de potência é influenciada por três fatores: flutuação da tensão no sistema de potência (Sun, 1998), flutuação da frequência no sistema de potência (Cai, 1998) e interferência de ondas harmônicas no sistema de potência (Xu et al., 1991). A flutuação da tensão é causada principalmente por variações da carga. A flutuação da frequência ocorre na geração e é causada pela solicitação de carga e o atraso na abertura do distribuidor regulador de vazão. As componentes harmônicas são causadas por cargas não-lineares instaladas no sistema de potência. As harmônicas predominantes

consistem principalmente de componentes de terceira e quinta harmônicas, mas se podem registrar componentes de ordem bem maior.

Geralmente as linhas dos sistemas de potência são estruturadas de modo que não haja a presença de harmônicos na rede, embora sejam aceitáveis níveis da componente de terceira harmônica nas linhas de alta tensão da ordem de 1,0 %, para linha de transmissão com tensão superior a 230 kV. Na Tabela 3.12, mostra-se os níveis de distorções na tensão recomendados pela Norma IEEE-519, quando os sinais são medidos no PAC (Ponto de Acoplamento Comum), isto é, o ponto de conexão entre a fornecedora e o consumidor.

Tabela 3.12 Limites de distorção harmônica para a tensão

Tensão no PAC (Ponto de Acoplamento Comum)	Limite individual de distorção (%)	Distorção Harmônica Total (%)
69 kV e abaixo	3,0	5,0
69,001 kV até 161 kV	1,5	2,5
161,001 e acima	1,0	1,5

3.13 Influência de Harmônicos da Rede na Medição da Corrente de Fuga

Nesta seção são discutidos aspectos referentes à influência das componentes harmônicas da tensão aplicada na medição da corrente de fuga de pára-raios de óxido de zinco. Uma parte das contribuições das componentes harmônicas na corrente de fuga do pára-raios de óxido de zinco é causada pelas componentes oriundas da tensão aplicada e outra parte é causada pela sua característica não-linear.

3.13.1 Influência de Harmônicos

A fim de monitorar o estado de degradação de pára-raios de óxido de zinco muitos métodos foram sugeridos, dos quais, os métodos baseados na medição da corrente de fuga são os mais utilizados. Eles utilizam a componente resistiva da corrente de fuga. Ela apresenta-se não senoidal devido à característica tensão-corrente do pára-raios de óxido de zinco.

A amplitude da corrente resistiva ou suas componentes harmônicas, notadamente a terceira harmônica, pode ser usada como um indicador no diagnóstico da degradação dos pára-raios durante a sua vida útil. Em qualquer caso, a corrente de fuga total tem que ser medida ou adquirida.

Uma representação elétrica simplificada do pára-raios ou de um varistor, na tensão de operação do sistema elétrico, é composta de um ramo capacitivo em paralelo com um ramo resistivo não linear, conforme mostrado na Figura 3.13.1.

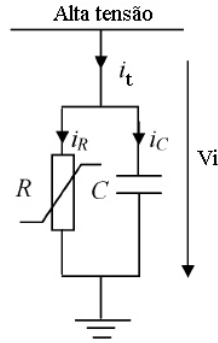


Figura 3.13.1 - Circuito representativo de modelo não linear de um pára-raios.

A seguir é feita uma avaliação da presença de componentes harmônicas na corrente de fuga para diferentes situações. Objetivando uma melhor compreensão desta influência, dividiu-se o estudo em 3 casos.

3.13.1.1 Primeiro caso – Sistema Elétrico sem harmônicos

Considerando-se inicialmente um sinal senoidal na rede, sem a presença de harmônicas, ou seja, o caso em que a tensão aplicada é um sinal puramente senoidal tem-se então a Equação 3.13.1.1.

$$V_i(t) = V_1 \text{sen}(\omega t) \quad 3.13.1.1$$

Neste caso, a corrente de fuga total medida I_T , pode ser decomposta em suas componentes resistiva I_R e capacitiva I_C , respectivamente, conforme as equações 3.13.1.2 e 3.13.1.3, ilustrada na Figura 3.13.1.1.

$$I_C(t) = I_{C1}(t) \cos \omega t \quad 3.13.1.2$$

$$I_R(t) = I_{R1} \text{sen}(\omega t) + I_{R3} \text{sen}(3\omega t + \phi_3) + \dots + I_{RN} \text{sen}(N\omega t + \phi_N) \quad 3.13.1.3$$

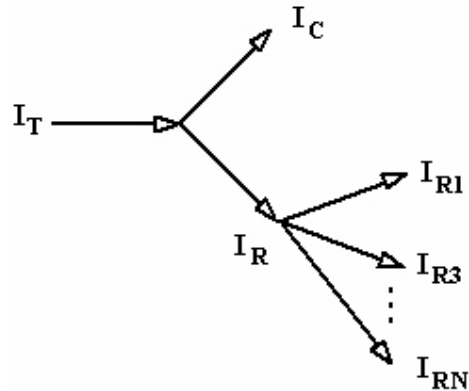


Figura 3.13.1.1 – Composição harmônica da corrente de fuga (*Primeiro Caso*).

Neste caso a componente de terceira harmônica de I_R , isto é, I_{R3} , pode ser usada como um indicador da condição do pára-raios (Zhu e Raghuvver, 1999).

Observa-se que a corrente I_C é composta somente da componente fundamental da frequência, ou seja, $I_C = I_{C1}$, e que I_{R3} existe apenas em decorrência da característica não linear do pára-raios. Desta forma submetendo-se o sinal da corrente de fuga a um filtro passa-faixa com frequência central na terceira harmônica obtém-se em sua saída apenas a componente resistiva de terceira harmônica.

Neste caso, a detecção da componente de terceira harmônica resistiva da corrente de fuga foi implementada experimentalmente de duas formas distintas:

Filtragem analógica – uso de um filtro analógico passa-faixa de sexta-ordem com frequência central de 180 Hz;

Análise espectral – a partir do sinal obtido no sensor de corrente e digitalizado aplicou-se o *Algoritmo de Goertzel* para determinação da componente de terceira harmônica.

Em uma situação em que a tensão na rede mantém-se constante e a temperatura ambiental não sofre alterações significativas pode-se inferir das observações acima que um aumento de valor na componente I_{R3} é decorrente apenas de variações estruturais ocorridas no interior do pára-raios.

Neste caso a potência média dissipada pelo pára-raios pode ser calculada pela expressão 3.13.1.4.

$$P_m(t) = \frac{1}{T} \int_0^T V_i(t) I_R(t) dt \quad 3.13.1.4$$

Considerando que $I_R(t)$ pode ser representado pela equação 3.13.1.3, tem-se a expressão:

$$P_m(t) = \frac{1}{T} \int_0^T V_1 \text{sen}(w\omega t) [I_{R1} \text{sen}(\omega t) + I_{R3} \text{sen}(3\omega t + \phi_3) + \dots + I_{RN} \text{sen}(n\omega t + \phi_N)] dt \quad 3.13.1.5$$

Desenvolvendo em parcelas, tem-se:

$$P_m(t) = \frac{1}{T} V_1 I_{R1} \int_0^T \text{sen}^2(\omega t) dt + \frac{1}{T} V_1 I_{R3} \int_0^T \text{sen}(\omega t) \text{sen}(3\omega t + \phi_3) dt + \dots + \frac{1}{T} V_1 I_{RN} \int_0^T \text{sen}(\omega t) \text{sen}(n\omega t + \phi_N) dt \quad 3.13.1.6$$

3.13.1.2 Segundo Caso – Sistema Elétrico com Componente Harmônica

Supondo-se agora que a tensão aplicada contém somente uma única componente harmônica V_N , isto é,

$$V_i(t) = V_1 \text{sen}(\omega t) + V_N \text{sen}(n\omega t + \phi_N) \quad n = 3, 5, 7... \quad 3.13.1.2.1$$

Neste caso a corrente de fuga total $I_T(t) = I_C(t) + I_R(t)$ contém a componente fundamental e suas harmônicas, além das componentes harmônicas presentes na rede. Enquanto isso, a componente $I_C(t)$ contém apenas a componente fundamental e a harmônica presente na rede.

$$I_C(t) = I_{C1}(t) + I_{CN}(t) \quad 3.13.1.2.2$$

Desta forma, uma componente de corrente capacitiva $I_{CN}(t)$ surge apenas por causa da tensão da rede aplicada de n -ésima harmônica $V_N \text{sen}(n\omega t + \phi_N)$.

Considerando que diversos métodos possuem como fator determinante de diagnóstico a verificação da componente de terceira harmônica da corrente resistiva é importante que se destaque este caso para $n = 3$.

Supondo que a tensão aplicada possua apenas uma componente de terceira harmônica, conforme mostrado na equação 3.13.1.2.3, as componentes capacitiva e resistiva da corrente de fuga podem ser escritas conforme as equações 3.13.1.2.4 e 3.13.1.2.5.

$$V_i(t) = V_1 \text{sen}(\omega t) + V_3 \text{sen}(3\omega t + \phi_3) \quad 3.13.1.2.3$$

$$I_C(t) = I_{C1}(t) + I_{C3}(t) \quad 3.13.1.2.4$$

$$I_R(t) = I_{R1}(t) + I_{R3}(t) + I_{R5}(t) + \dots + I_{RN}(t) \quad 3.13.1.2.5$$

A componente capacitiva da corrente de fuga possui apenas as componentes de frequências presentes na rede. A componente de corrente capacitiva I_{C3} é decorrente direta e apenas da componente da rede $V_3 \text{sen}(3\omega t + \phi_3)$. Vale salientar, neste caso, que se a componente capacitiva I_C passar por um filtro passa-faixa com frequência central de terceira harmônica tem-se em sua saída um indicativo ou não da presença de terceira harmônica na rede. Esta observação pode ser usada para verificação da presença ou não de componentes harmônicas na rede simplesmente submetendo-se a componente capacitiva da corrente de fuga a um filtro passa-faixa centrado na frequência da harmônica que se deseja investigar.

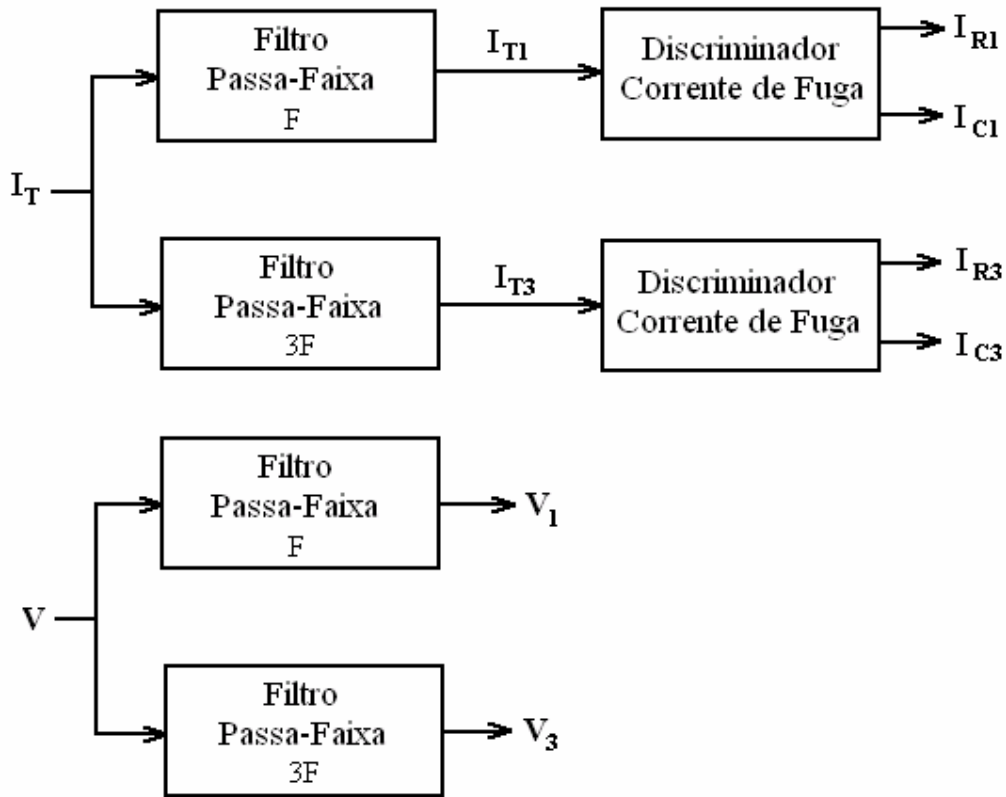


Figura 3.13.1.2.1 – Diagrama representativo do sistema de separação de componentes.

Com relação à componente de corrente resistiva I_R , neste caso, ela é composta de uma componente fundamental e diversas componentes harmônicas, como no caso anterior. Entretanto, nesta situação, a componente resistiva de terceira harmônica da corrente de fuga I_{R3} pode ser decomposta em duas parcelas: uma parte gerada devido à não linearidade intrínseca do componente resistivo do pára-raios (varistor) e a outra parte devido à presença da componente de terceira harmônica na tensão da rede.

Considerando-se a não linearidade do pára-raios e desprezando-se as harmônicas de ordem superior a 3, tem-se:

$$I_C(t) = I_{C1}(t) + I_{C3}(t) \quad 3.13.1.2.6$$

$$I_R(t) = I_{R1}(t) + I_{R3}(t) \quad 3.13.1.2.7$$

$$I_{R3}(t) = I'_{R3}(t) + I''_{R3}(t) \quad 3.13.1.2.8$$

Na Figura 3.13.1.2.2 é apresentada esta situação.

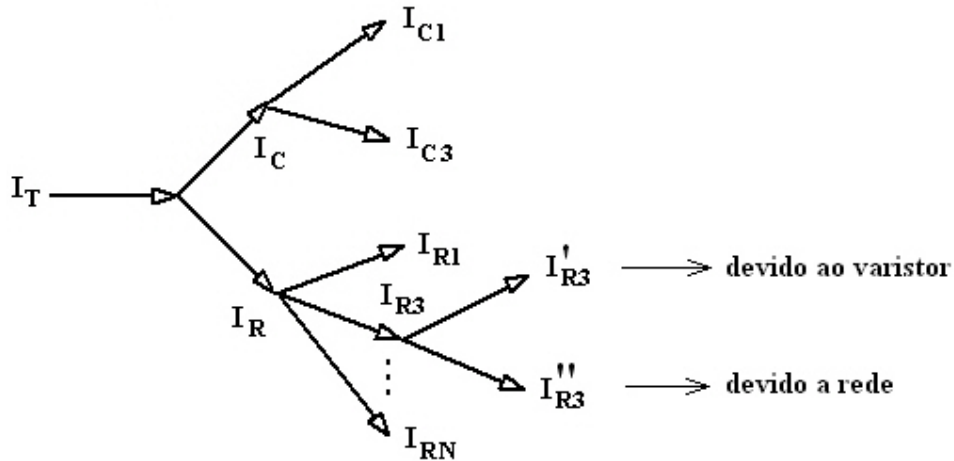


Figura 3.13.1.2.2 – Composição harmônica da corrente de fuga. (*Segundo Caso*).

Na equação 3.13.1.2.8, a componente $I'_{R3}(t)$ surge devido à característica tensão-corrente não linear, enquanto a componente $I''_{R3}(t)$ surge devido à presença da terceira harmônica presente na tensão aplicada $V_i(t)$. A amplitude de $I''_{R3}(t)$ depende da amplitude e da fase de $V_3 \text{sen}(3\omega t + \phi_3)$. Para uma mesma relação de amplitude harmônica V_3/V_1 , presente no sinal de entrada, a componente $I''_{R3}(t)$ tem valor diferente se $\phi_3 = 0^\circ$ ou $\phi_3 = 180^\circ$.

Observa-se, também, que as amplitudes de $I_{R1}(t)$ e $I_{R3}(t)$ não só dependem do conteúdo harmônico da tensão aplicada como também de seu ângulo de fase. Neste caso, a detecção da componente de terceira harmônica da corrente de fuga resistiva não pode ser efetivada experimentalmente pelas duas formas explicitadas no item anterior. Desta vez, a parcela de terceira harmônica contém as componentes resistiva e capacitiva adicionadas, sendo esta última devido apenas à presença da terceira harmônica da rede.

Entretanto, caso a presença da terceira harmônica da linha seja considerada pequena ou desprezível a técnica usada no item 3.13.1.1 pode ser usada como uma aproximação válida.

3.13.1.3 Terceiro caso – Rede com Diversas Componentes Harmônicas

Considere-se agora o caso em que a tensão aplicada na rede contenha diversas componentes harmônicas conforme mostrado na equação 3.13.1.3,

$$V_i(t) = V_1 \text{sen}(\omega t) + \sum_N V_N \text{sen}(n\omega t + \phi_N) \quad n = 3, 5, 7, \dots \quad 3.13.1.3.1$$

Neste caso, a componente da corrente de fuga capacitiva I_C contém a componente fundamental e todas as componentes harmônicas presentes na rede conforme a equação 3.13.1.3.2.

$$I_C(t) = I_{C1}(t) + \sum_N I_{CN}(t) \quad 3.13.1.3.2$$

As componentes I_{CN} surgem devido à presença de componentes harmônicas na tensão aplicada $V(t)$. Neste caso, a corrente $I_R(t)$ é também composta de uma componente fundamental e de componentes harmônicas.

$$I_R(t) = I_{R1}(t) + \sum_N I_{RN}(t) \quad 3.13.1.3.3$$

$$I_{RN}(t) = I'_{RN}(t) + I''_{RN}(t) \quad 3.13.1.3.4$$

Desse modo, cada componente harmônica da corrente resistiva $I_{RN}(t)$ representada na equação 3.13.1.3.4 pode ser vista como resultante da soma de duas parcelas: $I'_{RN}(t)$ que surge devido à característica não linear do resistor enquanto que a componente $I''_{RN}(t)$ é devido à presença da n -ésima harmônica na tensão aplicada $V_i(t)$. A componente da corrente de fuga $I_{RN}(t)$ é função tanto da tensão aplicada $V_i(t)$ como também da resistência do pára-raios, ou seja, $I_{RN}(t) = f(V_i(t), R)$.

Considerando que as componentes $I'_{R3}(t)$ e $I''_{R3}(t)$ não podem ser facilmente separadas, diagnósticos errôneos podem ser obtidos quando a componente de terceira harmônica é usada como um indicativo de diagnóstico.

A magnitude e o ângulo de fase das componentes harmônicas presentes na tensão aplicada influenciam de forma significativa na magnitude e na fase da corrente de fuga resistiva, sobretudo na componente de terceira harmônica, usada como indicadores de diagnóstico na avaliação das condições de pára-raios de óxido de zinco.

Com a aquisição simultânea da corrente de fuga e da tensão da rede aplicada é possível obter algumas correlações entre o conteúdo da terceira harmônica presente na rede e a componente de resistiva da corrente de fuga. Um fator adicional de geração de

harmônicas na corrente de fuga decorre da possibilidade da existência de intermodulação entre as componentes harmônicas presentes na rede quando estas são submetidas a uma curva característica não-linear, como no caso do pára-raios de óxido de zinco.

3.14 Resultados das Simulações

Simulações foram realizadas objetivando verificar a influência da presença de 1% de componente de terceira harmônica da rede sobre a corrente de fuga resistiva, em duas situações: considerando-se o pára-raios em bom estado e em estado degradado.

Para a simulação foram utilizados os valores mostrados na Tabela 3.14 e considerados os casos onde não houve a presença de terceira harmônica na rede e onde houve a presença de terceira harmônica em fase e contrafase, a fim de se observar também o efeito do defasamento da harmônica sobre a componente da corrente de fuga resistiva.

Considerando-se uma componente de corrente de fuga capacitiva típica da ordem de 1 mA, a presença de 1% de terceira harmônica na rede gera uma corrente capacitiva da ordem de 30 μA (Lundquist, 1990).

Na simulação foi considerada que, no caso do pára-raios degradado, a componente da corrente de fuga resistiva pode se tornar da mesma ordem de grandeza ou superior à componente da corrente de fuga capacitiva. Este fato é consequência da diminuição do valor da resistência não linear dos varistores em degradação enquanto o valor da capacitância permanece praticamente inalterado.

Tabela 3.14 – Parâmetros da Simulação

<i>Bom estado</i>	$I_{T1} = 1300\mu\text{A}$	$I_{C1} = 1080\mu\text{A}$	$I_{R1} = 220\mu\text{A}$	$I_{R3} = 50\mu\text{A}$	$I_{C3} = 30\mu\text{A}$
<i>Degradado</i>	$I_{T1} = 5605\mu\text{A}$	$I_{C1} = 1080\mu\text{A}$	$I_{R1} = 5500\mu\text{A}$	$I_{R3} = 3200\mu\text{A}$	$I_{C3} = 30\mu\text{A}$

A Figura 3.14.1 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga sem a presença de harmônica na rede.

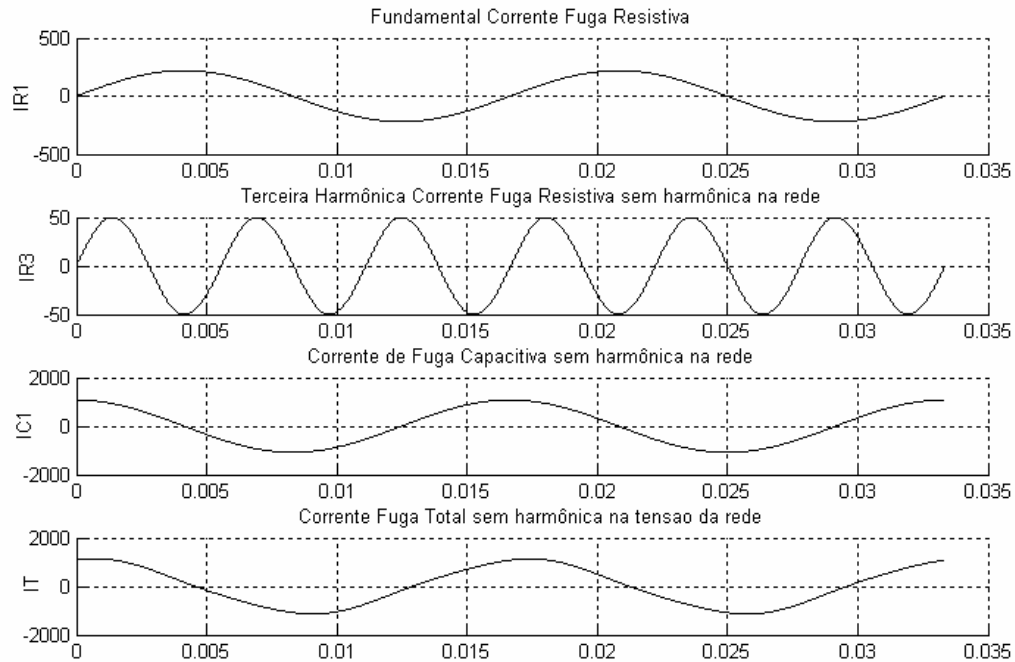


Figura 3.14.1 – Corrente de Fuga sem a presença de Harmônica na Rede.

Na Figura 3.14.2 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga com a presença de harmônica na rede em fase e na Figura 3.14.3 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga com a presença de harmônica na rede em contrafase em um pára-raios em bom estado. Observa-se neste caso que o efeito da fase, considerando a presença de um percentual de 1% de terceira harmônica na rede, pode ser desprezível para consideração de diagnóstico.

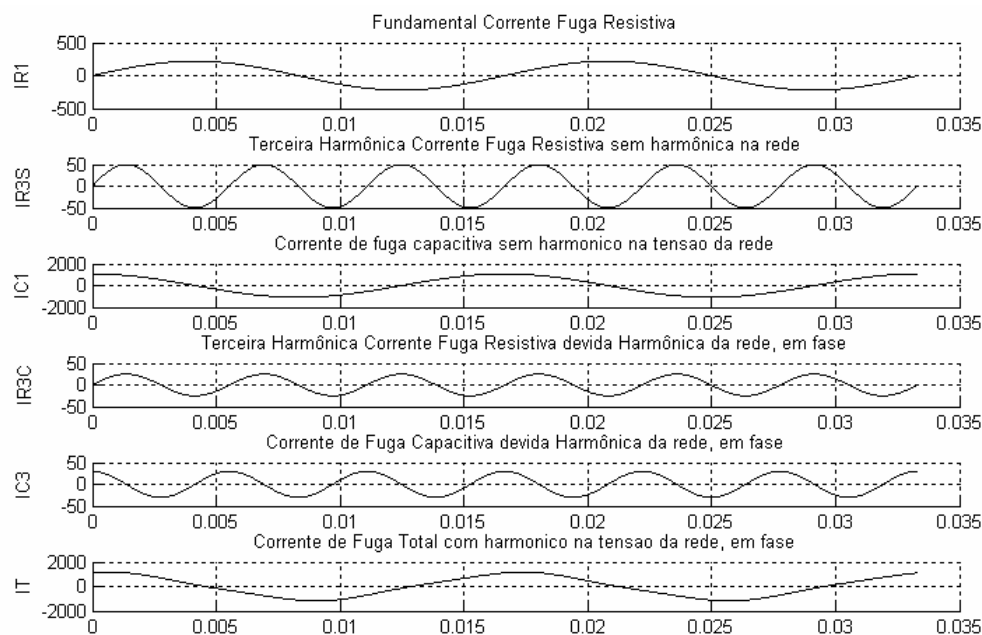


Figura 3.14.2 – Corrente de Fuga com a presença de Terceira Harmônica na Rede em fase.

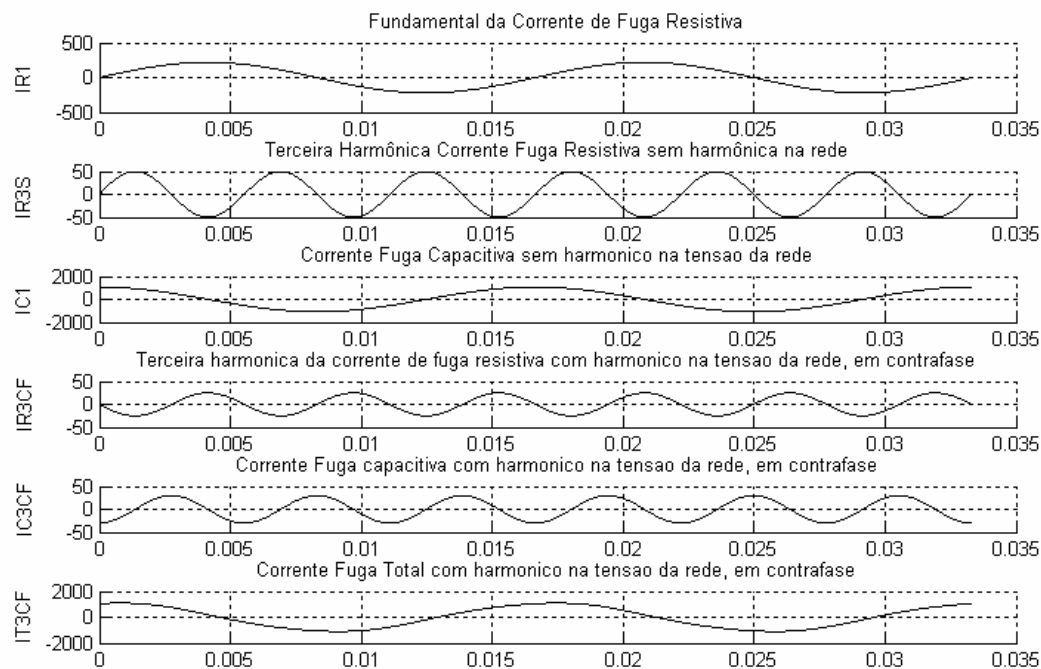


Figura 3.14.3 – Corrente de Fuga com a presença de Terceira Harmônica na Rede em contrafase.

A Figura 3.14.4 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga sem a presença de harmônica na rede e com pára-raios degradado.

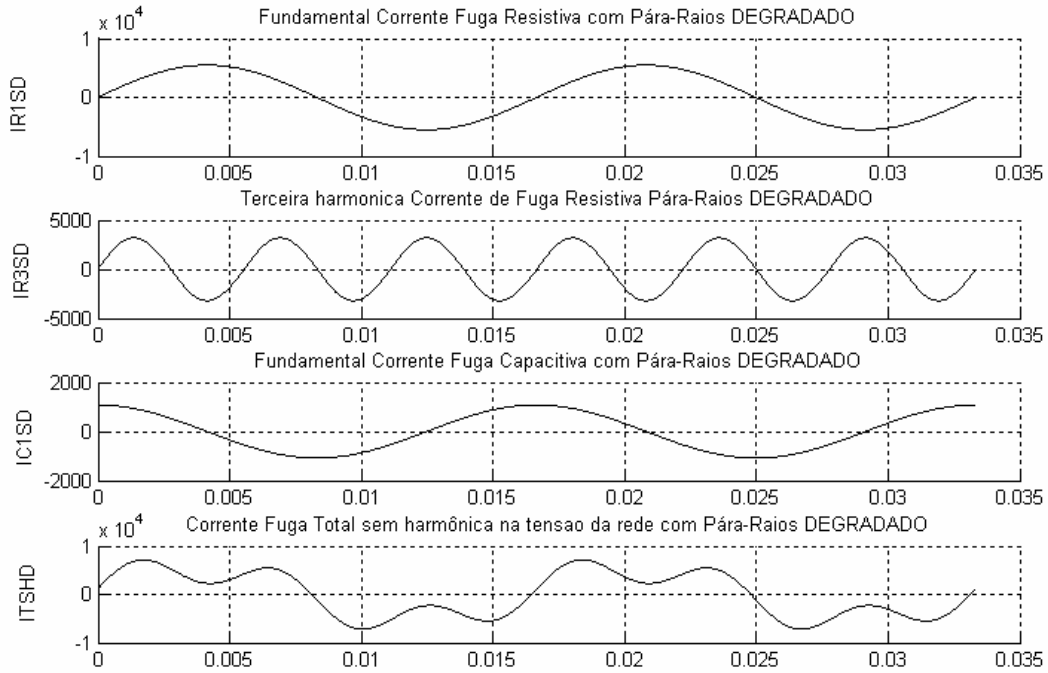


Figura 3.14.4 – Corrente de Fuga sem a presença de Terceira Harmônica na Rede em fase com pára-raios degradado.

A Figura 3.14.5 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga com a presença de harmônica na rede e com pára-raios degradado.

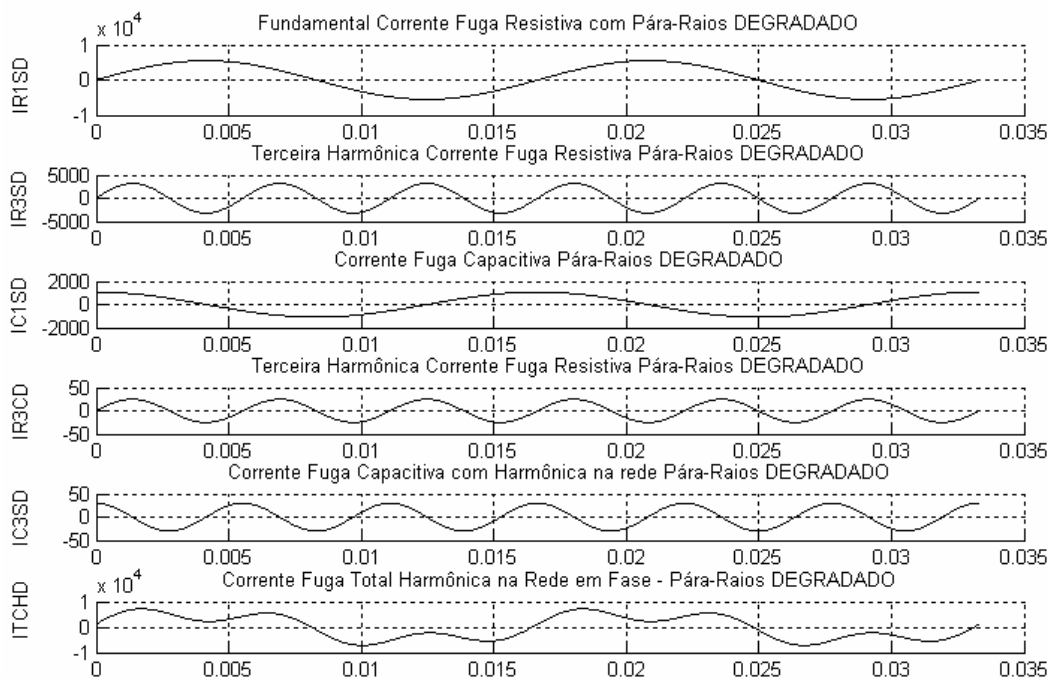


Figura 3.14.5 – Corrente de Fuga com a presença de Terceira Harmônica na Rede em fase e pára-raios degradado.

A Figura 3.14.6 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga com a presença de harmônica na rede em contrafase e com pára-raios degradado.

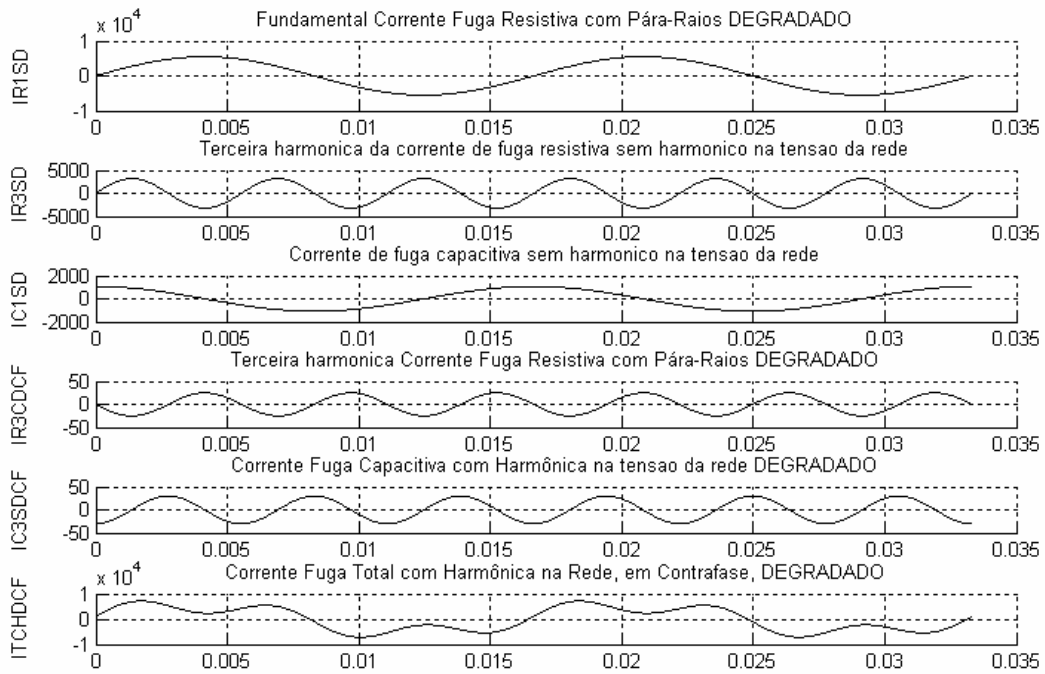


Figura 3.14.6 – Corrente de Fuga com a presença de Terceira Harmônica na Rede em contrafase e com pára-raios degradado.

A Figura 3.14.7 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga total com a presença de harmônica na rede em fase e contrafase e com pára-raios em bom estado.

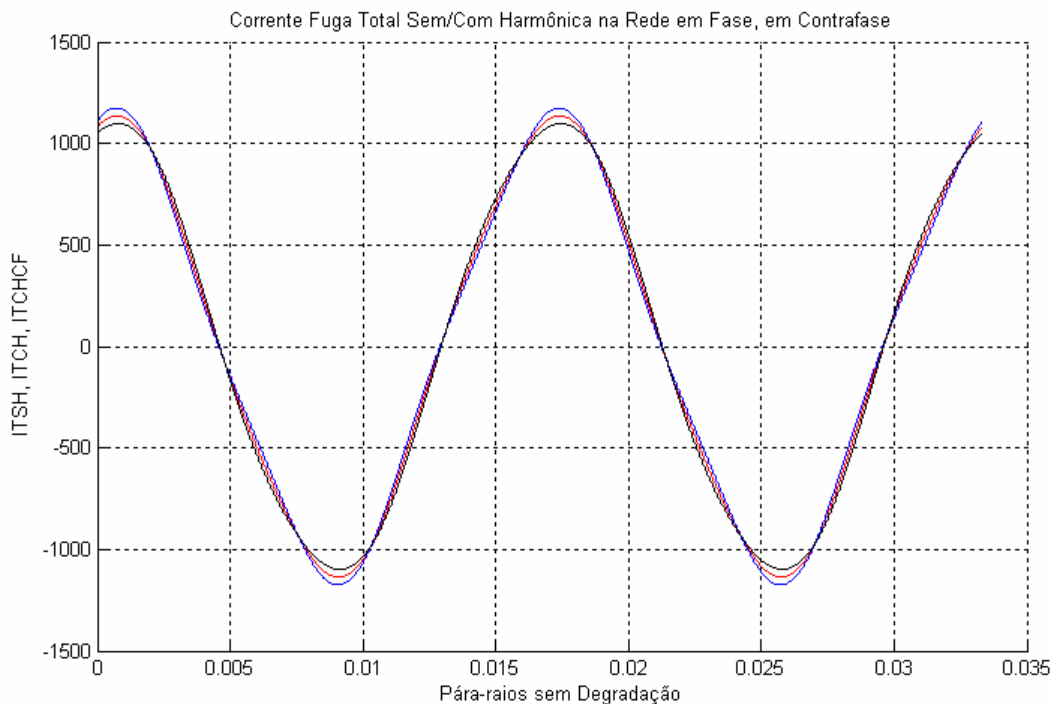


Figura 3.14.7 – Corrente de Fuga Total sem e com a presença de Terceira Harmônica na Rede em fase e contrafase com pára-raios em bom estado.

A Figura 3.14.8 mostra o resultado da simulação para corrente de fuga total com a presença de harmônica na rede em fase e contrafase considerando o pára-raios degradado.

Vale salientar que, comparando-se as Figuras 3.14.7 e 3.14.8 observa-se, que é possível a distinção entre os estados de um pára-raios (bom estado ou degradado) mesmo com a presença de terceira harmônica na rede com valores da ordem de 1%, em fase ou contrafase. Na Figura 3.14.9 são mostradas as duas situações em um gráfico comparativo.

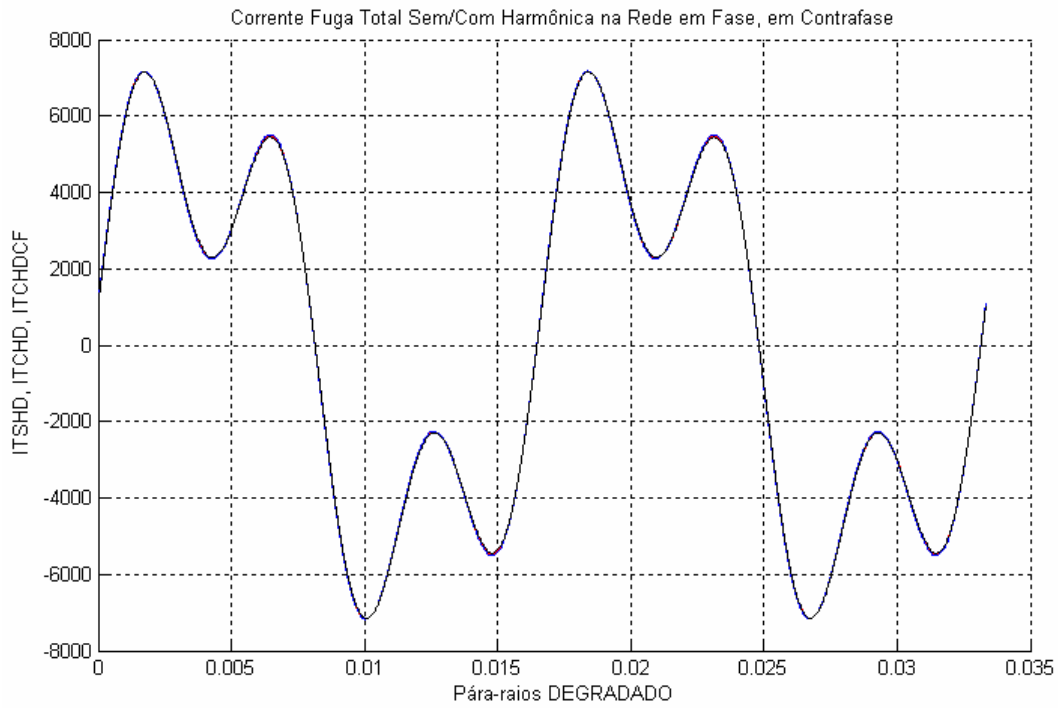


Figura 3.14.8 – Corrente de Fuga Total sem e com a presença de Terceira Harmônica na Rede em fase e contrafase com pára-raios degradado.

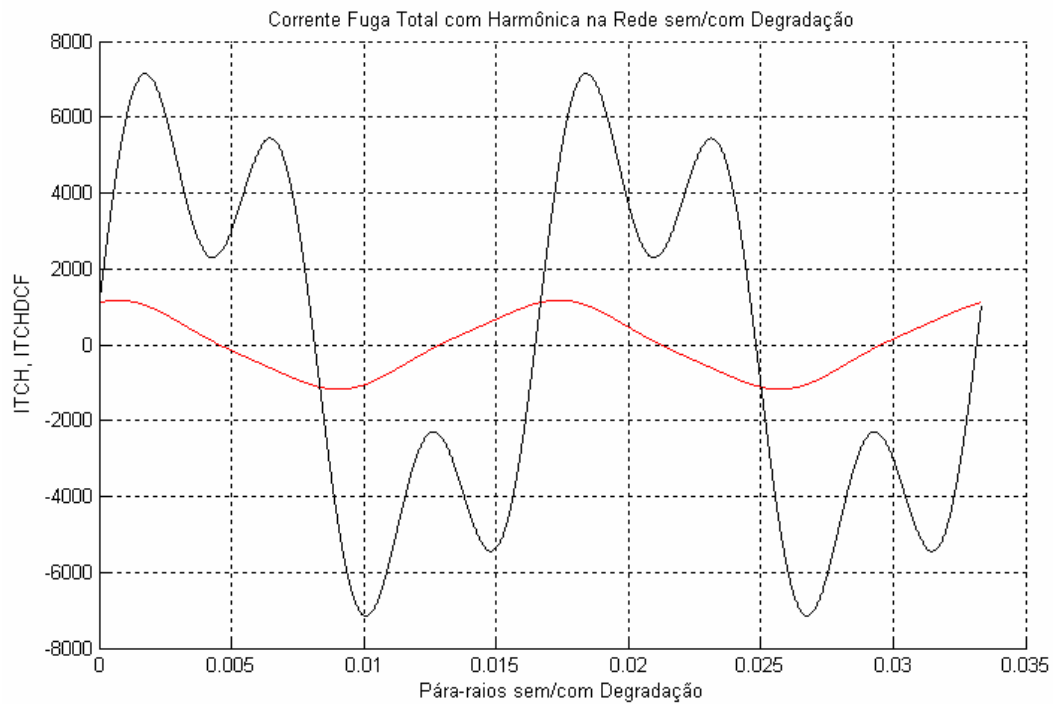


Figura 3.14.9 – Corrente de Fuga Total com a presença de Terceira Harmônica na Rede com pára-raios em bom estado e degradado.

Embora a presença de terceira harmônica na rede tenha influencia no valor da componente resistiva de terceira harmônica, para valores inferiores a 1%, conforme a recomendação normativa IEEE-519, e considerando-se a situação para efeito de diagnóstico, esta presença não chega a ser significativa a ponto de comprometer a distinção entre um pára-raios em bom estado e degradado, conforme ficou evidenciado pelas simulações realizadas.

As simulações realizadas evidenciam que a presença de componentes harmônicas no sistema elétrico, em valores não superiores a 1% conforme recomendação da normativa IEEE-519, não influencia no diagnóstico do envelhecimento de um pára-raios. Pois, o valor adicional de tensão causado pela presença da terceira harmônica na rede, em fase ou contra-fase, não provoca um aumento significativo na componente resistiva da corrente de fuga que a torne um parâmetro indistinguível na determinação do estado funcional (degradado ou não) de um pára-raios de óxido de zinco.

De fato, o valor da corrente de fuga resistiva sofre aumento de seu valor em função da amplitude da tensão aplicada e não por causa da presença da terceira harmônica na rede em si. Assim, o valor adicional de tensão causado pela presença de valores inferiores a 1% de terceira harmônica na rede, em fase ou contra-fase, segundo as simulações demonstraram, não provoca um aumento significativo na componente resistiva da corrente de fuga que a torne um parâmetro indistinguível na determinação do estado funcional (degradado ou não) de um pára-raios de óxido de zinco.

A presença, a distorção harmônica total (DHT) e os percentuais individuais das harmônicas em um sistema elétrico variam com a carga. Assim, o acompanhamento ao longo do dia do monitoramento da corrente de fuga resistiva e da sua componente de terceira harmônica também permite observar as pequenas variações das amplitudes das correntes para mais e para menos, dependendo da presença e da intensidade de harmônicas nos sistema elétrico. Por outro lado, se o pára-raios se encontra monitorado, o crescimento contínuo da corrente de fuga e da sua componente de terceira ordem indicarão a evolução da degradação do pára-raios.

No Capítulo 4 são apresentadas técnicas para a discriminação das componentes da corrente de fuga total.

4

Discriminação das componentes resistiva e capacitiva

Neste capítulo são apresentadas algumas técnicas para a discriminação das componentes da corrente de fuga total oriunda do pára-raios e obtida na saída do sensor de corrente. Alguns métodos são sugeridos para a separação das componentes resistiva e capacitiva, além da obtenção do seu conteúdo harmônico. Alguns dos métodos são apoiados em recursos computacionais e adequados para uso com microcontroladores. A arquitetura de software e do hardware do sistema de monitoração da corrente de fuga dos pára-raios será amplamente descrita no próximo capítulo. A metodologia desenvolvida neste capítulo é adequada tanto para uso em laboratório quanto em campo.

4.1 Métodos Propostos para a Medição da Corrente de Fuga Resistiva

Alguns dos métodos descritos a seguir são apropriados para implementação tanto com circuitos analógicos quanto com microcontroladores, bastando discretizar e digitalizar os sinais de tensão na saída do sensor de corrente apresentado no Capítulo 4.

4.1.1 Método do Deslocamento de Fase

O método do deslocamento de fase baseia-se na observação de que o sinal da corrente de fuga total $I_T(\omega)$ quando adicionado ao sinal da corrente de fuga total defasado de $(\pi - 2\phi)$, ou seja, $I_T(\omega + \pi - 2\phi)$, resulta no dobro do valor da componente da corrente de fuga capacitiva $I_C(t)$, sendo ϕ o ângulo de fase entre a corrente $I_T(t)$ e a tensão aplicada $V(t)$ sobre o pára-raios. A representação fasorial da corrente de fuga total $I_T(t)$ do pára-raios de ZnO está ilustrada na Figura 4.1.1.1.

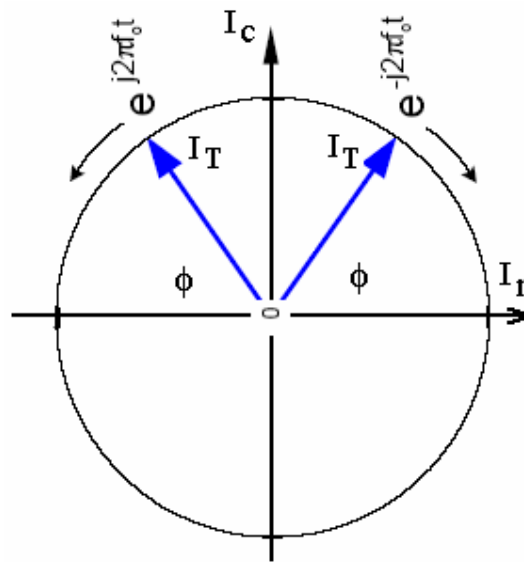


Figura 4.1.1.1 – Representação fasorial da corrente de fuga total.

Na Figura 4.1.1.2 está representada a decomposição da corrente de fuga total $I_T(t)$ em suas componentes resistiva $I_R(t)$ e capacitiva $I_C(t)$. Destaque-se que o ângulo de fase ϕ entre a corrente $I_T(t)$ e a tensão aplicada $V(t)$ sobre o pára-raios é o mesmo que entre a corrente de fuga total $I_T(t)$ e a sua componente resistiva $I_R(t)$.

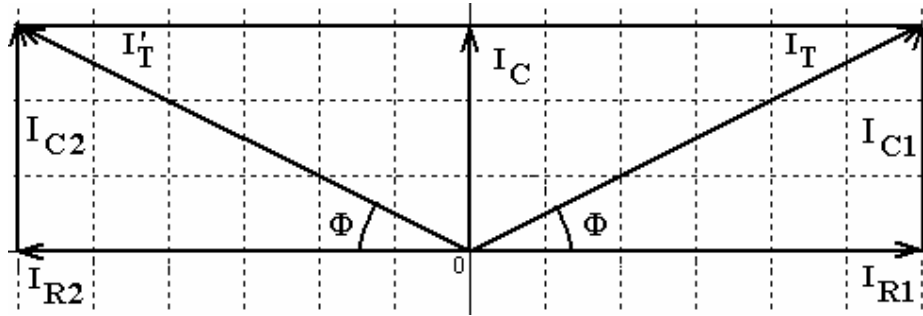


Figura 4.1.1.2 - Componentes da corrente de fuga total.

A partir da Figura 4.1.1.2, considerando-se a corrente de fuga total $I_T(\omega t)$ e a sua réplica defasada $I_T(\omega t + \pi - 2\phi)$, tem-se:

$$I_T(\omega t) = I_T \text{sen}(\omega t + \phi) \quad 4.1.1.1$$

Defasando-se o sinal da corrente de fuga total $I_T(\omega t)$ de $\pi - 2\phi$, a partir da Equação 4.1.1.1 obtém-se:

$$I_T(\omega t + \pi - 2\phi) = I_T \text{sen}(\omega t + \pi - \phi) \quad 4.1.1.2$$

$$I_T(\omega t) = I_T \text{sen}(\omega t + \phi) = I_T \cos \phi \text{sen} \omega t + I_T \text{sen} \phi \cos \omega t \quad 4.1.1.3$$

Da Figura 4.1.1.2, tem-se:

$$I_R = I_T \cos \phi \text{ e } I_C = I_T \text{sen} \phi. \quad 4.1.1.4$$

Relacionando-se as equações 4.1.1.3 e 4.1.1.4, tem-se:

$$I_T(\omega t) = I_T \cos \phi \text{sen} \omega t + I_T \text{sen} \phi \cos \omega t = I_R \text{sen} \omega t + I_C \cos \omega t. \quad 4.1.1.5$$

$$I_T(\omega t + \pi - 2\phi) = I_T \text{sen}(\omega t + \pi - \phi) = I_T \text{sen}(\omega t - \phi) \cos \pi \quad 4.1.1.6$$

$$I_T(\omega t + \pi - 2\phi) = I_T \text{sen} \phi \cos \omega t - I_T \cos \phi \text{sen} \omega t = I_C \cos \omega t - I_R \text{sen} \omega t \quad 4.1.1.7$$

Adicionando-se as expressões 4.1.1.3 e 4.1.1.7, correspondentes aos sinais da corrente de fuga total $I_T(\omega t)$ e a sua versão defasada $I_T(\omega t + \pi - 2\phi)$, tem-se:

$$I_T(\omega t) + I_T(\omega t + \pi - 2\phi) = 2I_C \cos \omega t. \quad 4.1.1.8$$

A Equação 4.1.1.8 mostra que é possível se obter o valor da componente capacitiva $I_C \cos \omega t$ da corrente de fuga pela simples adição do sinal da corrente de fuga total $I_T(\omega t)$ com o seu sinal defasado de $\pi - 2\phi$, ou seja, a componente $I_C \cos \omega t$ pode ser determinada pela Equação 4.1.1.9.

$$I_C \cos \omega t = \frac{I_T(\omega t) + I_T(\omega t + \pi - 2\phi)}{2}. \quad 4.1.1.9$$

Adicionalmente, a partir da determinação do valor de I_C e conhecendo-se o valor de I_T pode-se determinar também o valor da componente resistiva I_R . A Figura 4.1.1.3 ilustra graficamente o resultado desta operação, onde são mostrados os sinais representativos das correntes, sendo que as curvas “a”, “b”, “c” e “d” correspondem respectivamente a:

- (a) $I_T(\omega t)$,
- (b) $I_T(\omega t + \pi - 2\phi)$,
- (c) $I_T(\omega t) + I_T(\omega t + \pi - 2\phi)$,
- (d) $I_C \cos \omega t$.

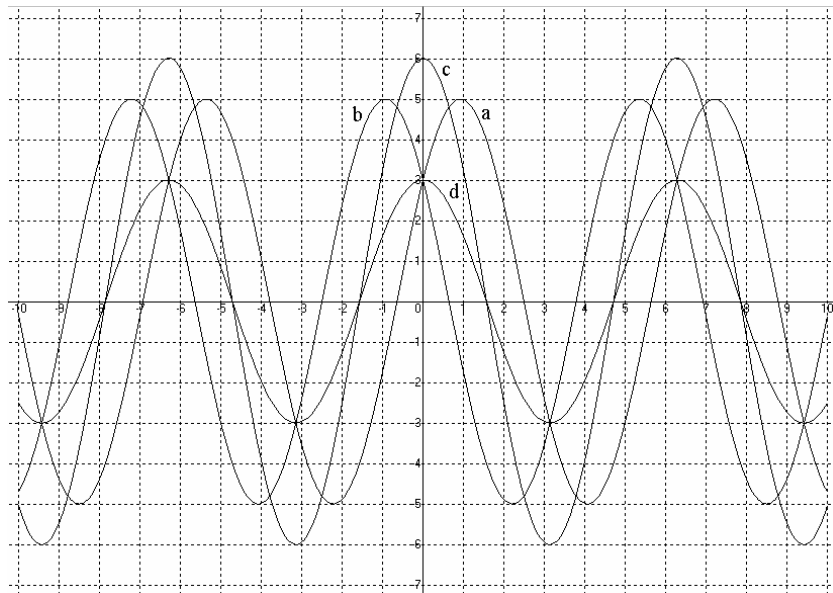


Figura 4.1.1.3 - Representação gráfica do método do deslocamento.

Observe-se na Figura 4.1.1.3 que a curva “c” representa exatamente o dobro do valor da curva “d”, conforme demonstrado pela Equação 4.1.1.8.

É possível, também, ter-se uma versão discreta deste método nas quais as amostras $I_T[n]$ oriundas da corrente de fuga $I_T(\omega t)$, obtidas na saída do sensor de corrente, são digitalizadas e deslocadas no tempo (equivalente ao deslocamento em fase) e adicionadas de forma análoga usando-se a expressão 4.1.1.8.

4.1.2 Medição de Fase por Processo Iterativo usando Correlação Cruzada

O método da medição de fase por processo iterativo usando correlação cruzada baseia-se na possibilidade do uso da função correlação cruzada para extrair informações de um ou mais sinais contínuos ou discretos no tempo.

Neste caso, a partir do conjunto de valores das amostras da corrente de fuga total $I_T[n]$ e do conjunto de valores das amostras da tensão $V[n]$ aplicada (em fase com a corrente resistiva I_R), é possível se determinar o defasamento e o valor da componente de corrente de fuga resistiva I_R , aplicando-se a correlação cruzada discreta entre estes dois sinais.

A utilização da função autocorrelação na determinação do defasamento entre os sinais amostrados da corrente de fuga e da tensão tem a vantagem de envolver em seu cálculo todos os pontos do conjunto de amostras dos sinais o que garante uma maior imunidade a ruídos e uma confiabilidade melhor com relação a outros métodos de medições pontuais que podem conduzir a desvios de fase.

Considerando-se que I_R encontra-se em fase com V , observa-se na Figura 4.1.2 que o deslocamento no tempo necessário para que ocorra a máxima correlação cruzada é proporcional ao defasamento entre os dois sinais.

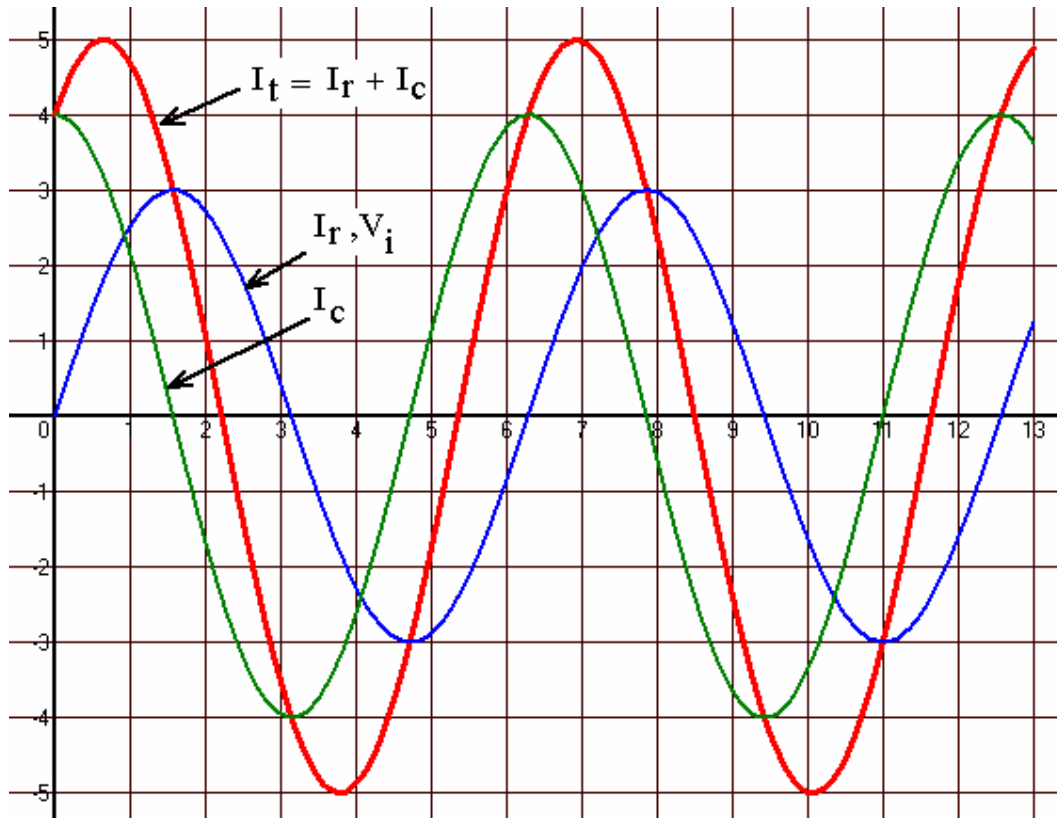


Figura 4.1.2 – Componentes resistiva, capacitiva e total da corrente de fuga.

Da figura 4.1.2 pode-se destacar as seguintes observações:

- No cruzamento de I_T por zero, ou seja, quando $I_T = 0$,
tem-se $I_R = -I_C \rightarrow |I_R| = |I_C|$;
- Na passagem de V_i pelo seu valor máximo, ou seja, quando $\frac{dV_i}{dt} = 0$,
tem-se $I_C = 0 \rightarrow I_T = I_R$;
- Na passagem de V_i pelo seu valor mínimo, ou seja, quando $V_i = 0$,
tem-se $I_R = 0 \rightarrow I_T = I_C$;
- A corrente I_T apresenta-se como um sinal modulado em quadratura pelas suas componentes I_C e I_R , ou seja, $I_T(\omega t) = I_{T0} \text{sen}(\omega t + \phi)$;
- $I_T(\omega t) = I_{T0} \text{sen}(\omega t + \phi)$, quando $\omega t = \pi/2 \rightarrow I_T = I_{T0} \cos \phi$.

- O defasamento pode ser calculado pela expressão $\phi = \arccos\left(\frac{I_T |_{\omega t = \frac{\pi}{2}}}{I}\right)$.

A função correlação cruzada \mathfrak{R}_{yu} é definida pela expressão 4.1.2.1.

$$\mathfrak{R}_{yu} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t)u(t + \tau)dt \quad 4.1.2.1$$

A função correlação cruzada $\mathfrak{R}_{yu}(\tau)$ entre dois sinais senoidais pode ser usada para calcular o defasamento entre eles, quando $\tau = 0$.

A expressão da função correlação cruzada para sinais discretos no tempo é definida pela Equação 4.1.2.2.

$$\mathfrak{R}_{xy}(\tau) = y(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n + \tau) \quad 4.1.2.2$$

A correlação cruzada \mathfrak{R}_{VI} entre $I_T(t)$ com $V(t)$ atinge seu valor máximo exatamente no instante de atraso zero por se encontrar em fase nesta condição.

$$\mathfrak{R}_{VI}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_R(t)I_T(t + \tau)dt . \quad 4.1.2.3$$

A correlação cruzada \mathfrak{R}_{VI} pode ser usada para determinar a diferença de fases entre a tensão e a corrente, conforme descrito a seguir. Considerando-se nas Equações 4.1.2.4 e 4.1.2.5 que $V(t)$ representa a tensão aplicada sobre o pára-raios e $I_T(t)$ a corrente de fuga total, tem-se:

$$V(t) = A \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad \text{e} \quad 4.1.2.4$$

$$I_T(t) = B \text{sen}(\omega t + \phi) . \quad 4.1.2.5$$

Calculando-se a correlação cruzada discreta entre as funções periódicas amostradas $V(n) = A \text{sen}(\omega nT + \alpha)$ e $I_T(n) = B \text{sen}(\omega nT + \phi)$ quando $\tau = 0$, tem-se:

$$\mathfrak{R}_{VI}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V(n)I(n) = \frac{AB}{2} \cos(\alpha - \phi) \quad 4.1.2.6$$

Desta forma, observa-se que é possível determinar o defasamento entre os sinais $V(n)$ e $I_T[n]$, efetuando a correlação cruzada $\Re_{V_I}(\tau)$ quando $\tau = 0$, conforme mostrado na Equação 4.1.2.6.

Assim, através de um processo computacional iterativo, realizando a correlação cruzada tem-se uma expressão alternativa para a determinação da fase entre a tensão aplicada ao pára-raios e a corrente de fuga total, conforme mostra a Equação 4.1.2.7.

$$\alpha - \phi = \arccos\left[\left(\frac{2}{NAB} \sum_{n=0}^{N-1} V(n)I(n)\right)\right]. \quad 4.1.2.7$$

O valor da componente resistiva da corrente de fuga I_R pode ser determinado considerando-se que $I_R = I_T \cos(\alpha - \phi)$.

4.1.3 Método da Filtragem Digital

O método da filtragem digital fundamenta-se na determinação da corrente de fuga resistiva, a partir do conhecimento do valor de C , usando-se a expressão da equação 4.1.3.3, em que T e f representam, respectivamente, o período e a frequência de amostragem.

O conhecimento do valor de C pode ser conseguido pela medição da corrente de fuga total I_T no ponto cruzamento da tensão por zero, ou seja, ponto de máxima derivada, usando-se a equação 4.1.3.1.

$$C = I_{(V=0)} / [(2\pi f)V_p] \quad 4.1.3.1$$

A partir da determinação de C pode-se encontrar a componente resistiva, seguindo-se o desenvolvimento matemático mostrado na expressão 6.1.4.2.

$$I_R[n] = I_T[n] - I_C[n] \quad 4.1.3.2$$

$$I_R[n] = I_T[n] - \frac{C}{T} (V[n] - V[n-1]) \quad 4.1.3.3$$

$$\frac{I_T[n] - I_R[n]}{V[n] - V[n-1]} = \frac{C}{T} = fC \quad 4.1.3.4$$

Uma limitação inerente a este método é devido à consideração de que cada varistor ou pára-raios possui um valor diferente para a capacitância C , exigindo assim uma medição individualizada para cada dispositivo.

Este método pode ser utilizado em laboratório onde se tenha acesso ao conjunto de amostras da tensão e da corrente de fuga sobre o pára-raios.

4.1.4 Determinação da Corrente Capacitiva

Para a determinação da corrente capacitiva a partir da tensão aplicada é necessário calcular uma derivada. A partir de um conjunto discreto de amostras representando uma função, pode-se aproximar a sua derivada pela Equação 4.1.4.1.

$$f'(x_i) \cong \frac{f(x_i) - f(x_{i-1})}{\Delta x} \quad 4.1.4.1$$

$$\frac{d}{dt} y(t) = \frac{y(n) - y(n-1)}{T} \quad 4.1.4.2$$

Relacionando a Transformada de Laplace com a Transformada Z e aplicando-se uma transformação bilinear tem-se:

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}, \quad 4.1.4.3$$

em que T é o período de amostragem.

Assim, na determinação da componente da corrente de fuga resistiva, tem-se:

$$I_R(t) = I_T(t) - I_C(t) = I_T(t) - C \frac{dV(t)}{dt} \quad 4.1.4.4$$

Neste caso, conhecendo-se o valor de C , a componente da corrente capacitiva da corrente de fuga pode ser determinada pela Equação 4.1.4.5.

$$I_C(t) = C \frac{dV(t)}{dt} \quad 4.1.4.5$$

Considerando-se o conjunto de amostras $V[n]$ do sinal aplicado $V(t)$, para o cálculo da corrente capacitiva discreta $I_C[n]$, pode-se fazer uso de um filtro digital que

estime a derivada do sinal calculando a derivada discreta das amostras da corrente de fuga segundo a Equação 4.1.4.8, no qual T representa o intervalo de amostragem de $V(t)$.

$$I_c[n] = C \frac{V[n+1] - V[n]}{T} = \frac{C}{T} V[n+1] - \frac{C}{T} V[n] \quad 4.1.4.8$$

Na medida em que T diminui, o valor da derivada numérica se aproxima do valor real. Porém, visando atenuar erros devidos a ruídos no processo de medição devem-se utilizar mais amostras no intervalo de interesse.

A idéia é, a partir de um conjunto de pontos, que definem um intervalo $[a, b]$, determinar uma função f que representa tais pontos, ou seja, interpolar este conjunto de pontos com uma função polinomial, por exemplo, do tipo *polinômio interpolador de Lagrange*, conforme Equação 4.1.4.9.

$$P_n(x) = \sum_{i=0}^n f(x_i) \cdot \prod_{j=0, j \neq i}^n \frac{(x - x_j)}{(x_i - x_j)} \quad 4.1.4.9$$

Existem vários métodos para construir um polinômio interpolador a partir de um conjunto de pares de dados. Entretanto, os *polinômios de Lagrange* constituem um modo de interpolar sem a necessidade de resolver um sistema de equações lineares. A interpolação consiste em determinar uma função polinomial que assume valores conhecidos em certos pontos (nós de interpolação). Em seguida, pode-se calcular a derivada da função f e aplicá-la a qualquer ponto pertencente ao intervalo $[a, b]$. Neste caso, quanto maior o número de pontos melhor será o resultado. A Equação 4.1.4.10, a seguir, apresenta a interpolação usando-se 3 pontos.

$$\begin{aligned} f'(x) \cong & \frac{f(x_0)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)} (2x - x_1 - x_2) + \\ & \frac{f(x_1)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)} (2x - x_0 - x_2) + \\ & \frac{f(x_2)}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)} (2x - x_0 - x_1) \end{aligned} \quad 4.1.4.10$$

4.1.5 Método da Demodulação em Quadratura

O método da demodulação em quadratura é baseado na observação do conteúdo ortogonal existente entre as componentes resistiva I_R e capacitiva I_C da corrente de fuga total I_T , ou seja, a corrente de fuga total é composta pela adição de duas componentes de correntes (*resistiva e capacitiva*) em quadratura. Assim, a corrente de fuga total I_T pode ser vista conforme a Figura 4.1.5.1 como um sinal modulado em quadratura pelas suas componentes resistiva e capacitiva.

Na Figura 4.1.5.1 são representadas, graficamente, as relações entre a componente resistiva I_R , capacitiva I_C e total I_T da corrente de fuga. Neste gráfico, é possível observar também que a componente resistiva I_R encontra-se em fase com a tensão aplicada V_i e em quadratura com a componente capacitiva.

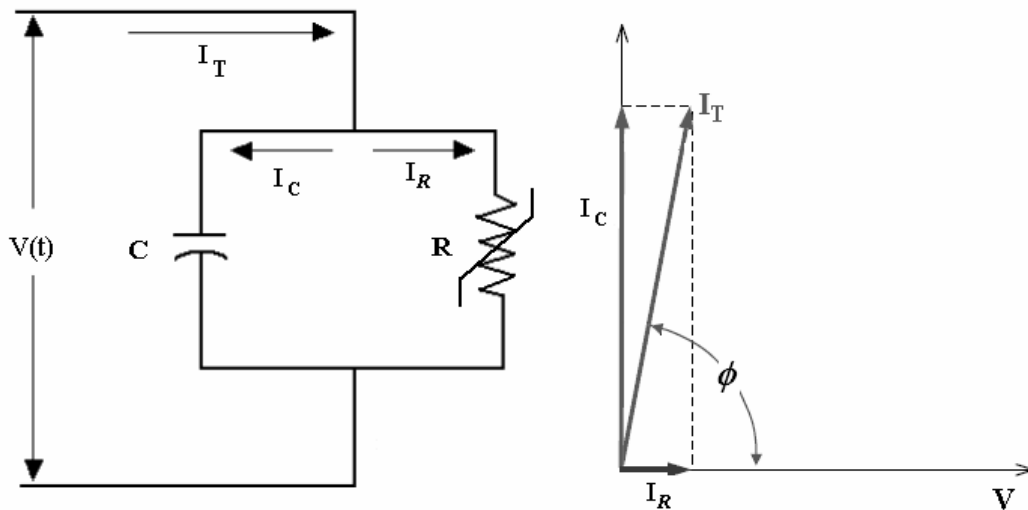


Figura 4.1.5.1 - Componentes da corrente de fuga em quadratura.

Considerando a ortogonalidade entre as componentes das correntes de fuga resistiva e capacitiva a expressão 4.1.5.1 deve também ser satisfeita.

$$\int_0^T I_R(t)I_C(t)dt = 0 \quad 4.1.5.1$$

Alternativamente, considerando que $I_C(t) = I_T(t) - I_R(t)$, a expressão 4.1.5.1 pode ser representada, em função da corrente de fuga total e resistiva, pela equação 4.1.5.2.

$$\int_0^T I_R(t)[I_T(t) - I_R(t)]dt = 0 \quad 4.1.5.2$$

Na Figura 4.1.5.2 mostra-se, em diagrama de blocos, a configuração básica de um modulador em quadratura.

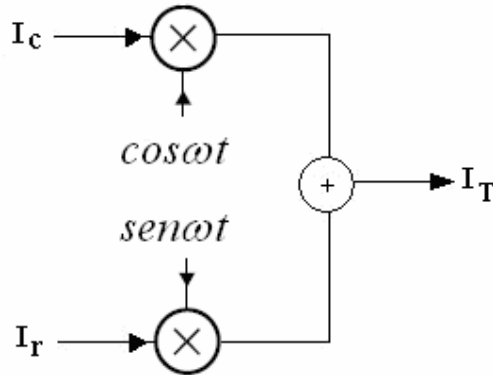


Figura 4.1.5.2 – Diagrama de um modulador em quadratura.

Desse modo, pode-se fazer uso de um demodulador em quadratura para a separação das componentes resistiva e capacitiva da corrente de fuga conforme mostrado na Figura 4.1.5.3.

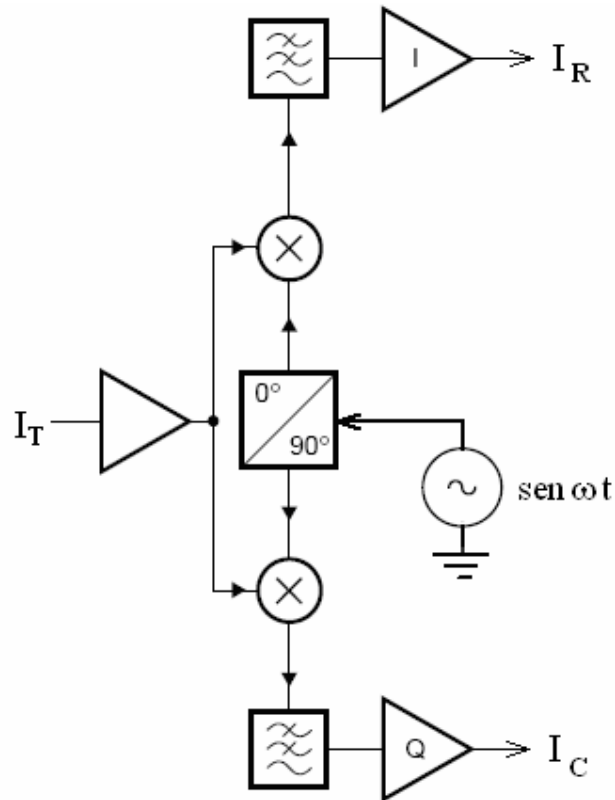


Figura 4.1.5.3 – Diagrama de um demodulador analógico em quadratura.

O sinal da corrente de fuga total I_T passa por dois demoduladores síncronos, denominados I (*In Phase*) e Q (*Quadrature*), sendo que o primeiro deve ter a fase do oscilador local em fase com a tensão da rede aplicada ao pára-raios e o segundo, com o oscilador local em quadratura com a modulada.

Nas equações 4.1.5.3 e 4.1.5.4 são apresentadas as relações de amplitude e fase resultantes a partir da adição das componentes resistiva e capacitiva.

$$I_T(t) = I_C \cos \omega t + I_R \text{sen} \omega t = A \text{sen}(\omega t + \phi) \quad 4.1.5.3$$

$$A = \sqrt{I_C^2 + I_R^2} \quad 4.1.5.4$$

$$\phi = \text{arctg} \frac{I_C}{I_R} \quad 4.1.5.5$$

Por esta técnica, a partir de uma seqüência digitalizada da corrente de fuga I_T , do pára-raios de óxido de zinco, usando-se apenas operações de processamento digital de sinal, é possível extrair a componente resistiva e capacitiva da corrente de fuga total.

Desta forma, submetendo-se a corrente $I_T(n)$ a um demodulador digital síncrono em quadratura é possível a separação das suas componentes originais $I_R(n)$ e $I_C(n)$.

Na Figura 4.1.5.4 é ilustrado o processo de demodulação em quadratura, no qual $I_T(n)$ representa as amostras digitalizadas da corrente de fuga total. A partir da geração de uma seqüência discreta de seno e cosseno e com a utilização de filtros digitais obtém-se duas seqüências representativas das componentes resistiva e capacitiva respectivamente.

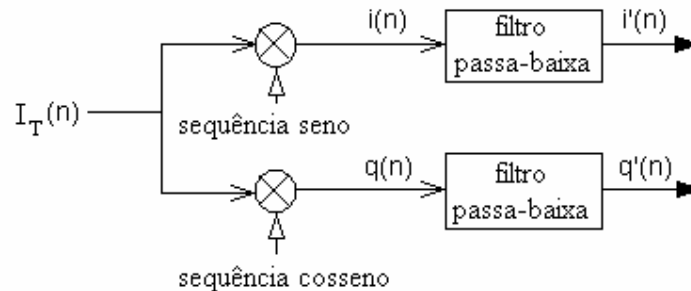


Figura 4.1.5.4 – Diagrama de um demodulador digital em quadratura.

4.1.5.1 Fundamentação Teórica

A partir dos valores de $I_R(t)$ e $I_C(t)$, expressos nas equações 4.1.5.1.1 e 4.1.5.1.2, pode-se escrever a expressão para $I_T(t)$, conforme a equação 4.1.5.1.3.

$$I_R(t) = I_R \text{sen} \omega t, \quad 4.1.5.1.1$$

$$I_C(t) = I_C \text{cos} \omega t \text{ e} \quad 4.1.5.1.2$$

$$I_T(t) = I_R \text{sen} \omega t + I_C \text{cos} \omega t = A \text{sen}(\omega t + \phi). \quad 4.1.5.1.3$$

Aplicando-se $I_T(t)$ ao multiplicador mostrado na Figura 4.1.5.1.1 encontra-se a expressão 4.1.5.1.4.

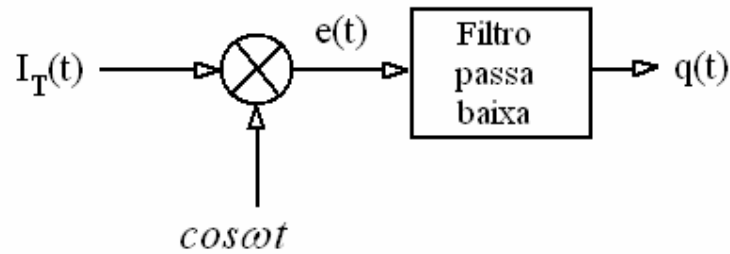


Figura 4.1.5.1.1 – Diagrama para obtenção da componente $q(t)$.

$$e(t) = I_T(t) \cdot \cos \omega t = \frac{I_C}{2} + \frac{I_C}{2} \cos 2\omega t + \frac{I_R}{2} \text{sen} 2\omega t \quad 4.1.5.1.4$$

Na saída do filtro passa baixa da figura 4.1.5.1.1 é possível encontrar o valor de I_C conforme a Equação 4.1.5.1.5.

$$q(t) = \frac{I_C}{2}. \quad 4.1.5.1.5$$

De forma análoga, submetendo-se $I_T(t)$ ao multiplicador mostrado na figura 4.1.5.1.2 encontra-se a expressão 4.1.5.1.6.

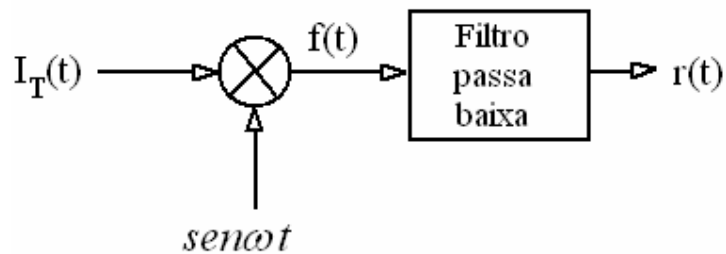


Figura 4.1.5.1.2 - Diagrama para obtenção da componente $r(t)$.

$$f(t) = I_T(t) \cdot \text{sen} \omega t = \frac{I_R}{2} - \frac{I_R}{2} \cos 2\omega t + \frac{I_C}{2} \text{sen} 2\omega t$$

4.1.5.1.6

Na saída do filtro passa baixa da figura 4.1.5.1.2 é possível encontrar o valor de I_R , conforme a equação 4.1.5.1.7.

$$r(t) = \frac{I_R}{2}. \quad 4.1.5.1.7$$

Desta maneira, quando o sinal correspondente à corrente de fuga I_T é submetido a um demodulador síncrono em quadratura, é possível a separação das suas componentes originais, conforme a figura 4.1.5.4, na qual I_{CI} e I_{RI} podem ser determinadas pelas relações expressas nas equações 4.1.5.1.8.

$$I_{CI} = 2q(n) \text{ e } I_{RI} = 2r(n) \quad 4.1.5.1.8$$

Para a geração da senoide discretizada pode-se fazer uso da transformada Z da função seno mostrada na Equação 4.1.5.1.9.

$$Z\{\sin \omega t\} = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z \cdot \text{sen} \omega T}{z^2 - 2z \cdot \cos \omega T + 1} \quad 4.1.5.1.9$$

A resposta a um impulso da transformada da equação 4.1.5.1.9, ou seja, para $X(z) = 1$ é um sinal senoidal de frequência ω , amostrada a uma taxa de $T = 1/f_a$, em que f_a é a frequência de amostragem. Considerando a resposta a um impulso, ou seja, $X(z) = 1$, tem-se a Equação 4.1.5.1.10.

$$Y(z) = \frac{z^{-1} \text{sen} \omega T}{1 - 2z^{-1} \cos \omega T + z^{-2}} \quad 4.1.5.1.10$$

A equação diferença correspondente, capaz de gerar a senoide discretizada, é dada pela Equação 4.1.5.1.11.

$$y(n) = 2y(n-1) \cos \omega T - y(n-2) + x(n-1) \text{sen} \omega T \quad 4.1.5.1.11$$

De outra forma, a senoide discretizada pode também ser gerada de maneira direta a partir da equação 4.1.5.1.12.

$$y(n) = \text{sen} 2\pi \frac{n}{N} \quad 4.1.5.1.12$$

O valor de N é expresso na Equação 4.1.5.1.13, em que f representa a frequência do sinal amostrado e f_A a frequência de amostragem. Neste caso, N representa também o número de amostras/ciclo do sinal.

$$N = f_A / f \quad 4.1.5.1.13$$

É importante observar que a seqüência cosseno gerada localmente deve estar em fase com a tensão aplicada ao pára-raios. Para isto deve-se fazer a aquisição de uma amostra da fase do sinal da tensão aplicada usando-se qualquer uma das técnicas discutidas neste trabalho.

No caso dos pára-raios, a tensão de alimentação da rede pode ser vista como a portadora, enquanto a corrente de fuga total medida, resultante da adição de duas componentes de correntes em quadratura (resistiva e capacitiva), como sendo um sinal modulado em quadratura. Para se fazer a separação destas componentes é requerida uma detecção síncrona da portadora, o que necessita o conhecimento exato da freqüência e da fase desta portadora. O sinal modulado $I_T(t)$ pode, então, ser recuperado por demodulação.

Contudo, se houver uma diferença de fase entre a portadora modulada e a portadora local, a senóide usada para o produto no processo de demodulação, tem-se a Equação 4.1.5.1.14.

$$e(t) = I_T(t) \cdot \cos(\omega t + \phi) = \frac{I_C}{2} \cos \phi - \frac{I_R}{2} \text{sen} \phi + I_1(t) \cos 2\omega t + I_2(t) \text{sen} 2\omega t \quad 4.1.5.1.14$$

Caso haja uma diferença de fase ϕ entre a portadora local e modulada, o sinal demodulado após a filtragem passa-baixa é o mostrado na Equação 4.1.5.1.15.

$$q(t) = \frac{I_C}{2} \cos \phi - \frac{I_R}{2} \text{sen} \phi. \quad 4.1.5.1.15$$

Observe-se que se $\phi = 0$, ou seja, portadora local em fase o sinal da tensão aplicada, o sinal é demodulado como desejado. Caso contrário existe a necessidade de sincronização adequada entre a fase do oscilador local, dispositivo que gera a portadora local e a portadora modulada, no caso a corrente de fuga total I_T .

4.1.5.2 Implementação Digital

A implementação desta técnica foi feita com a aplicação do sinal da corrente de fuga $I_T(t)$ a um conversor A/D interno de um microcontrolador PIC18F452 e multiplicando-se os valores das amostras por um sinal senoidal gerado discretamente. A seguir, as amostras resultantes desta operação são aplicadas a um filtro digital IIR passa-

baixa de segunda ordem com frequência de corte de 10 Hz, a fim de filtrar a componente equivalente $q(t)$, mostrada na Equação 4.1.5.1.5.

A implementação foi testada usando os procedimentos descritos na seção anterior com a aplicação de quatro tipos de filtros digitais e frequência de amostragem f_A do sinal de 6 kHz.

A seguir, relaciona-se as correspondentes equações diferenças e seus coeficientes usados no processo de implementação.

4.1.5.2.1 Filtro 1

A equação diferença do Filtro Digital Recursivo (IIR) passa baixa de primeira ordem é dada por:

$$y(n) = \alpha[x(n) + x(n-1)] + \beta y(n-1) \quad 4.1.5.2.1.1$$

$$\beta = \frac{\cos \theta_C}{1 + \sin \theta_C} \quad 4.1.5.2.1.2$$

$$\alpha = (1 - \beta) / 2 \quad 4.1.5.2.1.3$$

$$\theta_C = 2\pi f_C / f_A \quad 4.1.5.2.1.4$$

4.1.5.2.2 Filtro 2

As equações 4.1.5.2.2.1 e 4.1.5.2.2.2 representam a função de transferência $H(z)$ e a equação diferença $y(n)$ para o filtro digital passa baixa Butterworth de primeira ordem.

$$H(z) = \frac{0,0052 + 0,0052z^{-1}}{1 - 0,9896z^{-1}}. \quad 4.1.6.2.2.1$$

$$y(n) = 0,0052x(n) + 0,0052x(n-1) + 0,9896y(n-1). \quad 4.1.6.2.2.2$$

4.1.5.2.3 Filtro 3

O filtro digital 3 é uma versão digital do filtro analógico mostrado na figura 4.1.5.2.3.1.

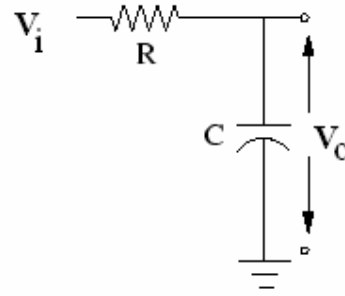


Figura 4.1.5.2.3.1 - Diagrama do filtro passa-baixa analógico.

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + sRC} \quad 4.1.5.2.3.1$$

$$\frac{V_i(t) - V_o(t)}{R} = C \frac{dV_o(t)}{dt} \quad 4.1.5.2.3.2$$

$$\frac{x[n] - y[n]}{R} = C \frac{y[n] - y[n-1]}{T} \quad 4.1.5.2.3.3$$

$$y[n] = \left[\frac{\omega_c T}{1 + \omega_c T} \right] x[n] + \frac{1}{1 + \omega_c T} y[n-1] \quad 4.1.5.2.3.4$$

Sendo $\omega_c = \frac{1}{RC}$.

Considerando-se que $\alpha = \frac{\omega_c T}{1 + \omega_c T}$, tem-se a equação:

$$y[n] = \alpha x[n] + (1 - \alpha) y[n-1] \quad 4.1.5.2.3.5$$

$$\alpha = \frac{2\pi \frac{f_c}{f_a}}{1 + 2\pi \frac{f_c}{f_a}} \quad 4.1.5.2.3.6$$

$$y[n] = ax[n] + by[n-1] \quad 4.1.5.2.3.7$$

$$H(z) = \frac{\alpha}{1 - (1 - \alpha)z^{-1}} \quad 4.1.5.2.3.8$$

4.1.5.2.4 Filtro 4

O filtro 4 usa a equação diferença do filtro digital IIR passa-baixa de segunda ordem seguinte:

$$y(n) = 2\{\alpha[x(n) + 2x(n-1) + x(n-2)] + hy(n-1) - \beta y(n-2)\} \quad 4.1.5.2.4.1$$

em que:

$$\beta = \frac{1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \operatorname{sen} \theta_C}{1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \operatorname{cos} \theta_C}; \quad 4.1.5.2.4.2$$

$$h = \left(\frac{1}{2} + \beta\right) \operatorname{cos} \theta_C; \quad 4.1.5.2.4.3$$

$$\alpha = \left(\frac{1}{2} + \beta - h\right) / 4; \quad 4.1.5.2.4.4$$

$$\theta = 2\pi f / f_A; \quad 4.1.5.2.4.5$$

$$\theta_C = 2\pi f_C / f_A. \quad 4.1.5.2.4.6$$

4.1.5.3 Resultados da Simulação

O ambiente *Matlab*® foi usado para gerar um sinal amostrado da corrente de fuga total genérico dado pela Equação 4.1.5.3.1. Visando-se verificar a operacionalidade do método, o processo de demodulação em quadratura foi realizado usando-se as equações 4.1.5.3.2 e 4.1.5.3.

$$I_T[n] = I_R[n] \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi f}{f_A} n \right) + I_C[n] \operatorname{cos} \left(\frac{2\pi f}{f_A} n \right) \quad 4.1.5.3.1$$

$$I_C[n] = I_T[n] \operatorname{cos} \left(\frac{2\pi f}{f_A} n \right) \quad 4.1.5.3.2$$

$$I_R[n] = I_T[n] \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi f}{f_A} n \right) \quad 4.1.5.3.3$$

O processo de filtragem foi realizado usando os filtros 1, 2, 3 e 4, descritos anteriormente. As figuras 4.1.5.2.1 e 4.1.5.2.2 ilustram a aplicação do método da demodulação em quadratura com a resposta da simulação dos quatro filtros digitais para dois casos de correntes distintas. Observou-se que em todos os casos, para cada um dos quatro filtros, as saídas convergiram para o valor esperado.

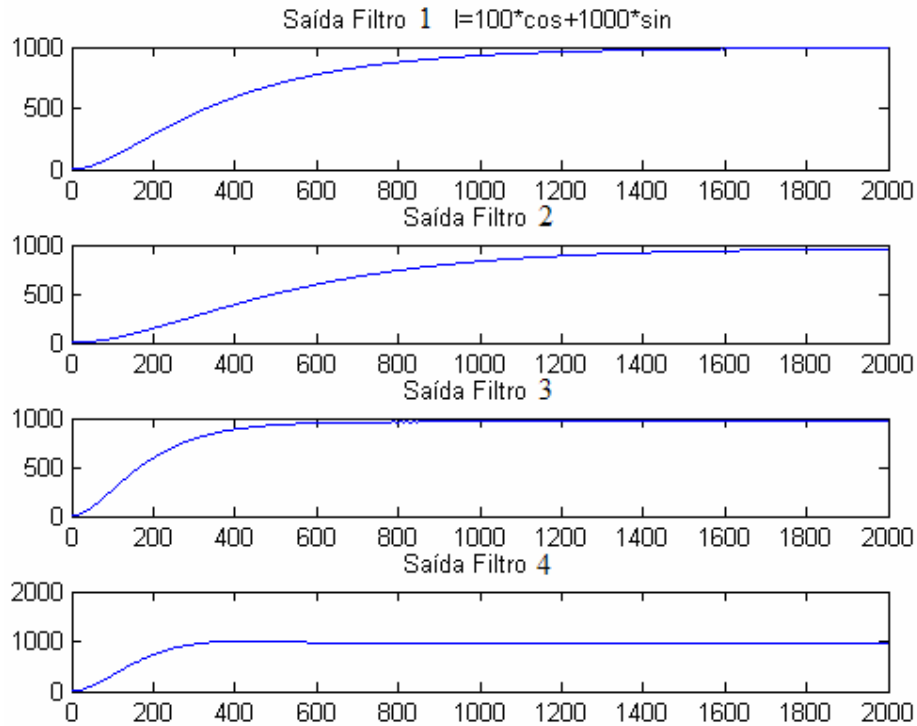


Figura 4.1.5.2.1 – Resposta dos filtros digitais 1, 2, 3 e 4 (caso I).

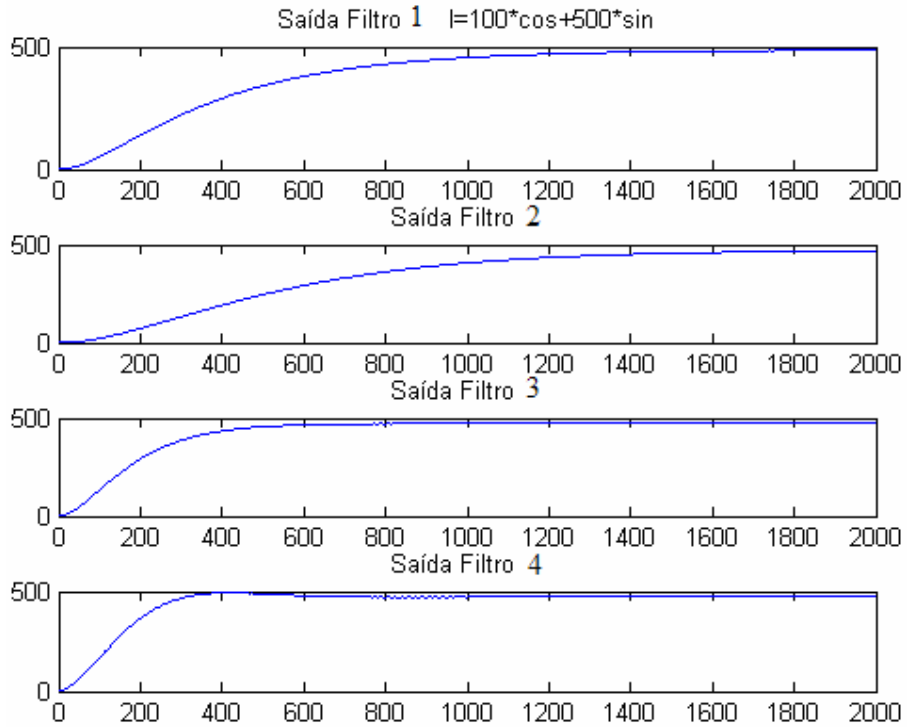


Figura 4.1.5.2.2 – Resposta dos filtros digitais 1, 2, 3 e 4 (caso II).

No Capítulo 5 serão discutidas técnicas de processamento digital de sinais empregadas no tratamento das amostras digitalizadas da corrente de fuga, como também diversas possibilidades de interface e conectividade para o monitoramento remoto.

5

Arquitetura de *Software* e *Hardware* de um Sistema de Monitoração de Pára-Raios

Neste capítulo é discutida a aplicação das técnicas de processamento digital de sinais empregados na medição da corrente de fuga e na determinação de suas componentes harmônicas, considerando-se que sinais de corrente fidedignos oriundos do pára-raios já estão disponíveis, após o sensor de corrente.

Aborda-se ainda o uso de um sistema de transmissão de dados, usando técnicas de comunicação analógica e digital, visando o envio dos parâmetros medidos da corrente de fuga total para leitura à distância. São discutidos diversos recursos de integração de tecnologias existentes, visando uma maior conectividade do sistema de aquisição de dados com a interface de transmissão.

5.1 Processo de Discretização e Digitalização

Antes do sinal da corrente de fuga do pára-raios seja aplicado ao conversor A/D do microcontrolador, é necessário que ele seja condicionado (pré-processamento) para a faixa de tensão exigida pelo conversor analógico-digital em uso. A etapa de pré-processamento dos sinais da corrente de fuga do pára-raios de ZnO possui amplificadores e filtros para remoção de ruídos e sinais de frequência indesejáveis. Após os sinais serem amplificados e filtrados, segue-se o processo de discretização no tempo e digitalização por um conversor A/D interno ao microcontrolador. Todas estas etapas referem-se ao processamento analógico do sinal e fazem parte do bloco condicionador de sinal apresentado na Figura 5.1.1 que ilustra graficamente toda a seqüência do tratamento do sinal a partir da aquisição da corrente de fuga I_T .

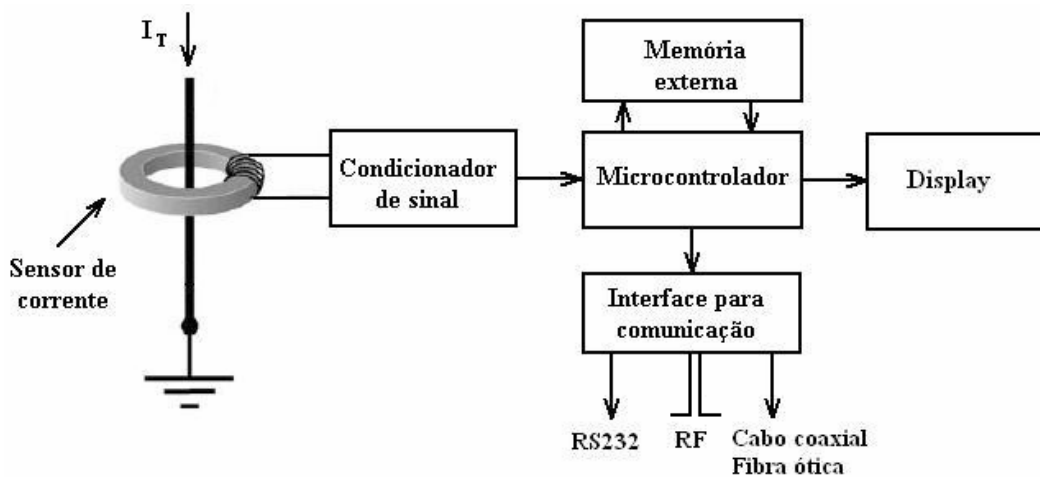


Figura 5.1.1 – Diagrama geral do processamento de sinais.

Na Figura 5.1.1 destaca-se o microcontrolador como o principal elemento responsável pelo tratamento digital do sinal e o gerenciamento da comunicação externa, disponibilizada através de uma interface para comunicação com múltiplas saídas (RS232, RF, Cabo coaxial e fibra ótica). O microcontrolador dispõe, ainda, de uma memória externa para armazenamento dos dados e uma interface visual para apresentação de resultados.

Quando se usa métodos computacionais para a realização de cálculos é necessário tratar o sinal de uma forma discreta. O processo de digitalização inicia-se com a discretização do sinal contínuo da corrente de fuga $I_T(t)$.

O primeiro passo para o processamento digital do sinal da corrente de fuga, originalmente analógico, foi a sua transformação para digital, envolvendo circuitos de amostragem e retenção (*Sample & Hold*), responsáveis por manter a tensão fixa durante o processo de conversão A/D. No presente trabalho as amostras da corrente de fuga e da tensão sobre o pára-raios são adquiridas simultaneamente antes de serem aplicadas ao conversor A/D garantindo, assim, a aquisição instantânea destes sinais para posterior processamento.

Na Figura 5.1.2 é apresentado um diagrama ilustrativo do sistema de aquisição da amostras da corrente de fuga e da tensão aplicada sobre o pára-raios.

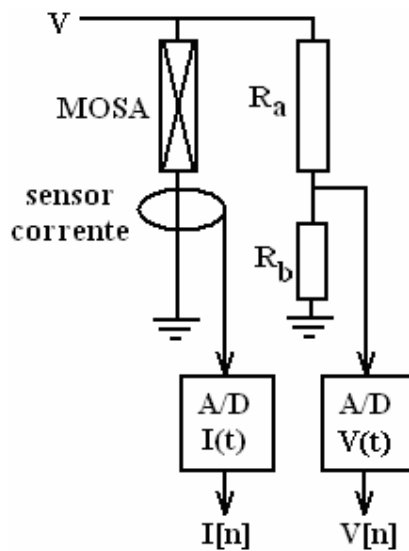


Figura 5.1.2 – Diagrama do sistema de amostragem.

O processo de digitalização é antecedido pelo condicionamento analógico do sinal. Ou seja, inicialmente o sinal deve ser amplificado (corrente de fuga) ou atenuado (tensão do sistema na saída do transformador potencial) adequadamente para a faixa operacional do conversor analógico/digital. Antes da conversão analógico-digital o sinal deve ser filtrado, para eliminação de ruídos de alta frequência e para se evitar a sobreposição de espectro (*aliasing*).

Na análise do sinal digitalizado foram levados em consideração diversos aspectos da amostragem e conversão A/D, como taxa de amostragem, resolução e o tamanho da janela de dados, ou seja, o tempo de aquisição, fatores que podem influenciar na exatidão do processo de medição.

Após a conversão A/D, o microprocessador foi usado para o processamento digital e estimação dos seguintes parâmetros: valor eficaz (rms) da corrente de fuga total, valor eficaz da componente da corrente de fuga resistiva e capacitiva, valores de picos (positivo e negativo) da corrente de fuga total e suas componentes harmônicas.

As rotinas de processamento digital foram desenvolvidas com o uso de Linguagem C e Matlab®. O desempenho operacional de cada rotina foi testado em um ambiente de programação computacional antes da sua efetiva utilização no microcontrolador do sistema. As rotinas foram também implementadas e testadas em Linguagem C específica para o microcontrolador utilizado.

Na Figura 5.1.3 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados implementado.

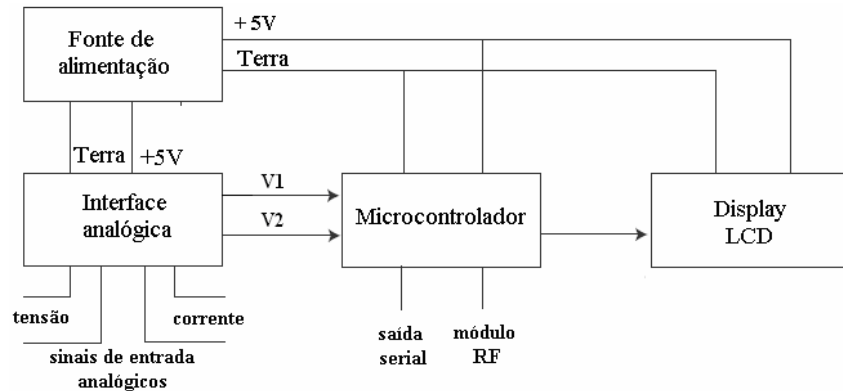


Figura 5.1.3 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados.

A seguir serão descritos procedimentos matemáticos aplicados no processamento dos sinais amostrados.

5.2 Desenvolvimento Matemático

Seja $x(t)$ um sinal contínuo expresso pela Equação 5.2.1 representativo tanto para a corrente de fuga como para a tensão aplicada.

$$x(t) = A \cos(\omega t + \theta) = A \cos(2\pi f t + \theta). \quad 5.2.1$$

Considerando T_A como o período de amostragem e f_A a frequência de amostragem, em que $T_A = \frac{1}{f_A}$, o sinal discreto no tempo $x[n]$ pode ser expresso como:

$$x[n] = A \cos(\omega n + \theta) = A \cos(2\pi n f + \theta). \quad 5.2.2$$

$$\omega = 2\pi \left(\frac{f}{f_A}\right), \text{ no qual } \omega \text{ é a frequência normalizada.} \quad 5.2.3$$

$$x[n] = A \cos(2\pi n f T_A + \theta) = A \cos\left[2n\pi \left(\frac{f}{f_A}\right) + \theta\right], \quad 5.2.4$$

$$T_A = \frac{1}{f_A}, \quad 5.2.5$$

A resolução em frequência é determinada pela Equação 5.2.6.

$$\Delta f = \frac{1}{2^N} \frac{f_A}{2} \text{ e} \quad 5.2.6$$

$$N = \frac{f_A}{f}. \quad 5.2.7$$

O número de amostras é representado por N e o termo $\frac{f_A}{2}$ refere-se ao critério de *Nyquist*.

5.2.1 Cálculo da tensão e da corrente eficaz

Os valores eficazes (*rms*) da corrente de fuga e da tensão aplicada podem ser determinados pelas expressões 5.2.1.1 e 5.2.1.2, respectivamente.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_i^2(t) dt}, \quad 5.2.1.1$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i^2(t) dt}. \quad 5.2.1.2$$

Considerando-se que os valores da corrente de fuga e da tensão aplicada são submetidos a um processo de discretização, tem-se:

$$I_T[n] = \{I_t[1], I_t[2], I_t[3], \dots, I_t[k], \dots, I_t[N]\} \quad 5.2.1.3$$

$$V[n] = \{V_t[1], V_t[2], V_t[3], \dots, V_t[k], \dots, V_t[N]\}. \quad 5.2.1.4$$

Em que o conjunto de N amostras da corrente de fuga total pode ser representado por um vetor de dimensão N da forma:

$$I_T = \begin{bmatrix} I_T[1] \\ I_T[2] \\ I_T[3] \\ \vdots \\ I_T[N] \end{bmatrix}. \quad 5.2.1.5$$

A partir do conjunto das N amostras digitalizadas da corrente de fuga $I_T[n]$ é possível calcular o valor eficaz da corrente I_{RMS} expresso na Equação 5.2.1.6. De forma similar, a partir do conjunto de N amostras do sinal da tensão digitalizada $V[n]$ é possível calcular o valor eficaz da tensão V_{RMS} usando a Equação 5.2.1.7.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [I(k)]^2}. \quad 5.2.1.6$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [V(k)]^2}. \quad 5.2.1.7$$

A partir de N amostras armazenadas o valor eficaz (*rms*) pode ser continuamente calculado, a cada nova amostra adquirida, usando-se a Equação 5.2.1.8. Esta equação minimiza o esforço computacional, em termos de tempo de processamento e cálculo, determinando o novo valor eficaz a partir do valor anteriormente calculado e de valores contidos no conjunto de amostras.

$$I_{rms}^2(k) = I_{rms}^2(k-1) + \frac{I^2(k) - I^2(k-N+1)}{N}. \quad 5.2.1.8$$

5.2.2 Cálculo da potência média

A potencia média pode ser calculada usando-se a expressão da Equação 5.2.2.1, em que $V(t_k)$ é o valor da tensão no instante de tempo t_k , $I(t_k)$ é o valor da corrente no

instante de tempo t_k , $P(t_k)$ é o valor da potência instantânea no tempo t_k e N representa o número de amostras sobre um período T .

$$P_{\text{media}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N V(t_k)I(t_k) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P(t_k). \quad 5.2.2.1$$

Sendo, $V(k)$ e $I(k)$ os valores digitalizados da tensão e da corrente no tempo. Desta forma, a potência é calculada incluindo os harmônicos presentes nos sinais de corrente e tensão amostrados.

5.2.3 Cálculo do Espectro de Frequência

A rotina utilizada neste trabalho para determinação das componentes harmônicas dos sinais amostrados da corrente e da tensão é baseada no algoritmo de *Goertzel*. Com o uso deste algoritmo todas as componentes harmônicas da corrente de fuga e da tensão aplicada podem ser determinadas.

A partir de um número finito de amostras da tensão $V_i(t)$ e da corrente de fuga $I(t)$, é possível a determinação do seu espectro de frequências, conforme Figura 5.2.3.1. Entretanto, o valor do número de amostras N por segundo deverá ser no mínimo, o dobro da maior frequência presente no sinal (*Teorema de Nyquist*).

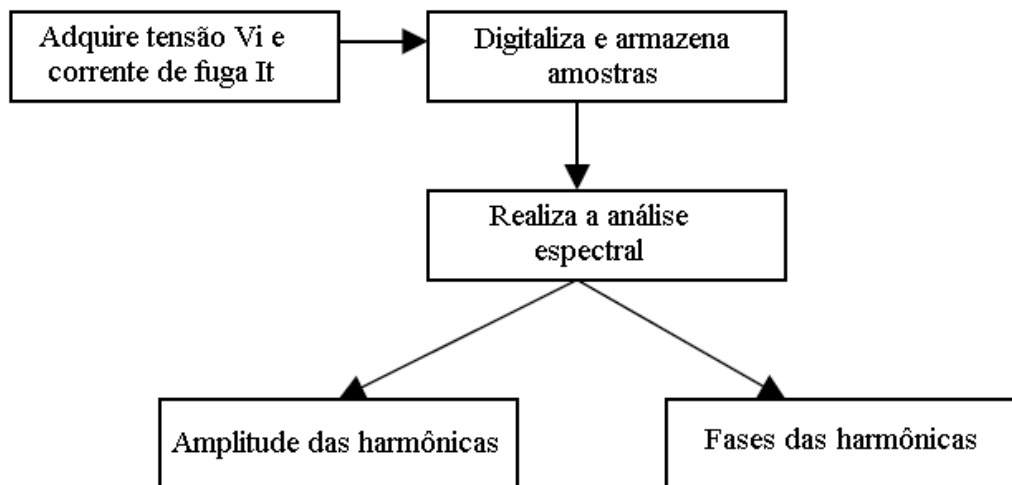


Figura 5.2.3.1 – Diagrama em blocos da sequência do processamento espectral.

O espectro de frequência dos sinais discretos pode também ser calculado pela Transformada Discreta de Fourier (*DFI*) a partir da Equação 5.2.3.1 usando os valores das N amostras do sinal $x(n)$ dos sinais em análise.

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad 5.2.3.1$$

$Y(k)$ representa o valor da k -ésima harmônica.

Entretanto, o algoritmo usado para a realização da análise espectral $Y(k)$, é essencialmente baseado no algoritmo de *Goertzel*. Este algoritmo modela a *DFT* como uma operação de filtragem linear otimizando os recursos computacionais do microcontrolador. O algoritmo foi utilizado devido à praticidade e à redução do número de operações matemáticas necessárias para a sua realização pelo microcontrolador, além de propiciar um procedimento muito eficiente no cálculo do conteúdo harmônico de uma seqüência periódica. O algoritmo de Goertzel é mais eficiente do que a Transformada Rápida de Fourier (*FFT*) quando se requer a computação de apenas algumas harmônicas (terceira harmônica) em vez de todas, como no caso deste trabalho.

As equações 5.2.3.2, 5.2.3.3 e 5.2.3.4 representam o filtro digital implementado, onde $W_N^k = e^{-j \frac{2k\pi}{N}}$ e cujo diagrama é mostrado na Figura 5.2.3.2.

$$s_k[n] = x[n] + 2\cos\left(\frac{2k\pi}{N}\right) s_k[n-1] - s_k[n-2] \quad 5.2.3.2$$

$$y_k[n] = s_k[n] - W_N^k s_k[n-1] \quad 5.2.3.3$$

$$s_k[-2] = s_k[-1] = 0 \quad 5.2.3.4$$

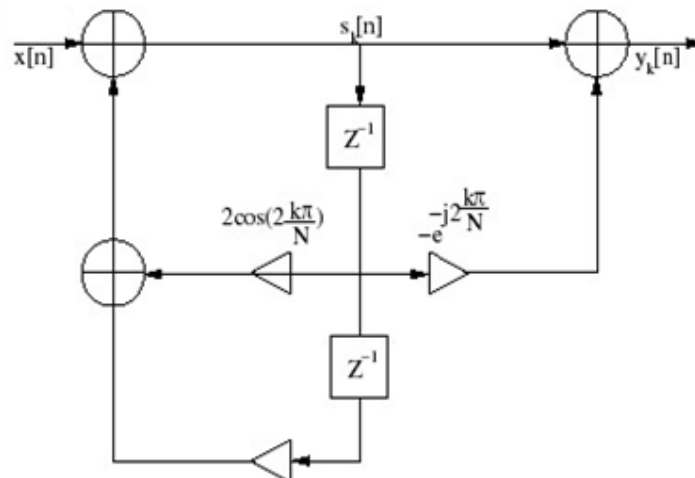


Figura 5.2.3.2 – Diagrama do filtro digital para o algoritmo de *Goertzel*.

Com as equações de 5.2.3.2 a 5.2.3.4 foi possível calcular tanto a parte real como a parte imaginária da Transformada Discreta de Fourier.

5.2.4 – Medição de fase

A medição da fase foi determinada a partir das amostras digitalizadas da corrente de fuga e da tensão sobre o pára-raios e aplicando-se o *algoritmo de Goertzel* para cada sinal (*corrente de fuga e tensão*). A partir da tensão V_1 , correspondente a tensão aplicada, e da tensão V_2 , representando a corrente de fuga total, obteve-se a diferença de fase.

Conforme ilustrado nas figuras 5.2.4.1 e 5.2.4.2 a análise espectral dos dois sinais, V_1 e V_2 , simultaneamente, permite a determinação da diferença de fase entre a tensão aplicada e a corrente de fuga total para que possa ser usada no cálculo da discriminação das componentes da corrente de fuga resistiva e capacitiva.

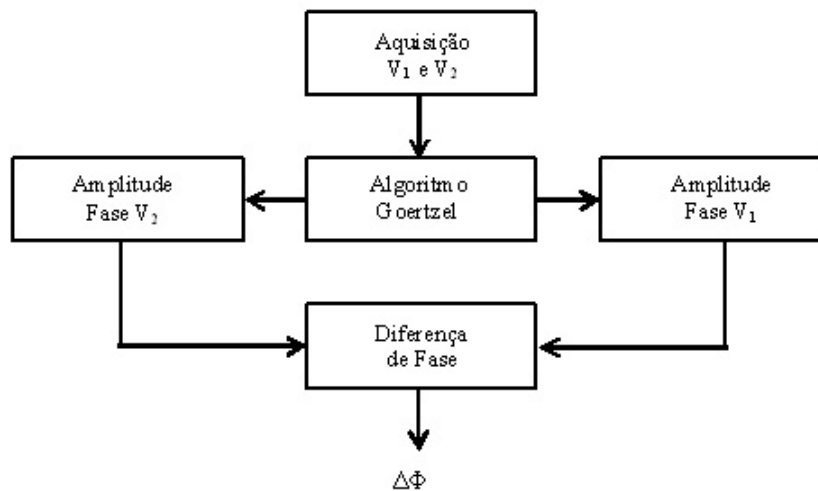
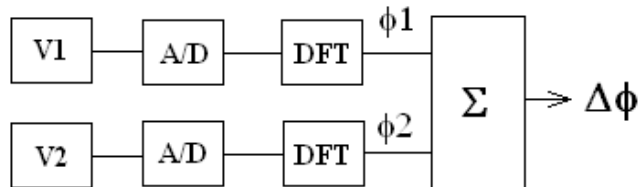


Figura 5.2.4.1 – Fluxograma da medição digital de fase.



$$\Delta\phi = \phi2 - \phi1$$

Figura 5.2.4.2 – Diagrama da medição digital de fase.

Na Figura 5.2.4.3 é apresentada a configuração utilizada para a medição de fase entre a corrente de fuga e a tensão aplicada ao pára-raios. Para cada amostra efetuada da corrente de fuga é adquirida também uma amostra da tensão, ou seja, as amostras são efetivadas simultaneamente e com a mesma taxa de amostragem. As amostras são retidas por um circuito S/H (*Sample & Hold*) apenas pelo tempo necessário exigido pelo conversor A/D interno ao microcontrolador. Considerando que o tempo de conversão do microcontrolador utilizado é bem inferior ao do período de amostragem dos sinais amostrados, tem-se que a conversão é realizada adequadamente, observando a máxima fidelidade ao sinal.

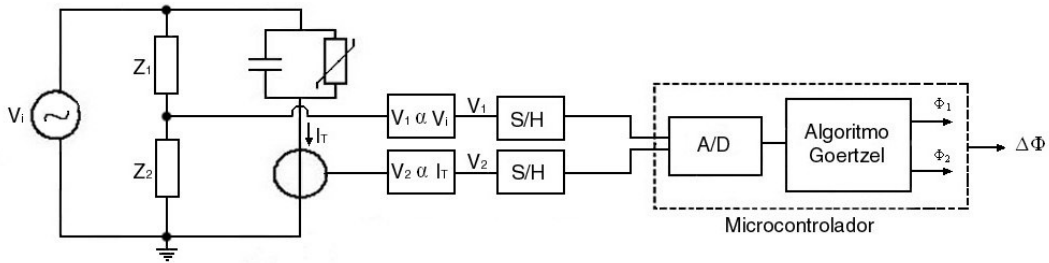


Figura 5.2.4.3 – Configuração do circuito de medição de fase.

5.2.5 Determinação da Tensão e da Corrente por Autocorrelação Discreta

A função autocorrelação \mathfrak{R}_{xx} descreve como um sinal que está mudando no tempo ou como o sinal está correlacionado em dois instantes de tempos distintos e é definida pela expressão 5.2.5.1.

$$\mathfrak{R}_{xx} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t + \tau)dt \quad 5.2.5.1$$

A função autocorrelação $\mathfrak{R}_{xx}(\tau)$ de uma seqüência periódica para um sinal discreto pode ser usada para se calcular a amplitude deste sinal. A descrição da função de autocorrelação discreta é definida pela equação 5.2.5.2, na qual a variável τ representa o deslocamento no tempo aplicado a $y(t)$.

$$\mathfrak{R}_{xx}(\tau) = y(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)x(n + \tau) \quad 5.2.5.2$$

Quando $\tau = 0$, a expressão da autocorrelação discreta pode ser calculada pela equação 5.2.5.3.

$$\mathfrak{R}_{xx}(0) = y(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n). \quad 5.2.5.3$$

Seja $f(t) = A \sin(\omega t + \phi)$.

Calculando-se a autocorrelação da função periódica $f(t)$ contínua quando $\tau = 0$, tem-se:

$$\mathfrak{R}_{ff}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (A \sin(\omega t + \phi))^2 dt = \frac{A^2}{2}. \quad 5.2.5.4$$

De forma similar, calculando-se a autocorrelação da função amostrada $f_N(n) = A \sin(\omega n \Delta t + \phi)$ para sinais discretos $R_{ff}(\tau)$ em $\tau = 0$, tem-se que:

$$\mathfrak{R}_{xx}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f^2(n) = \frac{A^2}{2}. \quad 5.2.5.5$$

Desta forma, a amplitude A do sinal amostrado pode ser determinada pela equação 5.2.5.6.

$$A = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f^2(n)} \quad 5.2.5.6$$

A utilização da função autocorrelação na determinação da amplitude A do sinal amostrado tem a vantagem de envolver em seu cálculo todo o conjunto dos pontos das amostras do sinal o que garante uma maior imunidade a ruídos e uma confiabilidade melhor com relação a outros métodos de medições pontuais. Assim, a função autocorrelação \mathfrak{R}_{xx} foi usada para extrair informações de um conjunto de amostras de um sinal discreto no tempo. Neste caso, a função autocorrelação \mathfrak{R}_{xx} foi aplicada a um conjunto de amostras que simulava a corrente de fuga e a tensão para determinação de sua amplitude.

5.2.6 Cálculo da Média das Medições

Para melhorar a relação sinal/ruído dos sinais amostrados pode-se calcular a média de N_s amostras da grandeza $y(k)$, em um determinado intervalo de tempo, como valor representativo para o intervalo em questão $[0, N]$. Desta forma, os ruídos decorrentes do processo de medição ficaram diluídos pela média das medições efetivadas.

$$y(k) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} y_i(k), k = 1, \dots, N. \quad 5.2.6.1$$

$$y(k) = \{y_1(k), y_2(k), \dots, y_{N_s}(k)\}. \quad 5.2.6.2$$

De forma similar, a partir de M valores eficazes medidos, pôde-se determinar o valor eficaz médio usando-se a expressão 5.2.6.3.

$$RMS_{Médio} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M RMS(n). \quad 5.2.6.3$$

Na qual M representa o número de valores *rms* determinados no intervalo de tempo estabelecido.

5.3 Gravador Digital da Corrente de Fuga

O sinal da corrente fuga obtido na saída do sensor de corrente foi aplicado a um conjunto de circuitos contendo um microcontrolador e memória digital. A memória foi usada para armazenar as amostras da corrente de fuga $I_T[n]$ e da tensão $V[n]$ aplicada ao pára-raios. As amostras são usadas nas operações matemáticas necessárias à extração das informações desejadas. Para tanto, foi projetado e montado um sistema completo de um gravador digital para a aquisição das amostras da corrente de fuga e da tensão utilizando-se um microcontrolador PIC18F452 com as rotinas para o processamento digital dos sinais embutidas.

5.4 Parte Experimental

O microcontrolador PIC18F452 foi escolhido porque além de possuir conversor analógico-digital interno de 10 bits, possibilita taxas de amostragens compatíveis com as exigidas para a aplicação desejada, além de possuir tempo de execução adequado para a realização das tarefas de gerenciamento e de processamento.

Considerando-se uma corrente de fuga com valor típico de pico da ordem de 1 mA, ou seja, $I_{pp} = 2 \text{ mA}$ (*pico-a-pico*), pôde-se conseguir com o conversor A/D de $N=10$ bits uma resolução da ordem de $1,95 \mu\text{A}$ conforme mostrado na Equação 5.4.1.

$$\Delta I = \frac{I_{pp}}{2^N} = \frac{2 \text{ mA}}{2^{10}} = 1,95 \mu\text{A}. \quad 5.4.1$$

A frequência de amostragem escolhida foi de 6 kHz, o que corresponde a um período de amostragem de $166,66 \mu\text{s}$ permitindo uma aquisição de 100 amostras/ciclo. São disponibilizados dois canais no conversor A/D interno do microcontrolador, sendo um para a amostragem da corrente de fuga e outro para a amostragem da tensão aplicada. As amostras digitalizadas são armazenadas em uma memória do tipo 24LC256.

O sistema foi montado e testado experimentalmente, a partir da saída do sensor magnético de corrente e do estágio condicionador de sinal compreendendo: o circuito amplificador, o filtro passa-faixa (60-300 Hz), que permite a passagem da fundamental até a quinta harmônica, e o condicionador de nível para adaptação à entrada do conversor A/D.

Considerando-se que o conversor A/D do microcontrolador opera na faixa de 0 a 5 V o nível de saída do sensor de corrente foi condicionado antes do processo de conversão para esta faixa de operação adicionando-se um nível CC.

O algoritmo de Goertzel foi implementado em linguagem C para um microcontrolador PIC18F452 e testado sob aplicação de diversas formas de ondas, de conteúdos harmônicos previamente conhecidos, para efeito de verificação de desempenho e validação dos resultados.

Para uma maior flexibilidade com a comunicação externa foi disponibilizada uma saída do tipo RS232 através do circuito MAX232 e controlada pelas rotinas de entrada e saída visando uma maior conectividade com outros dispositivos. O circuito completo do gravador digital da corrente de fuga é mostrado na Figura 5.4.1.

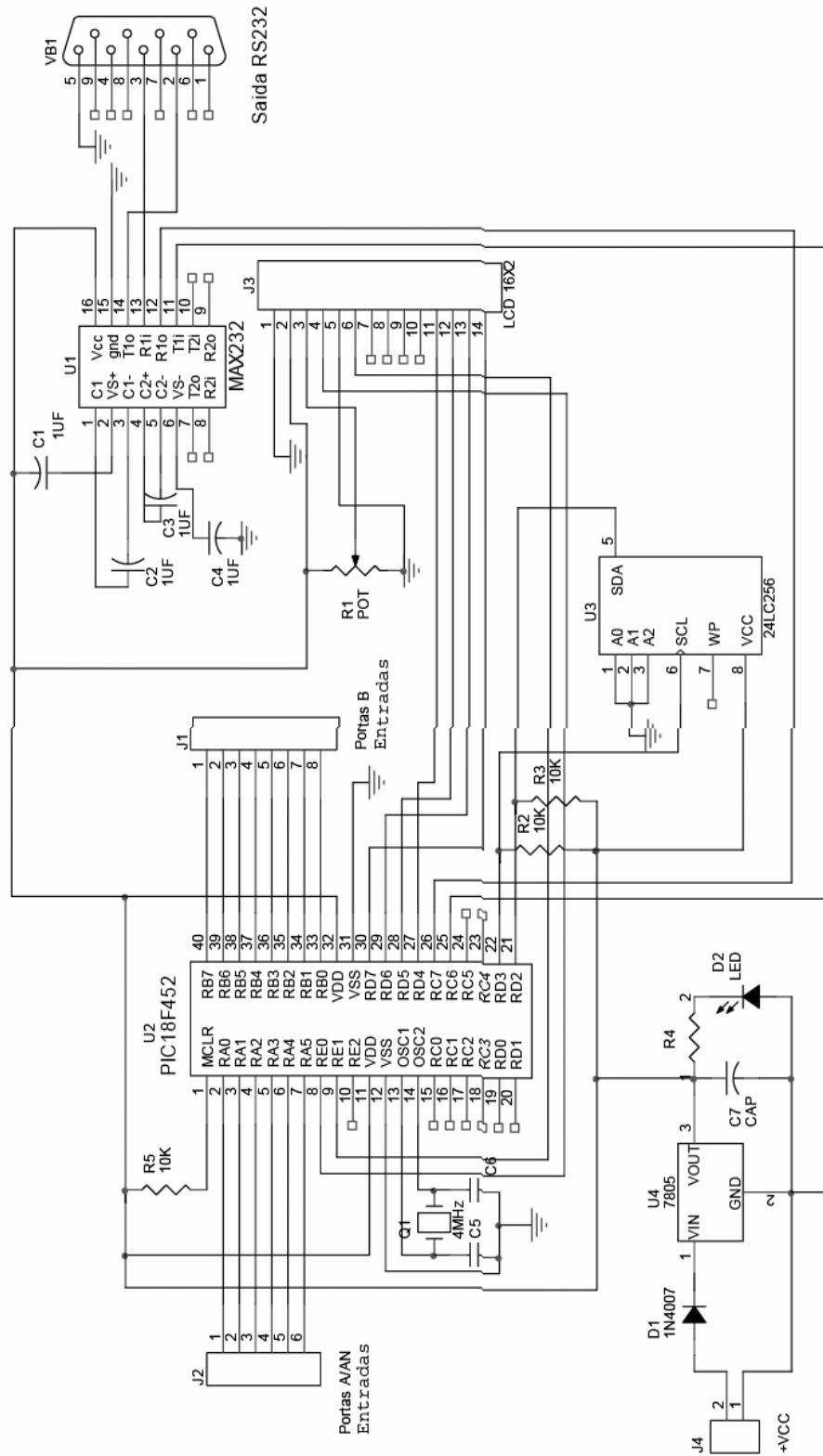


Figura 5.4.1 - Gravador Digital de Corrente de Fuga

Na seção a seguir são apresentadas diversas possibilidades disponíveis para a transmissão dos dados adquiridos e processados para uma central de operação.

5.5 Sistema de Transmissão

Nas subestações os pára-raios distam alguns metros dos transformadores de potencial, onde uma amostra da tensão da rede é acessível. Um sinal da tensão se faz necessário para aquisição da informação do defasamento entre a tensão e a corrente de fuga. Nas Figuras 5.5.1, 5.5.2 e 5.5.3 podem-se ver os dois equipamentos em uma subestação de 230 kV. Nas salas de controle das subestações também é possível obter o sinal da tensão oriundo dos transformadores de tensão, pois o sinal é usado para alimentar os circuitos de proteção e medição para fins de faturamento. Deste modo, existe a necessidade da transmissão remota do sinal da corrente de fuga captado na base do pára-raios de óxido de zinco para a sala de controle onde se pode efetivar a separação de suas componentes (resistiva e capacitiva).

Um sistema de transmissão de dados via rádio foi desenvolvido e testado em laboratório. Ele deve ser instalado junto ao pára-raios. O sistema de comunicação é fisicamente constituído por um Módulo Transmissor, um Módulo Receptor e o Meio de Comunicação. Na sua construção foram observados parâmetros de transmissão, tais como: banda passante, taxa de transmissão, alcance, tipo de modulação, imunidade a interferências e a ruídos.



Figura 5.5.1 - Transformador de Potencial e Pára-Raios de ZnO.



Figura 5.5.2 – Base do Pára-Raios de ZnO.



Figura 5.5.3 – Pára-Raios de ZnO, Transformadores de Potenciais e de Correntes

5.6 – Transmissão por Rádio Freqüência

A transmissão por rádio freqüência permite fazer uso da modulação em freqüência da corrente de fuga total, transferindo a análise do conteúdo harmônico da componente resistiva da corrente de fuga para equipamentos instalados distantes do pára-raios. Neste caso, transmite-se apenas o sinal da corrente de fuga total I_T modulado continuamente, em tempo real, conforme ilustrado na Figura 5.6.1.

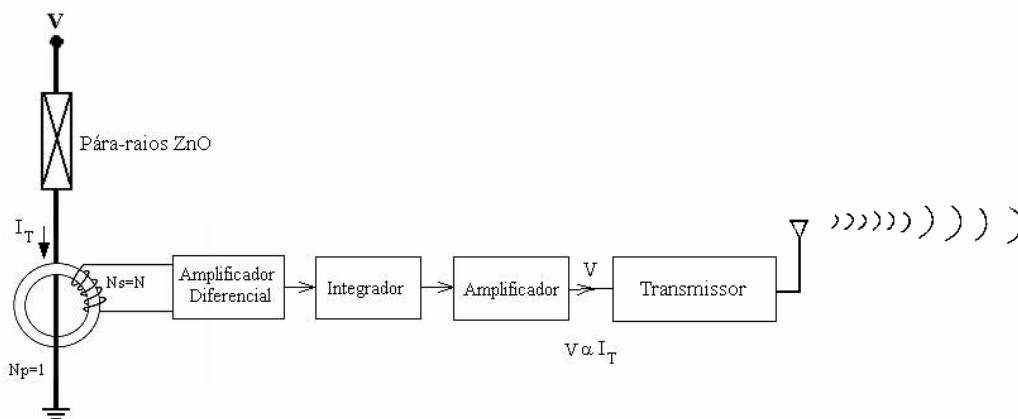


Figura 5.6.1 – Transmissão sem fio da corrente de fuga.

O sistema transmissão desenvolvido permite a operação em ambientes sujeitos às interferências eletromagnéticas e contornar obstáculos, como no caso de subestações de energia elétrica, onde estão instalados os pára-raios. Duas configurações de sistemas de transmissão sem fio foram propostas.

5.7 Configuração I - Modulação em Frequência da Corrente de Fuga Total

Considerando que a fase do sinal da corrente de fuga é um parâmetro importante no caso do processo de separação de suas componentes resistiva e capacitiva optou-se pelo uso de uma dupla modulação. O sinal da corrente de fuga total é modulado em PWM, operando com portadora em 2 500 Hz, antes de submetê-lo a modulação em FM com portadora de 112 MHz. Este procedimento visa assegurar uma forma de imunidade mais robusta da transmissão da informação desejada preservando-se contra erro de fase. O diagrama funcional é mostrado na figura 5.7.1.

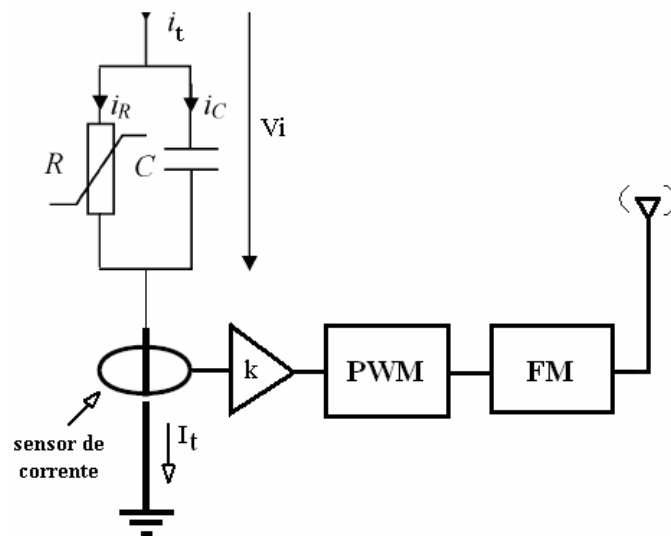


Figura 5.7.1 – Diagrama funcional do sistema de transmissão sem fio.

5.7.1 – Configuração I - MODULADOR PWM

Na modulação por largura de pulso (PWM), a duração de cada pulso é proporcional à amostra do sinal modulante, com período de repetição de pulsos constante. Nas Figuras 5.7.1.1 e 5.7.1.2 são apresentados o diagrama da estrutura de um modulador PWM e a representação dos sinais correspondentes.

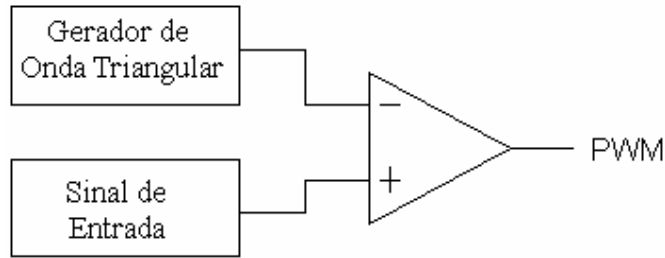


Figura 5.7.1.1 – Estrutura do modulador PWM.

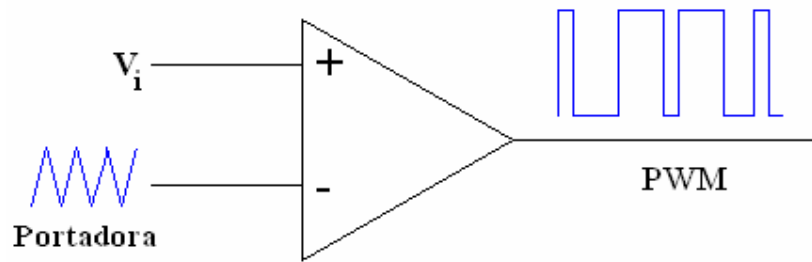


Figura 5.7.1.2 – Representação dos sinais do modulador PWM.

Um sinal modulado em PWM, ao passar por um filtro passa-baixa, resulta em um nível de tensão proporcional ao ciclo de trabalho (razão entre os tempos em nível alto e período) do sinal. O filtro passa-baixa é projetado para cortar qualquer componente de frequência maior ou igual à maior frequência do sinal modulante. A resolução de tempo para variação do sinal de saída é limitada ao período do PWM e à resposta do filtro. Quando a largura do pulso é variada, o resultado é um sinal alternado com uma forma de onda proporcional à variação conforme apresentado na figura 5.7.1.3.

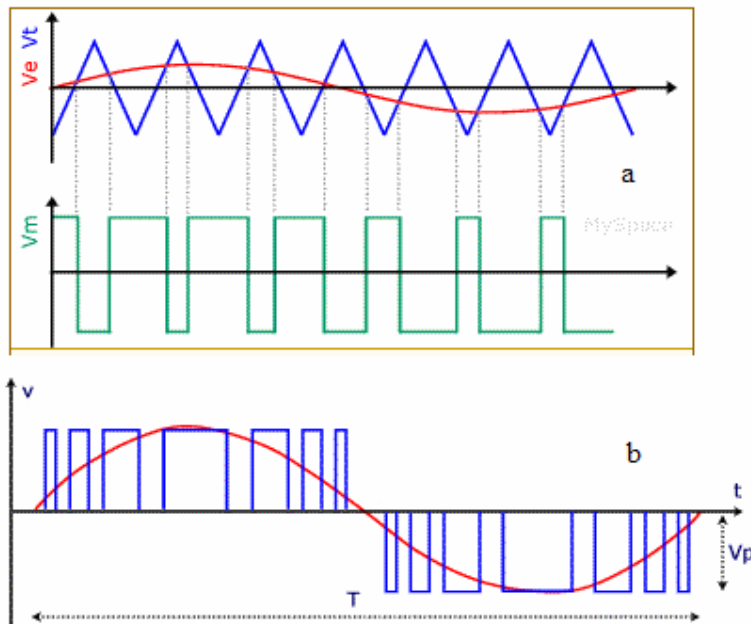


Figura 5.7.1.3 – Sinal modulado PWM

Considerando-se $v(t)$ como sendo o sinal PWM, tem-se na saída do filtro passa-baixa o valor médio a cada ciclo expresso na equação 5.7.1.1.

$$\bar{v} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt . \quad 5.7.1.1$$

Na figura 5.7.1.5 é apresentado o diagrama funcional da conexão entre o sensor de corrente desenvolvido e o sistema de transmissão proposto.

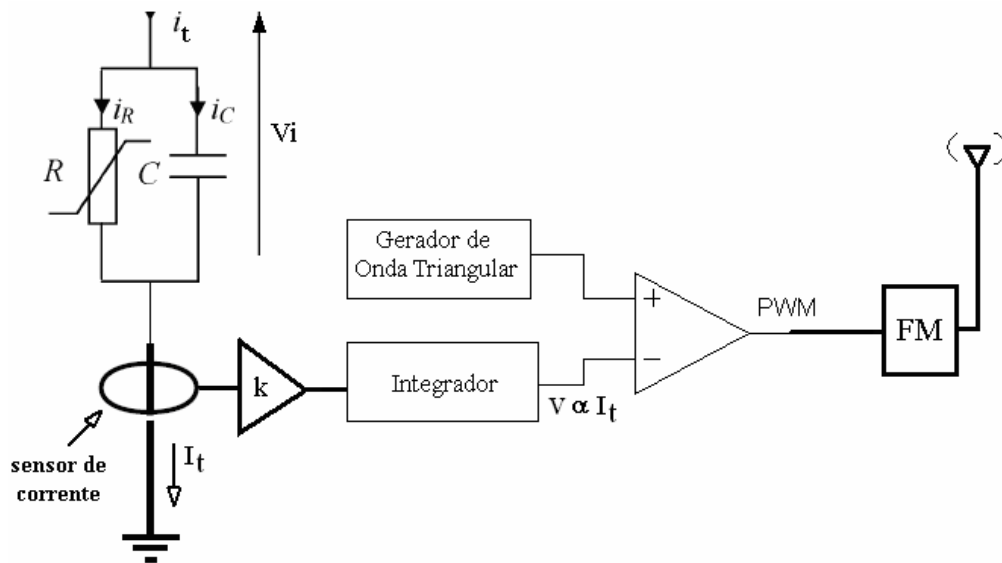


Figura 5.7.1.5 - Diagrama funcional sensor-transmissor.

5.7.2 – Configuração I - Demodulador PWM

O demodulador PWM recompõe a corrente de fuga a partir do sinal modulado. O sinal recebido pela antena é submetido a uma dupla demodulação a fim de extrair a informação de interesse. Na saída do receptor de 112 MHz é demodulado em frequência e a seguir aplicado ao circuito demodulador PWM a fim de recuperar a informação transmitida, conforme mostrado na figura 5.7.2.1. A demodulação do sinal PWM consiste em submetê-lo a um filtro passa-baixa. O sistema completo de transmissão e recepção da corrente de fuga via radiofrequência é mostrado na figura 5.7.2.2.



Figura 5.7.2.1 – Receptor de radio frequência

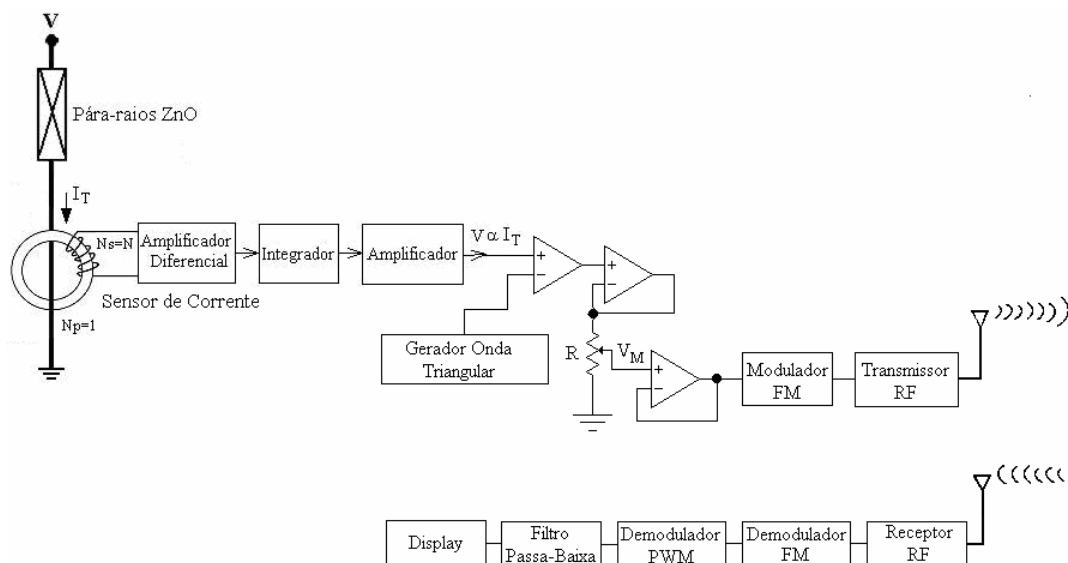


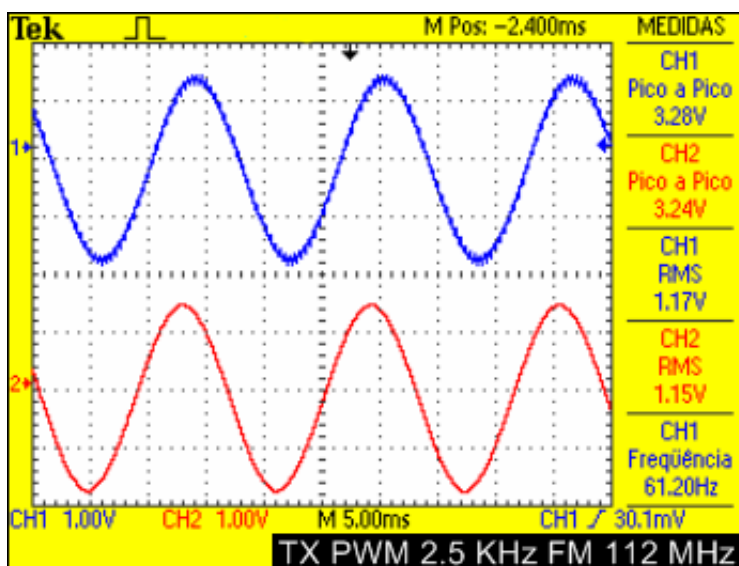
Figura 5.7.2.2 - Circuito completo do sistema de transmissão/recepção.

O sistema de transmissão e recepção sem fio mostrado na Figura 5.7.2.2 foi desenvolvido, implementado e validado. Foram aplicados diversos sinais na sua validação. A Figura 5.7.2.3 mostra o sistema composto do sensor, gravador digital e transmissor.

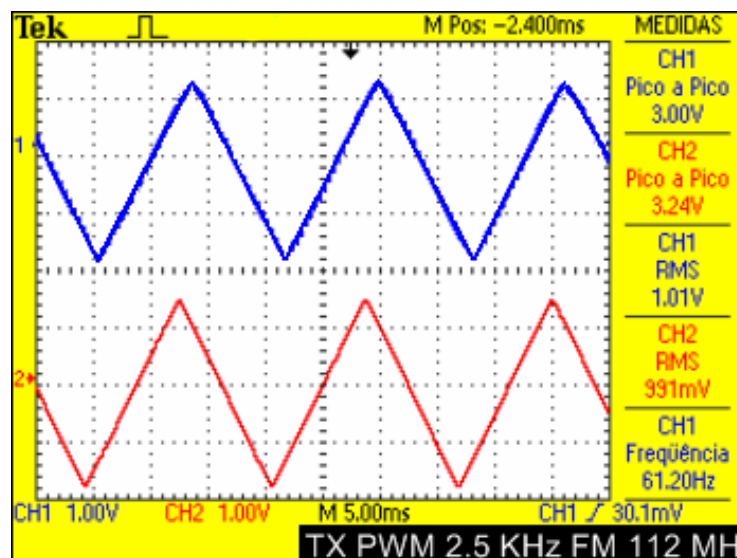


Figura 5.7.2.3 - Fotografia do sistema com sensor, gravador e transmissor

Na figura 5.7.2.4 são mostrados os sinais de entrada e saída do transmissor e do receptor para sinais senoidal e triangular, em 60 Hz. O sinal triangular foi escolhido para observar a resposta do sistema ao conteúdo harmônico do sinal. O sistema de transmissão desenvolvido mostrou-se eficiente na transmissão e na recepção dos sinais.



(a) Onda senoidal transmitida (inferior) x recebida (superior).



(b) Onda triangular transmitida (inferior) x recebida (superior)

Figura 5.7.2.4 - Sinais na entrada do transmissor (inferior) e na saída do receptor (superior).

5.8 – Configuração II

A segunda configuração, do ponto de vista de comunicação, é uma inversão da configuração anterior com a possibilidade de se ter um recurso prático adicional para a discriminação das componentes da corrente de fuga. Neste sistema, a informação da fase da tensão aplicada é transmitida diretamente para a base do pára-raios, onde se encontra instalado o sensor de corrente.

Esta alternativa faz uso de uma sonda remota para o envio da informação de fase da tensão aplicada para o dispositivo sensor de corrente, conforme ilustrado na Figura 5.8.1. Assim sendo, pode-se fazer uso de uma sonda constituída por um sensor indutivo de campo elétrico, de forma mais conveniente e satisfatória para a aplicação da técnica da compensação de harmônicos.

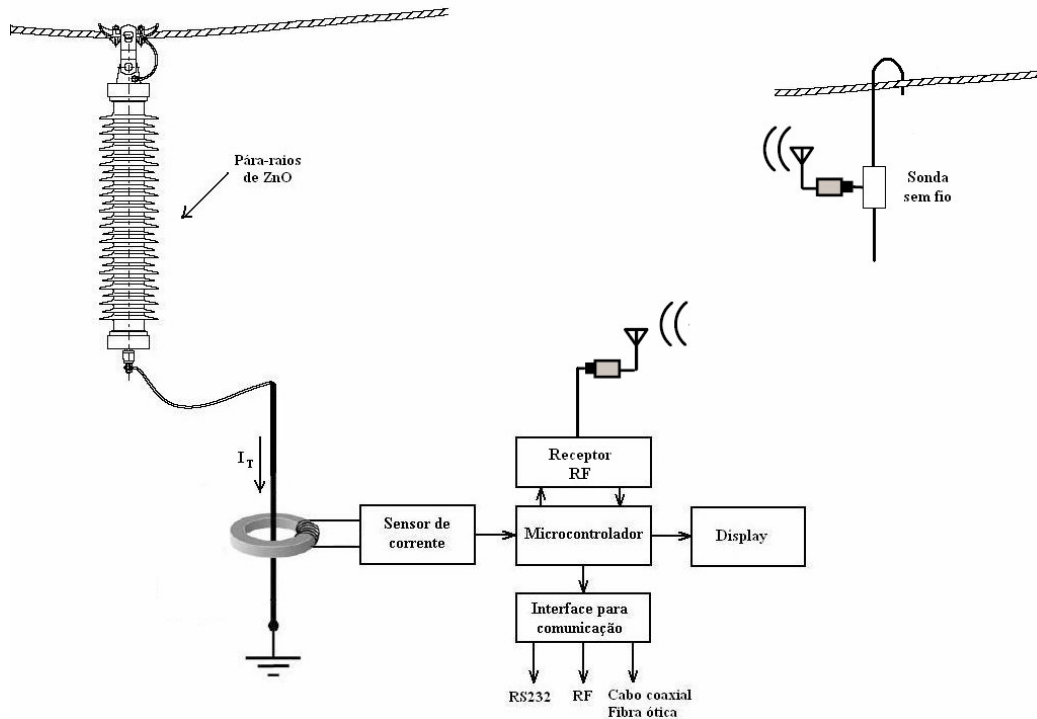


Figura 5.8.1 – Configuração II

No dispositivo transmissor, instalado na sonda remota, o sinal da fase da linha de alta tensão é coletado e emitido para o dispositivo de recepção localizado junto ao sensor da corrente de fuga na base do pára-raios. O receptor de RF recebe o sinal com a informação da fase da linha de alta tensão e, então, compara com a fase da corrente total do pára-raios coletados pelo sensor de corrente e, desta forma, a diferença de fase da linha de alta tensão e a da corrente de fuga total é obtida. Assim, o valor da componente da corrente de fuga resistiva do pára-raios pode ser determinado.

Funcionalmente, a sonda deve ser composta de um sensor de campo elétrico agregada a um circuito modulador e transmissor de RF. Vários trabalhos já foram publicados mostrando sensores de tensão e de corrente instalados diretamente na linha (Werneck e Abrantes, 2004) (Balorda, 1999). As grandes dificuldades para implantação

desta configuração é a alta intensidade do campo elétrico produzido pela linha e a fonte de alimentação do circuito transmissor.

Em ambas as configurações as amostras recebidas dos sinais da corrente do sensor e da tensão pelo receptor de RF são submetidas ao conversor analógico-digital do microcontrolador. Uma rotina implementada no mesmo efetua a análise espectral para determinação da diferença de fase entre esses dois sinais e cálculo da componente resistiva da corrente.

5.9 Transmissão Digital da Corrente de Fuga Total

A digitalização da corrente de fuga é efetivada localmente na base do pára-raios de óxido de zinco e fazendo uso de técnicas de transmissão digital. O sinal da corrente é enviado para a sala de controle, considerando que um microcontrolador responsável pelo gerenciamento do sistema de aquisição é programado para enviar os dados através de uma interface serial para um transmissor de radio freqüência. O microcontrolador é responsável também pela determinação da taxa de transmissão adequada para a transferência.

5.9.1 Modulação FSK

Uma modulação adequada para a transmissão de sinais digitais é o FSK (*Frequency Shift Keying*). Ela considera a natureza discreta do sinal a ser transmitido e possui imunidade a ruído. Na modulação FSK os dados são codificados na forma de variações de freqüência em uma portadora, ou seja, o sinal modulado desloca a freqüência da saída entre valores predeterminados conforme ilustrado na Figura 5.9.1.1.

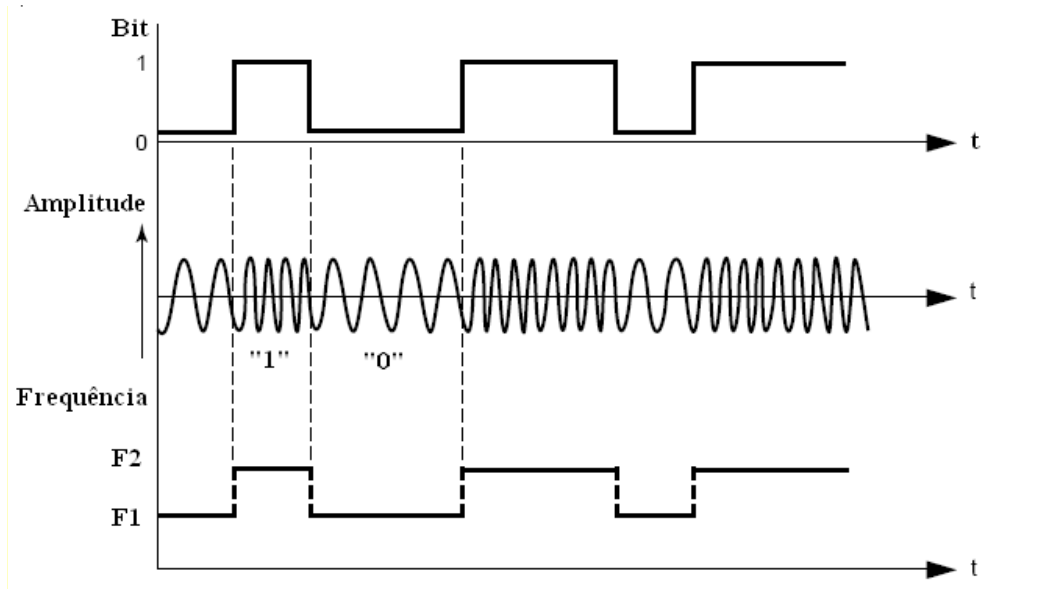


Figura 5.9.1.1 – Esquema da modulação FSK.

O FSK não coerente não tem nenhuma relação de fase especial entre as frequências sucessivas, e, em geral, a fase varia aleatoriamente. Como, essa modulação gera uma saída descontínua nos instantes de chaveamento, ela é chamada de FSK descontínuo.

O sinal FSK é representado matematicamente pela equação 5.9.1.1 onde f_1 e f_2 correspondem as duas frequências de modulação e dado representa os valores lógicos “0” e “1” dos bits de informação a serem transmitidos.

$$V(t) = V_p \text{sen}(2\pi(f_1 + \text{dado} \cdot (f_2 - f_1))t). \quad 5.9.1.1$$

A largura de banda de transmissão de um sinal FSK é dada pela Regra de Carson que assume a relação $BW = 2(\beta + 1)B$, em que $\beta = \Delta f / B$, ou seja: $BW = 2\Delta f + 2\beta B$, sendo B a largura de banda do sinal a ser transmitido. Para uma modulação FSK de banda larga, em que $\beta \gg 1$, Δf é dominante e tem-se $BW = 2\Delta f$. Para uma FSK de banda estreita, tem-se $BW = 2B$. Para uma modulação retangular de FSK o espectro de frequência é da função $\text{Sinc}x = \text{sen}x / x$.

Nesta aplicação pode-se utilizar o mesmo conjunto transmissor-receptor apresentado na seção 5.7.2 substituindo-se o modulador PWM pelo modulador FSK.

5.9.2 Tecnologia *Bluetooth*

Os dispositivos de *Bluetooth* têm vantagens tais como portabilidade, baixa potência, pequeno consumo, baixo custo e quando é aplicado em sistemas de monitoração em linha de isolamento (Zhang e Guan, 2005), dá uma conveniência grande à instalação e à manutenção dos dispositivos de monitoração em linha.

O *Bluetooth* apresenta algumas vantagens em relação à conexão via infravermelho, pois suporta vários dispositivos e não exige visada direta entre transmissor e receptor. A tecnologia *Bluetooth* usa a técnica do espalhamento espectral e permite taxas de transmissão de até 1 Mbit/s atingindo uma distância nominal de até 10 metros, podendo ter um alcance máximo de 100 metros (em condições ideais e com ambos os transmissores operando com potência máxima) com potência de transmissão: de 1 mW a 100 mW.

O *Bluetooth* opera na faixa de frequências de 2,4 GHz sem a necessidade de autorização para ser utilizada neste espectro. Dentre as vantagens para utilização nesta aplicação, destacam-se:

- Imunidade com relação a ruídos e interferências;
- Imunidade a distorções devido a multipercursos;
- Imunidade a interferências e de desvanecimentos de banda estreita;
- Diversos usuários podem compartilhar a mesma banda de frequência, com baixa interferência;
- Possibilidade de uso para a criptografia dos sinais.

5.9.3 Comunicação por infravermelho

Também a opção de transmissão por infravermelho em espaço aberto é adequada nesta aplicação, pois fornece um modo simples e seguro para transferir e sincronizar dados. Destacam-se como características deste tipo de transmissão a imunidade ao ruído e a ausência de interferência em um ambiente com presença de campos elétricos e magnéticos intensos, no qual os pára-raios de óxido de zinco estão instalados.

A transferência de dados por infravermelho pode ser implementada de acordo com os protocolos e padrões da IrDA (*Infrared Data Association*). Esses padrões são projetados para aceitar componentes de baixo custo e reduzir a demanda de energia, e para ativar conexões simplesmente apontando dispositivos de infravermelho um para o outro.

A transmissão de sinais por infravermelho torna-se adequada para ser utilizada na transferência do sinal de tensão oriundo do transformador de potencial para o dispositivo instalado na base do pára-raios.

5.9.4 Fibras Ópticas

Um outro meio de transmissão de dados que pode ser utilizado é aplicação de fibras ópticas, conforme a figura 5.9.4. O uso de fibras ópticas implica em vantagens consideráveis em relação aos suportes físicos de transmissão convencionais, tais como o par de fios e o cabo coaxial, no que diz respeito à banda passante, imunidade a interferências e ruídos. A fibra óptica permite o condicionamento em canaletas e a realização de curvas ou desvio.

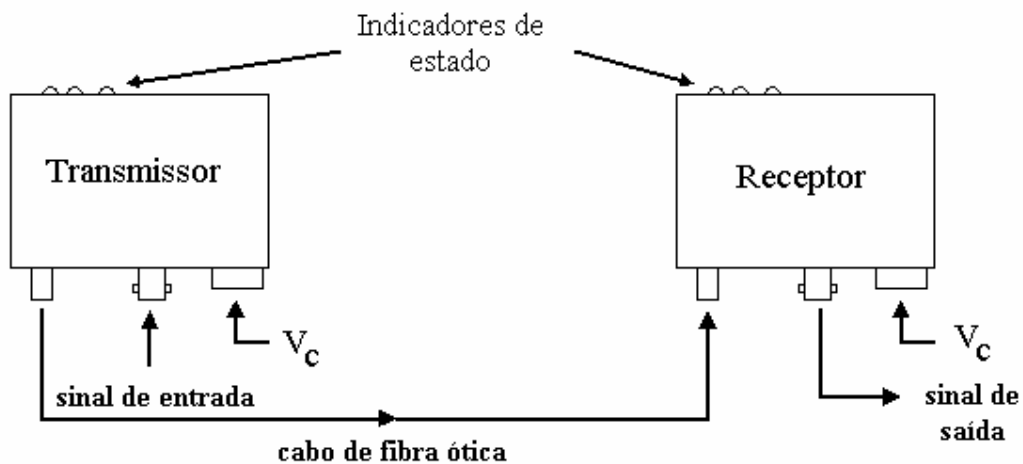


Figura 5.9.4 – Diagrama simplificado do sistema de transmissão por fibra óptica.

Visando o acoplamento entre os dados disponibilizados pelo microcontrolador e a fibra óptica deve-se utilizar módulos conversores e isoladores dos mais variados tipos, tais como, USB e RS-232/422/485 para condicionamento adequado do sinal.

5.9.5 Interface RS-232

O módulo de aquisição de dados dispõe de uma *interface* do tipo RS-232 visando à transmissão serial de dados por qualquer um dos meios de comunicações descritos. Esta

interface faz uso de um protocolo serial, no qual os dados são enviados em pacotes que se repetem continuamente, iniciando com bits de inicialização, informando ao receptor que o pacote está sendo atualizado. Em seqüência são enviados os dados correspondentes a cada medição com o controle de erro respectivo para o pacote de dados enviado.

O sistema pode dispor ainda de um adaptador para o padrão RS-422, operando com linhas de transmissão balanceadas, o que torna a comunicação extremamente imune a ruídos, permitindo o envio de informações para distâncias de até 1 200 metros de maneira extremamente confiável.

O uso do padrão RS-422 permite estender a comunicação RS-232 a distâncias maiores, de maneira transparente ao usuário sem a necessidade de alterar programação e protocolos.

5.10 Protocolo de comunicação

Para interligar fisicamente as diversas partes do sistema é necessário configurá-los, de modo que a formatação dos dados no sistema de comunicação atue de forma padronizada e imune a erros. Todavia, torna-se necessário que haja um protocolo de interfaceamento, que gerencie a comunicação com o microcomputador, por meio de um transceptor operando na faixa de frequência de interesse.

A arquitetura de aquisição de dados constituída por entradas e saídas requer um protocolo para a interligação e controle dos dados. O protocolo deve possuir comandos para envio de dados discretos e mecanismo de controle de acesso. Além disso, o protocolo utilizado deve conter um sistema de controle de erros capaz de minimizar possíveis falhas que possam ocorrer durante a comunicação.

A diversidade de opções para a transferência de dados apresentada permite prover o sistema de múltiplos recursos que podem contribuir para sua maior aplicabilidade e versatilidade.

O sistema de aquisição de dados proposto deve ser incorporado ao sistema com a interface para a comunicação de dados e os meios de transmissão descritos anteriormente, compatibilizando com as exigências operacionais. Nesse ambiente, os dados podem, também, ser colocados à disposição de outros usuários (*broadcasting*), podendo ser disponibilizados para um web-servidor da internet.

5.11 Resultados Finais

A Figura 5.11.1 mostra o sistema completo montado em laboratório onde pode-se observar o núcleo toroidal a base de liga nanocristalina (N3E3) com o fio condutor de corrente em seu interior, além do circuito sensor de corrente e transmissor de radio frequência.

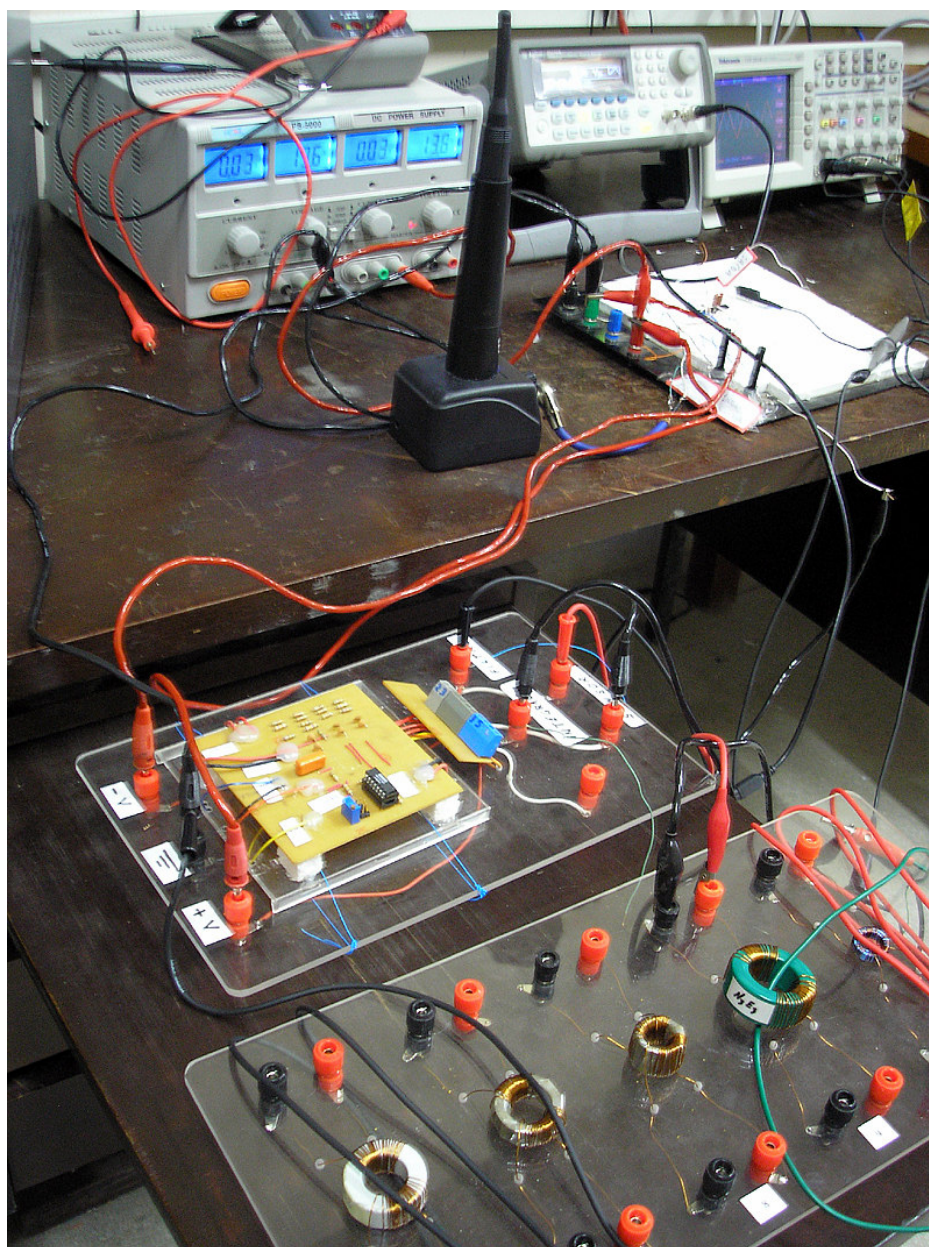


Figura 5.11.1 - Montagem em Laboratório do sistema completo.

As Figuras 5.11.2 e Figura 5.11.3 mostram os resultados das medições da corrente de fuga em um pára-raios com a aplicação de 67 kV e 72 kV, respectivamente, efetuadas no Laboratório de Alta Tensão da UFCG. As curvas superiores, em ambos os gráficos, representam as saídas do sensor de corrente desenvolvido neste projeto quando comparadas com as curvas inferiores obtidas sobre um resistor linear.

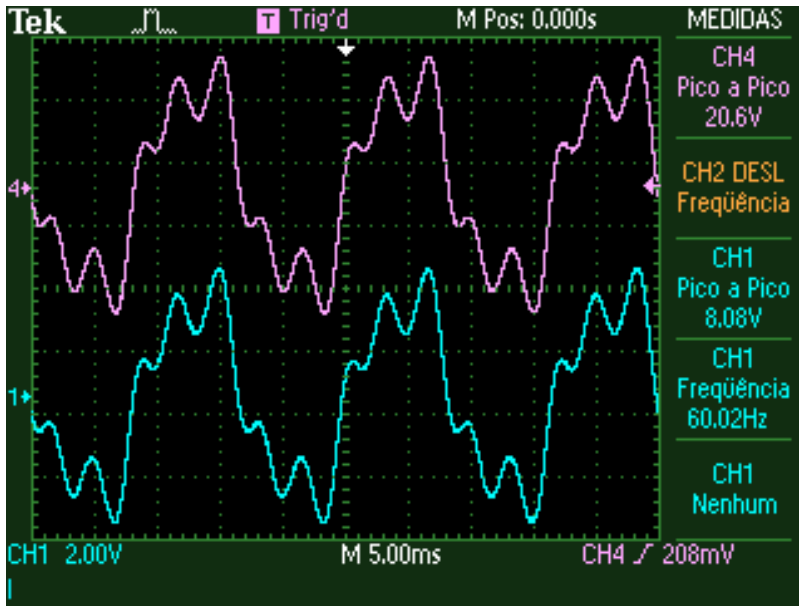


Figura 5.11.2 - Tensão sobre o pára-raios 67 kV – Corrente de Fuga 1,6 mA_p.

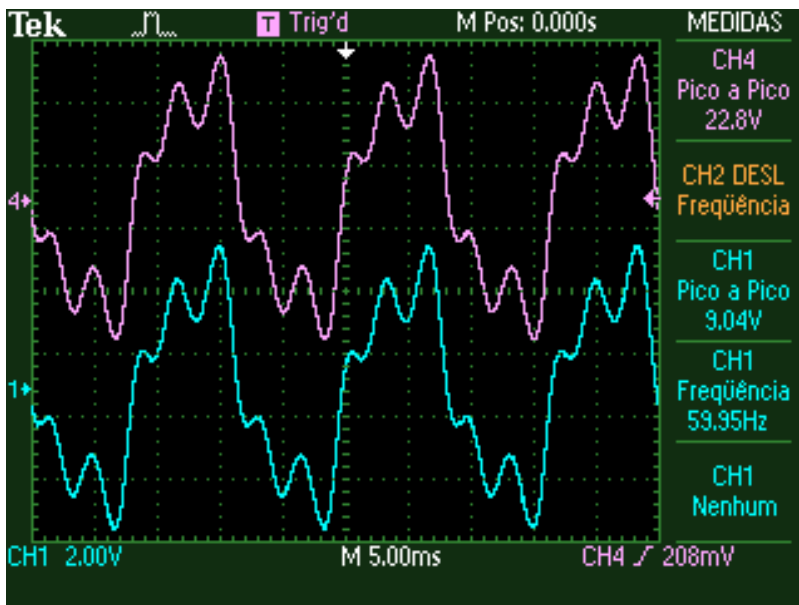


Figura 5.11.3 - Tensão sobre o pára-raios 72 kV – Corrente de Fuga 2,7 mA_p.

Para efeito comparativo a Figura 5.11.4 mostra duas curvas superpostas, uma obtida com o sensor de corrente desenvolvido e outra obtida sobre um resistor linear em

série com um pára-raios degradado submetido a 90 kV e com corrente de fuga de 5,8 mA_p. A figura mostra ainda a saída da componente de terceira harmônica da corrente de fuga.

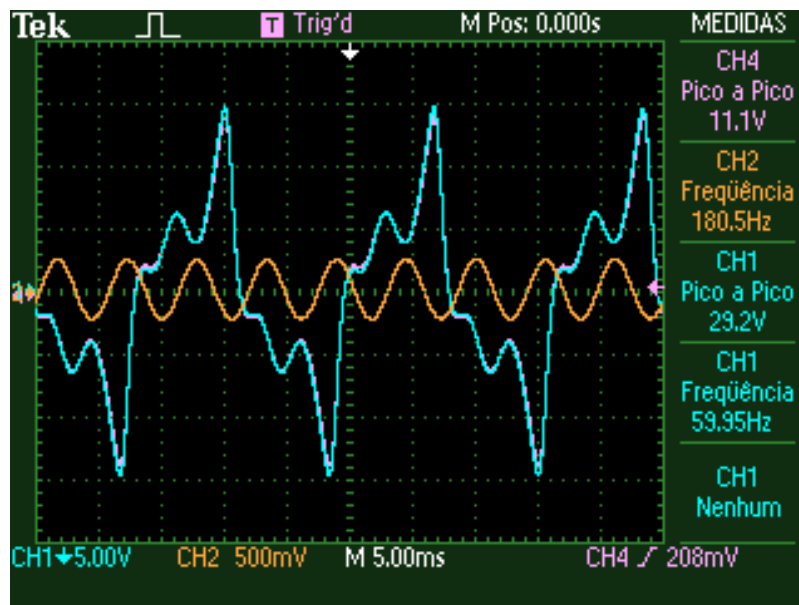


Figura 5.11.4 – Tensão sobre o pára-raios 90kV – Corrente de Fuga 5,8 mA_p.

A partir das Figuras 5.11.2 a 5.11.4 pode-se observar o grau de fidelidade com que o sensor de corrente desenvolvido opera, concluindo-se, portanto, que o seu uso pode ser efetivado com confiabilidade e garantia de linearidade na aquisição da corrente de fuga em pára-raios de óxido de zinco para um correto diagnóstico das condições operacionais.

As Figuras 5.11.5 a 5.11.7 mostram o pára-raios utilizado para as medições da corrente de fuga, o sistema desenvolvido e o ambiente do laboratório onde foram realizados os experimentos. A Figura 5.11.6 mostra o sensor desenvolvido utilizado nas medições da corrente de fuga operando na base do pára-raios



Figura 5.11.5 – Pára-raios utilizado nas medições da corrente de fuga.

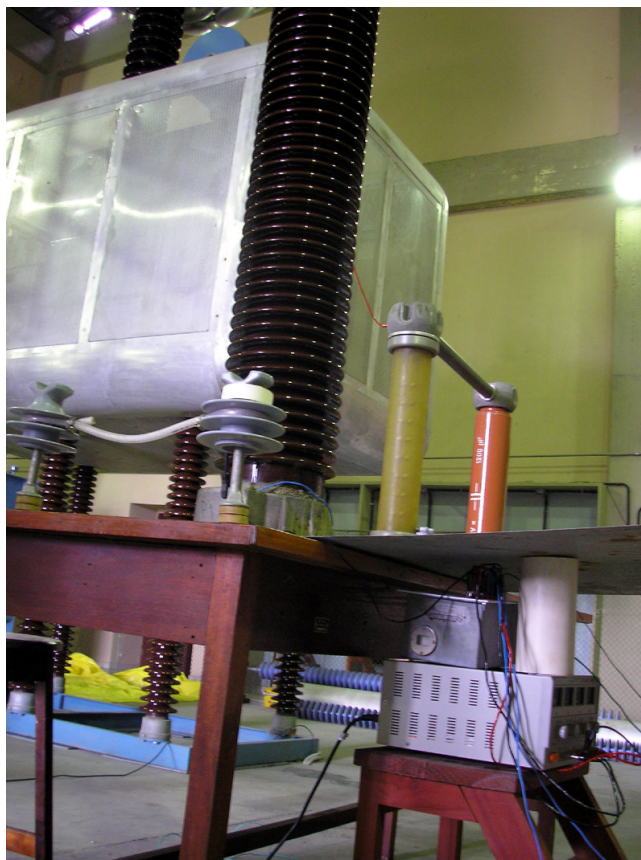


Figura 5.11.6 – Sensor utilizado nas medições da corrente de fuga na base do pára-raios.

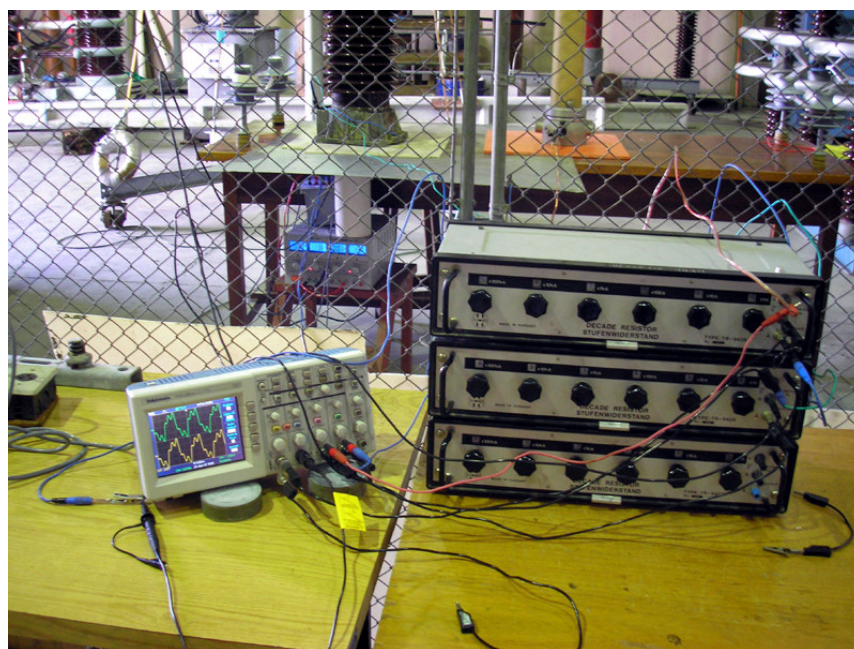


Figura 5.11.7 – Bancada de medições da corrente de fuga na base do pára-raios.

No capítulo 6 é apresentada a conclusão deste trabalho.



Conclusões

Neste capítulo são apresentadas as conclusões deste trabalho e sugestões para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

6.1 Conclusões

A arquitetura proposta neste trabalho cumpriu, de forma criteriosa e sistemática, conforme resultados apresentados nos capítulos anteriores, através de experimentos e simulações, os objetivos propostos quanto ao dimensionamento e projeto de um sistema de monitoramento e diagnóstico para pára-raios de óxido de zinco.

Como contribuição tecnológica e científica foi apresentado um sistema capaz de informar sobre as reais condições operacionais de um pára-raios de óxido de zinco através da aquisição e monitoramento da sua corrente de fuga, consistindo na construção de um sensor de corrente a base de ligas nanocristalinas e no desenvolvimento de novas técnicas para discriminação das componentes resistiva e capacitiva da corrente de fuga.

Inicialmente foi realizado um estudo da aplicabilidade de diversos materiais magnéticos para uso como elemento sensor de corrente de fuga em pára-raios de óxido de zinco. Diferentes núcleos toroidais com materiais de propriedades magnéticas distintas foram examinados e testados a fim de se selecionar o mais adequado para a confecção do sensor de corrente. Ao se comparar e contrastar as propriedades magnéticas de várias ligas metálicas optou-se pela utilização de núcleos magnéticos baseados em ligas nanocristalinas na aplicação como sensor de corrente em pára-raios de óxido de zinco. Nos ensaios realizados, os núcleos nanocristalinos apresentaram propriedades bem superiores aos materiais convencionais, possuindo uma funcionalidade independente de posicionamento do sensor e além do seu uso ser não invasivo. Foi verificada a linearidade e a sensibilidade do sensor para correntes da ordem de microamperes.

Um sistema embarcado para a armazenagem dos sinais da corrente de fuga foi desenvolvido, testado e validado. Os valores amostrados e digitalizados foram gravados de forma a permitir o monitoramento, o armazenamento, o processamento, a análise e a transmissão dos sinais. Este recurso permite a implementação de uma rede de sensores para monitoramento e a utilização dos sinais de corrente de fuga para efeito comparativo ao longo do tempo.

Diversas simulações computacionais e medições experimentais foram realizadas evidenciando e avaliando a funcionalidade e confiabilidade das técnicas de discriminação das componentes da corrente de fuga. As informações decorrentes do processamento aplicado por estas técnicas permitiram fazer o diagnóstico das reais condições operacionais

dos pára-raios, separando as componentes capacitiva e resistiva e disponibilizando a terceira harmônica da corrente de fuga resistiva.

Um sistema de transmissão e recepção via radio frequência utilizando dupla modulação foi também desenvolvido, testado e validado. O sistema mostrou-se capaz de transmitir os sinais da corrente de fuga da base do pára-raios para a sala de comando de uma subestação. A área de cobertura do seu sinal depende da potência do transmissor, sensibilidade do receptor e da configuração do arranjo da antena.

Os sistemas de monitoramento, de armazenagem, de análise e de transmissão foram avaliados individualmente mostrando-se eficientes e exatos. Um sistema completo, sob a forma de um protótipo, foi avaliado nas dependências do Laboratório de Alta Tensão sob alta intensidade de campo elétrico com um pára-raios de 96 kV_{RMS}. O sistema de transmissão foi capaz de enviar, com fidelidade, o sinal da terceira harmônica da corrente de fuga via rádio frequência para o sistema de recepção. Os resultados experimentais indicaram, conforme ficou evidenciado nas curvas de ensaios e simulações, que existe uma relação linear entre a corrente de fuga que circula pelo cabo terra do pára-raios e o valor expresso na saída do sensor de corrente implementado.

Além do excelente desempenho, com relação à sensibilidade e linearidade, o sistema de monitoramento e diagnóstico de pára-raios de ZnO apresenta custo bastante reduzido viabilizando a sua aplicação em larga escala. Além disso, considerando os aspectos econômicos, é relevante destacar que o desenvolvimento do sistema proposto representa uma economia de divisas para o país, permitindo o domínio e a disseminação da tecnologia envolvida.

6.2 – Trabalhos futuros

Decorrem do presente trabalho algumas propostas para desenvolvimentos a posterior. O sistema de monitoramento pode ainda ser aperfeiçoado utilizando:

- Redes de sensores de corrente de fuga para a aquisição e transmissão dos sinais de corrente em todos os pára-raios de uma subestação tendo em vista que o dispositivo é de baixo custo;

- Envio de dados via Internet possibilitando o compartilhamento das informações adquiridas e processadas para outros sistemas de monitoramento disponíveis nas empresas de energia;
- Adicionamento de uma interface gráfica, com o recurso de instrumentação virtual, para disponibilização das informações em uma plataforma *LabView*.
- O desenvolvimento de um sistema de detecção e dimensionamento dos surtos de correntes atmosféricas e de manobra.
- O sistema de monitoramento desenvolvido, utilizando núcleos magnéticos baseados em ligas nanocristalinas, com capacidade de monitorar, armazenar, analisar e transmitir sinais de corrente de fuga de pára-raios pode ser adaptado para inúmeras aplicações de monitoramento de grandezas elétricas. Um exemplo é o monitoramento da corrente de fuga de isoladores aplicados em regiões de alta concentração de poluição. Com a aquisição do sinal da corrente de fuga com alta fidelidade torna-se possível a sua utilização em sistemas de apoio a decisão, como redes neurais, wavelets, entre outras técnicas, para avaliar as condições dos isoladores ou indicar o período ótimo de lavagem por meio dos padrões de identificação emitidos pelo isolador.

APÊNDICE A

Medição da Permeabilidade Magnética

A.1 Medição do Fluxo Magnético e da Permeabilidade Magnética

Visando fazer o levantamento da curva de histerese dos núcleos selecionados para o presente estudo, um circuito foi projetado e montado com capacidade de monitorar simultaneamente a corrente de magnetização aplicada no primário do enrolamento do núcleo toroidal e a tensão induzida pelo fluxo magnético criado no enrolamento secundário do mesmo.

Desta forma foi possível adquirir dois valores de tensões: um proporcional à intensidade de campo magnético H e outro proporcional à densidade de fluxo magnético B , o que permitiu efetuar o traçado do laço de histerese na frequência de interesse com o auxílio de um osciloscópio digital de dois canais.

A obtenção do laço de histerese foi baseada na configuração expressa no diagrama apresentado na Figura A1. Neste diagrama pode-se observar que a corrente de magnetização I_M aplicada no enrolamento primário do núcleo estabelece um fluxo magnético ϕ que provoca uma tensão de indução no enrolamento secundário V_S . Por sua vez, a tensão V_S é aplicada na entrada de um amplificador diferencial com ganho G para em seguida ser integrado.

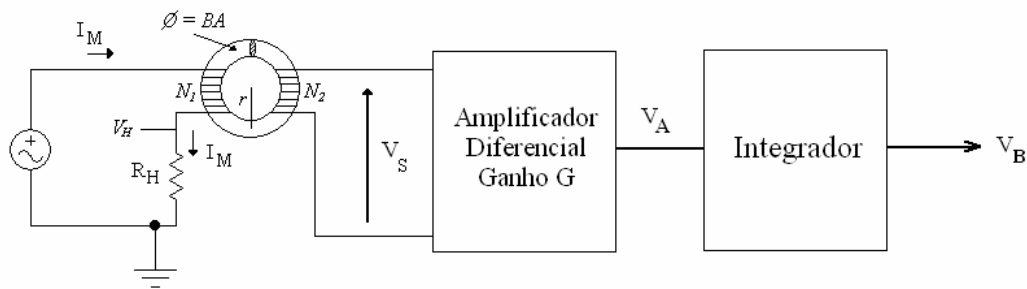


Figura A1 – Configuração do circuito para determinação do laço de histerese

A.2 Descrição Funcional

A *Lei de Ampère* estabelece que a integral de linha de H , em qualquer percurso fechado, é exatamente à corrente enlaçada pelo percurso,

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \Sigma N_1 I \quad \text{A.1}$$

No caso de um núcleo toroidal com N_1 espiras, temos que:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = H 2\pi r = N_1 I \quad \text{A.2}$$

$$H = \left[\frac{N_1}{2\pi r} \right] I \quad \text{A.3}$$

Com a análise da expressão A.3 podemos observar que o campo magnético H é diretamente proporcional à corrente que circula pelas N_1 espiras do enrolamento primário do toroide. Desta forma a corrente de magnetização $I = I_M$ pode ser expressa em função de V_H segundo a Lei de Ohm.

$$I = I_M = \frac{V_H}{R_H} \quad \text{A.4}$$

$$H = \left[\frac{N_1}{2\pi r} \right] \frac{V_H}{R_H} = \left[\frac{N_1}{2\pi r R_H} \right] V_H \quad \text{A.5}$$

Deste modo obtemos uma tensão V_H diretamente proporcional ao campo magnético H conforme mostra a equação A.6.

$$V_H = k_1 H \quad \text{em que} \quad k_1 = \frac{2\pi r R_H}{N_1} \quad \text{A.6}$$

Segundo a *Lei de Faraday*, um campo magnético variável produz uma força eletromotriz que pode estabelecer uma corrente em um circuito fechado. Esta lei relaciona a força eletromotriz induzida nos terminais do enrolamento de espiras do secundário à variação do fluxo magnético ocorrida no núcleo em função da corrente de magnetização que circula pelas espiras do enrolamento primário. Assim, para um percurso fechado de N_2 espiras condutoras, têm-se as equações A.7 e A.8.

$$V_s = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{A.7}$$

Na qual o fluxo magnético é dado por

$$\phi = B.A \quad \text{A.8}$$

sendo A a área da seção transversal do núcleo toroidal.

Substituindo-se A.8 em A.7, tem-se a expressão A.9.

$$V_s = N_2 A \frac{dB}{dt} \quad \text{A.9}$$

Considerando que o amplificador diferencial possui um ganho G , a tensão na saída do mesmo pode ser determinada pela expressão A.10.

$$V_A = GV_s = GN_2 A \frac{dB}{dt} \quad \text{A.10}$$

Da expressão A.10 verifica-se a necessidade de um circuito integrador a fim de efetuar a medição do valor de B . Com este propósito utilizou-se o circuito integrador representado na Figura A2 cujas expressões são mostradas em A.11, A.12 e A.13.

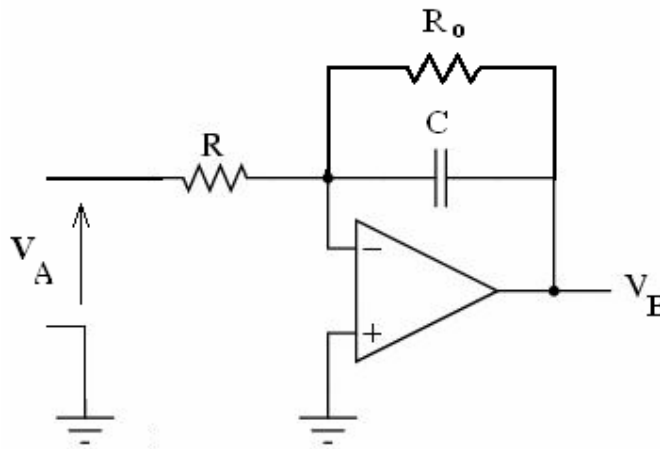


Figura A2 - Circuito Integrador

A função de transferência para o integrador mostrado na Figura A2 é expressa pela equação A.11.

$$\frac{V_B(s)}{V_A(s)} = -\frac{R_0}{R(1 + sR_0C)} = -\frac{1}{\frac{R}{R_0} + sRC} \quad \text{A.11}$$

Considerando $R_o \gg R$ na equação A.11 é possível escrever a equação A.12 referente a um integrador ideal.

$$\frac{V_B(s)}{V_A(s)} = -\frac{1}{sRC} \quad \text{A.12}$$

Desta forma consegue-se uma tensão $V_B(t)$ proporcional ao valor da densidade de fluxo magnético B conforme é mostrado nas equações A.13 e A.14.

$$V_B(t) = -\frac{1}{RC} \int V_A(t) dt \quad \text{A.13}$$

$$V_B = -\frac{1}{RC} \int GN_2 A dB = -\frac{GN_2 A}{RC} B \quad \text{A.14}$$

O amplificador operacional deve ter baixa tensão de desvio para permitir a operação com ganho elevado em baixas frequências. Deve possuir, ainda, baixo ruído e suficiente faixa de passagem para assegurar a integração sobre a banda de frequência de interesse.

Desta forma obtém-se uma tensão na saída V_o que é diretamente proporcional a densidade de fluxo magnético B como é mostrada na equação A.15.

$$V_B = k_2 B \quad \text{onde} \quad |k_2| = \frac{GN_2 A}{RC} \quad \text{A.15}$$

Das expressões A.6 e A.15, obtém-se duas expressões com as tensões desejadas, ou seja, uma tensão V_B proporcional a densidade de fluxo magnético B e outra tensão V_H proporcional a intensidade de campo magnético H , conforme ilustra a equação A.16.

$$V_H = k_1 H \quad \text{e} \quad V_B = k_2 B \quad \text{A.16}$$

Operando o osciloscópio no modo XY , os gráficos V_B versus V_H são plotados, aplicando-se a tensão V_H , proporcional a corrente no primário (indução H), no eixo horizontal do osciloscópio (varredura horizontal) e V_B no eixo vertical proporcional a densidade de fluxo magnético B , obtendo-se a correspondente curva de histerese para o núcleo magnético em questão.

Desta forma os valores de B e H são determinados pela divisão dos valores das tensões medidas V_H e V_B , respectivamente, por k_1 e k_2 .

Portanto, a permeabilidade magnética μ do material do núcleo pode ser determinada relacionando-se as equações A.15 e A.16 conforme mostra a equação A.17.

$$\mu = \frac{B}{H} = \left[\frac{k_1}{k_2} \right] \left[\frac{V_B}{V_H} \right] = \frac{2\pi r R R_H C}{N_1 N_2 G A} \left[\frac{V_B}{V_H} \right] \quad A.17$$

Da expressão A.17 pode-se determinar a permeabilidade magnética relativa do material μ_r , mediante a equação A.18.

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} = \frac{2\pi r R R_H C}{\mu_0 N_1 N_2 G A} \left[\frac{V_B}{V_H} \right] = \frac{l_E R R_H C}{\mu_0 N_1 N_2 G A} \left[\frac{V_B}{V_H} \right] \quad A.18$$

onde l_E representa o comprimento efetivo do caminho magnético.

Decorrem das equações A.8 e A.14 que a tensão de saída V_B é diretamente proporcional ao fluxo magnético ϕ conforme mostra a equação A.19.

$$V_B = -\frac{GN_2}{RC} \phi = k\phi \quad A.19$$

Desta forma o fluxo magnético ϕ pode ser determinado pela equação A.20.

$$\phi = \frac{V_B}{k} \quad \text{onde} \quad |k| = \frac{GN_2}{RC} = k\phi \quad A.20$$

A Figura A3 mostra a implementação do circuito correspondente à configuração expressa no diagrama da Figura A1 para o traçador da curva de magnetização e determinação do laço de histerese.

Com o propósito de analisar núcleos magnéticos que exijam uma corrente de saturação superior à fornecida pelo gerador de sinais, um estágio amplificador de potência foi adicionado na entrada visando explorar o laço de histerese no nível de corrente exigido por cada núcleo para atingir a saturação. Isto permite com que as curvas de histerese no osciloscópio sejam obtidas e melhores visualizadas em uma faixa de magnetização mais ampla.

Entre o secundário do transformador e o integrador ativo foi adicionado um amplificador diferencial com alta impedância de entrada visando manter a corrente no secundário nula, garantindo desta forma que todo o fluxo magnético gerado no núcleo seja

determinado exclusivamente pela corrente de magnetização aplicada no primário do transformador além de amplificar a tensão induzida em seus terminais.

Na entrada foi utilizado usado um gerador de função senoidal, no qual foram variadas a amplitude e freqüência, para obtenção dos laços de histerese e da permeabilidade magnética relativa dos materiais utilizados a partir das medições efetuadas.

O circuito completo para levantamento da curva de histerese e determinação da permeabilidade é apresentado na Figura A3.

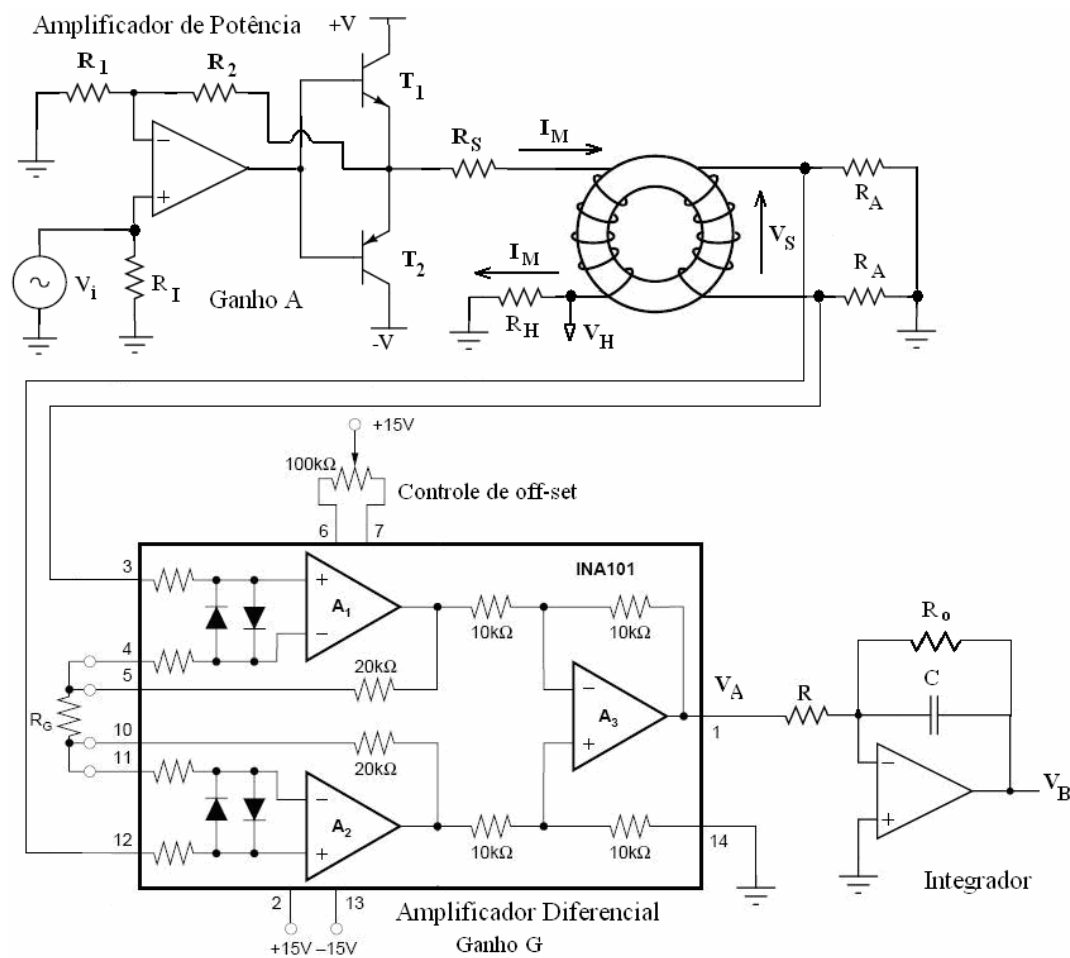


Figura A3 – Circuito completo para obtenção do laço de histerese.

O circuito da Figura A3 pode também ser usado para levantamento da curva de magnetização. Para isso é necessário variar o valor da corrente I_M a partir do zero, fazendo surgir uma família de laços de histerese.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

Abb, Power Technology Excount-II. *Technical information - Combined Surge Counter and Condition Monitor for Metal-Oxide Surge Arresters*. ABB Power Technology Products AB, High Voltage Products Surge Arresters, Ludvika, Sweden, 2001.

Balorda, Z. Suhel, *Electro-optical transmission line current monitor* P. Industrial Electronics, 1999. ISIE apos;99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Volume 3, Issue, pp.1229-1231, vol.3, 1999.

Cai, B. *The Frequency of Power System*. BeiJing, Chinese Electric Publishing Company, 1998.

Clarke, Kenneth K, Hess, Donald. T. *Communication Circuits: Analysis and Design*. Addison-Wesley Publishing Company, 1971.

Coffeen, L. T. McBride, J.E. *High voltage AC resistive current measurements using a computer based digital watts technique*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 2, pp. 550-555, April, 1991.

Costa, Edson Guedes. *Análise do desempenho de pára-raios de óxido de zinco*. Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, Tese doutorado, 1999.

Fernando, Sudath Namal. *Effect of valve element characteristics, stray capacitance and voltage harmonics on surge arrester diagnostics*. University of Manitoba. 2001.

Franco, Jorge Luiz. *Estudo das propriedades elétricas dos varistores de ZnO na região de baixas tensões aplicadas*. Universidade Federal da Paraíba. Dissertação de Mestrado. 1993.

Gupta, Tapan K. *Application of Zinc Oxide Varistors*. J. Am. Ceram. Soc., Vol. 73, N^o 7, pp. 1817-1840, 1990.

Heinrich, Christian and Hinrichsen, Volker. *Diagnostics and Monitoring of Metal-Oxide Surge Arresters in High-Voltage Networks - Comparison of Existing and Newly Developed Procedures*. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, N^o 1, January 2001.

Karawita, Chandana, Raghuv eer, M.R.. *On site MOSA condition assessment – A new Approach*. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006.

Kil, Gyung-Suk, Han, Ju-Seop, Song, Jae-Yong, Han, Mun-Sup, Jang, Dong-Uk. *An Arrester Diagnosis by Measurement of Surface Temperature*. Proceedings of the 5th WSEAS Int. Conf. on Power Systems and Electromagnetic Compatibility, Corfu, Greece, August 23-25, pp134-137, Korea, 2005.

Klein, Thomas. *Influences on the Energy Absorption Capability of Metal-oxide Arresters*. <http://www.uni-stuttgart.de/ieh/forschung/dissertationen/klein.pdf>, 2004.

Levinson, L. M. and Phillip, H. R. *Zinc Oxide Varistors – A Review*. Ceramic Bulletin, Vol. 65, pp. 639-646, 1986.

Lira, José Gutemberg A., Freire, Raimundo C. S., Costa, Edson Guedes, Macedo, Euler C.T., Luciano, Benedito A. *Sistema de avaliação espectral para sistemas elétricos baseado em microcontrolador*. 6^o Encontro de Potencia, Instrumentación y Medidas, Uruguai, 2005.

Lundquist, J. Stenstrom, L. Schei, A. Hansen, B. *New method for measurement of the resistive leakage currents of metal-oxide surge arresters in service*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, No. 4, pp. 1811-1822, November, 1990.

Makino, A; Hatanai, T; Naitoh, Y; Bitoh, T; Inoue, A; Masumoto, T, Applications of nanocrystalline soft magnetic Fe-M-B (M=Zr, Nb) alloys "NANOPERM(R)". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, No. 5, p. 3793-3798, 1997.

Martins, Helvio J. A. Torres, Rodolfo J. Laurentys, Carlos A. Nascimento, Sinval T. Caminhas, Walmir M. and Braga, Antonio P. *Intelligent Detection and Diagnosis of Surge Arresters Faults Using Neural Network Techniques*. Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Tsinghua University, Beijing, China, August, 2005

Matsuoka, M. *Nonohmic Properties of Zinc Oxide Ceramics*. Jpn. J. Appl. Phys. 10, (6), p. 736, 1971.

Meira, U. R. Nowacki, K. Deep, G. S. *Measurement of Resistive Leakage Current of Metal-Oxide Surge Arresters*. Grécia. Fourth International Symposium on High Voltage Engineering, ISH 83, 64-07, 1983.

Naidu, S. R. and Srivastava, K. D. *The Validity Of Circuits For Measuring The Resistive Leakage Current Of Zinc Oxide Arresters*. V International Symposium On Higt Voltage Engineering, BRAUNSCHWEIG, 1987.

Shirakawa, S., Goto, K., Sakai, M., Endo, F., Kitajima, H., Konayashi, S., Kurita, K., Sakai, M. *Maintenance of Surge Arrester by a portable arrester leakage current detector*. IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 3, N^o 3, pp. 998-1003, July 1988.

Souza, Ronimack Trajano. *Medição e análise harmônica da corrente de fuga resistiva em varistores de ZnO*. Dissertação de Mestrado na Universidade Federal de Campina Grande, 2004.

Spellman, C. A., Haddad, A. *A Technique for On-Line Monitoring of ZnO Surge Arresters*. 10th International Symposium on High Voltage Engineering, Montreal, Canada, August, 1997.

Sun, S.Q. *Fluctuations and Flickers of the Voltage of Power System*. Beijing, Chinese Electric Publishing Company, 1998.

Tao, Shao, Wen-Jun, Zhou, Hua-Guang, Yan, Guang-Shen, Sun, Xu Xiao-Yu. *Influence of voltage harmonics on leakage current and its resistive component of MOA*. Power System Technology Apr. Vol. 28 No. 8 Electrical Engineering Institute of Chinese Academy of Science, Beijing-China, 2004.

Transinor. *System for Live Condition Check of your Metal Oxide Surge Arresters (MOSA)*. Transinor, 1999.

Wanderley Neto, Estácio Tavares. *Monitoramento e diagnóstico de Pára-Raios a Zno através de Redes Neurais Artificiais*. Tese de Doutorado. Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Agosto, 2007.

Yongqiang, Wang, Fangcheng, Lu. *Influence of Power System's Harmonic Voltage on Leakage Current of MOA*. Department of Electrical Engineering, North China Electric Power University, Baoding, China, Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics Nov. 47, Hanwhou, China, CEEM' 2003.

Yoshizawa, Yoshihito. *Magnetic Properties and Microstructure of Nanocrystalline Fe-based Alloys*. Journal of Metastable and Nanocrystalline Materials, vol. 1, p. 51-62, 1999.

Yoshizawa Y, Oguma S, Yamauchi K. *New Fe-based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure*. Journal of Applied Physics, vol. 64, No. 1, p. 6044-6046, 1988.

Xu, K.M., Xu, Y., Liu, F.P. *High Harmonic Waves Of the Power System*. Chongqin Publishing Company of Chongqin University, 1991.

Zhang, Hailong, Guan, Genzhi. *Wireless online insulation monitoring system of high-voltage electrical equipment based on bluetooth technology*. Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Tsinghua University, Beijing, China, August 25-29, 2005.

Zhu, Hanxin. *Investigation of On-site Diagnostic Testing of Metal Oxide Surge Arresters*. M.Sc. Thesis, University of Manitoba, April 2000.

Zhu, Hanxin and Raghuvier, M. R. *Influence of Representation Model and Voltage Harmonics on Metal Oxide Surge Arrester Diagnostics*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, No. 4, pp. 599-603, October 2001.

Zhu, Hanxin, Raghuvier, M.R.. *Influence of Harmonics in System Voltage on Metal Oxide Surge Arrester Diagnostics*. Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, Canada, pp. 542-545, 1999.

Werneck, M. M. Abrantes, A.C.S. *Fiber-optic-based current and Voltage measuring system for high-Voltage distribution lines*. Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 19, Issue 3, pp. 947-951, July, 2004.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)