Campus de São Carlos

"Medição de Tensões e Correntes - Classe 15 KV -
por Sistemas Eletro-Ópticos e Magneto-Ópticos"

Autor:

Eng. Marcos Rodrigues Costa

Orientador:

Prof. Dr. Ruy A.C. Altafim

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

**ESCOLA DE ENGENHARIA
DE SÃO CARLOS**

✓

MEDIÇÃO DE TENSÕES E CORRENTES

- CLASSE 15 KV - POR SISTEMAS

ELETRO-ÓPTICOS E MAGNETO-ÓPTICOS

Eng. MARCOS RODRIGUES COSTA

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. RUY A. C. ALTAFIM

SÃO CARLOS - SP

1996

DEDALUS - Acervo - EESC

31100017720

Class.	Tese: EESC
Cutt.	1689 T
Tombo	057/96

Eletricidade

at 0744453

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca - EESC-USP

C837m Costa, Marcos Rodrigues
Medição de tensões e correntes - classe 15 kV -
por sistemas eletro-ópticos e magneto-ópticos /
Marcos Rodrigues Costa. -- São Carlos, 1996.
116p.

Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de
São Carlos-Universidade de São Paulo, 1996.
Orientador: Prof. Dr. Ruy A. C. Altafim

1. Medição. 2. eletro-óptico. 3. Magneto-óptico.
4. Alta tensão. I. Título

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 27-2-1996
pela Comissão Julgadora:

Prof. Doutor RUY ALBERTO CORRÊA ALTAFIM - Orientador
(Escola de Engenharia de São Carlos-Universidade de São Paulo)

Prof. Doutor GERALDO BURANI
(Escola Politécnica - Universidade de São Paulo)

Prof. Doutor GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Presidente da Comissão de Pós-Graduação
Prof. Dr. EDUARDO OZETO PIRES

Coordenador da Área de Engenharia Elétrica
Prof. Dr. GERALDO ROBERTO M. DA COSTA

Aos meus pais, Nelson e Izabel, que me deram base, tranquilidade e carinho na busca do meu objetivo e ao meu irmão Nelson Jr. pela amizade.

A minha noiva, Marcia, por estar presente em todos os momentos me apoiando e incentivando, e principalmente por tudo que ela representa para mim.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Ruy Alberto Corrêa Altafim pela orientação, incentivo e amizade.

Aos professores Amilcar C. Cesar, Jose C. Sartori, Geraldo R. M. da Costa, Diogenes P. Gonzaga e especialmente ao Prof. Armando T. Natsume pelas sugestões e colaborações.

Ao CNPq pela concessão da bolsa de mestrado.

Ao departamento de Engenharia Elétrica.

Aos amigos do departamento de Engenharia Elétrica:

Alexandre, André, Annete, Benigno, Bonfilio, Catia, Celsinho, Claudio, Dulce, Edson, Ernany, Evandro, Glauco, Jorge, Karen, Kendi, Kitty, Luis, Luis Sorani, Mauro, Marco Pereira, Orides, Paulo, Rafael, Rosane, Rui Berto, Sampaio, Sebastião, Tainha e a todos que de alguma maneira contribuíram para que este trabalho se tornasse possível.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS.....	i
LISTA DE SIMBOLOS.....	iv
LISTA DE TABELAS.....	ix
RESUMO.....	x
ABSTRACT.....	xi
 I - INTRODUÇÃO.....	 01
 II - SISTEMAS DE MEDIDAS ELÉTRICAS	
2.1- CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	06
2.2- MEDIÇÃO DE TENSÃO	07
2.2.1- Transformadores de Potencial (TP's)	08
2.2.2- Divisores de Tensão Resistivo	10
2.2.3- Divisores de Tensão Capacitivo	15
2.2.4- Divisores Capacitivo-Resistivo em Paralelo	20
2.3- MEDIÇÃO DE CORRENTE EM ALTA TENSÃO	20
2.4- TÉCNICAS DE MEDIÇÕES ELETRO-ÓPTICAS PARA ALTAS TENSÕES E ALTAS CORRENTES	

2.4.1- Sensores de Efeito Faraday	24
2.4.2- Sensores de Efeito Kerr	32
2.4.3- Sensores de Efeito Pockels	35

III- COMPONENTES DO CIRCUITO ELETRO-ÓPTICO

3.1- CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	38
3.2- FONTES ÓPTICAS	
3.2.1- Diodo Eletro-Luminescente (LED)	39
3.2.2- Comportamento da Potência do LED	41
3.2.3- Diodo Laser (LD's)	44
3.2.4- Uma Comparação entre LED's e LASER's	44
3.3- FOTODETECTORES.....	46
3.4- FIBRAS ÓPTICAS	
3.4.1- Estrutura	48
3.4.2- Tipos de Fibras	51

IV- SISTEMA HÍBRIDO ELETRO-MAGNETO-ÓPTICO DE MEDIDA DE ALTAS TENSÕES E CORRENTES - SMATC-emo

4.1- CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	54
4.2- FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO ELÉTRO-ÓPTICO.....	57
4.3- SENSOR DE ALTAS TENSÕES	64

4.3.1- Divisor de Tensão Capacitivo-Indutivo	65
4.3.2- Equacionamento Teórico do Sistema de Medição de Tensão.....	70
4.3.3- Comparação entre as Curvas Teórica e Prática.....	78
4.4- SENSOR DE CORRENTES.....	82
4.4.1- Anel Captor Magnético.....	84

V- SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

5.1- Considerações Gerais.....	86
5.2- Descrição Geral do Programa Computacional para Aquisição de dados por GPIB.....	88
5.2.1- Arquivo.....	90
5.2.2- Remoto.....	90
5.2.3- Canais.....	92
5.2.4- Ondas.....	93
5.2.5- Cálculos.....	96
5.2.6- Curvas.....	98
5.3- Descrição Geral do Programa Computacional para Aquisição de dados por A/D.....	98
5.3.1- Arquivo.....	101
5.3.2- Reiniciar.....	101

5.3.3- Leitura.....	102
5.3.4- Tipo de Onda.....	102
VI- CONCLUSÕES.....	104
APÊNDICE	108
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	110

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Esquema de ligação de um TP

Figura 2.2- Medição de alta tensão A.C. e D.C. por meio de um amperímetro em série com um resistor R

Figura 2.3- Divisor de tensão acoplado a voltímetro

Figura 2.4- Circuito equivalente para divisores de tensão resistivo

Figura 2.5- Diagrama esquemático de capacitâncias parasitas e próprias

Figura 2.6- Circuito equivalente para divisor de tensão capacitivo

Figura 2.7- Esquema de ligação de um transformador de corrente

Figura 2.8- Efeito Kerr ac e efeito Kerr dc

Figura 2.9- Gráfico geral do efeito Pockels

Figura 3.1- Fotogeração por recombinação direta

Figura 3.2- Curva típica do módulo transmissor-LED 665nm

Figura 3.3- Ponto e faixa de polarização do LED

Figura 3.4- Comparação entre LED e LASER

Figura 3.5- Geração de par elétron-lacuna por fotoionização

Figura 3.6- Estrutura da fibra óptica

Figura 3.7- Dispersão na fibra óptica

Figura 4.1- Diagrama esquemático do sistema híbrido eletro-magneto-óptico

Figura 4.2- Circuito eletro-óptico completo

Figura 4.3- Gráfico da resposta espectral do fotodiodo

Figura 4.4 (a) - Curva de calibração do circuito eletro-óptico, para diferentes resistências, $2,6\ \Omega$, $22\ \Omega$ e $1k\ \Omega$

Figura 4.4 (b) - Curva de calibração do circuito eletro-óptico, para resistência igual à $1k\ \Omega$

Figura 4.5- Diagrama do sensor de altas tensões

Figura 4.6- Gráfico geral do sensor de altas tensões

Figura 4.7- Divisor de tensão puramente capacitivo

Figura 4.8- Divisor misto capacitivo-indutivo

Figura 4.9- Gráfico do divisor de tensão misto capacitivo-indutivo

Figura 4.10- Diagrama do sistema sensor de altas tensões

Figura 4.11- Diagrama do ensaio a vazio

Figura 4.12- Diagrama do ensaio em curto-circuito

Figura 4.13- Curva de impedância paralela

Figura 4.14- Gráfico teórico do sistema de altas tensões

Figura 4.15- Esquema de ligação para calibração do sensor de altas tensões

Figura 4.16- Gráfico curva teórica x curva prática

Figura 4.17 (a)- Gráfico da região de operação

Figura 4.17 (b)- Oscilograma das Ondas da tensão na Barra (A) e Tensão no LED (B)

Figura 4.18 - Diagrama do sensor de correntes

Figura 4.19- Gráfico do sistema sensor de correntes

Figura 4.20- Sistema para instalação do anel captor no poste

Figura 5.1- Diagrama de bloco geral do sistema de aquisição de dados GPIB

Figura 5.2- Tela principal do programa GPIB

Figura 5.3- Fluxograma para ligar e desligar o osciloscópio

Figura 5.4- Fluxograma para ligar e desligar o canal 1

Figura 5.5- Fluxograma para ligar e desligar o canal 2

Figura 5.6- Fluxograma para leitura de ondas dos canais 1 e 2

Figura 5.7- Fluxograma para plotar ondas CH1, CH2 e CH1+CH2

Figura 5.8- Fluxograma para os cálculos de V_{rms} , I_{rms} , S_{rms} e $\cos \theta$

Figura 5.9- Diagrama geral de aquisição de dados A/D

Figura 5.10- Tela principal do programa A/D

Figura A1- Esquema de ligação do transformador

LISTA DE SÍMBOLOS

λ - Comprimento de onda da luz

α - Constante dos gases CO₂, N₂ e SF₆

ω - Frequência de oscilação do sistema

ω_0 - Frequência própria de oscilação do sistema

μ_0 - Permeabilidade magnética

θ_1 - Ângulo do raio incidente com relação à normal a interface

θ_2 - Ângulo do raio refratado com relação à normal a interface

θ_r - Ângulo de rotação da luz

ΔI - Variação de corrente sobre o ponto de polarização

α_n - Constantes de temperatura

Δn - Diferença de índice de refração

ϵ_r - Permissividade relativa

a - Raio do núcleo da fibra óptica

AC- Corrente alternada

AN - Abertura numérica

B - Coeficiente Kerr

b - Raio da casca da fibra óptica

C- Capacitância

c - Velocidade de propagação da luz no meio

C_e - Capacitância parasita entre o corpo e o terra

C_{eq} - Capacitância equivalente

C_h - Capacitância parasita entre o corpo e a alta tensão

C_p - Capacitância parasita paralela

C_s - Capacitância parasita série

DC- Corrente contínua

$d\vec{l}$ - Vetor diferencial ao longo da direção de propagação

$\vec{E}$ - Campo elétrico aplicado

E_g - Energia do Gap

E_{rf} - Campo elétrico radiado

$\vec{H}$ - Vetor campo magnético

$\vec{H}_{ext}$ - Vetor campo magnético externo

h_f - Constante de Plank

$i(t)$ - Corrente elétrica instantânea

I_0 - Corrente reversa do LED

I_B - Corrente de polarização do LED

I_{carga} - Corrente de carga

I_{n2} - Corrente nominal no secundário do transformador

I_p - Componente da corrente ativa do transformador

I_P - Corrente no primário

I_q - Componente da corrente de magnetização do transformador

I_s - Corrente no secundário

L - Indutância

m - Índice de modulação óptico

m - massa do elétron

n - Índice de refração do ar

N - Número de espiras

n_0 - Índice de refração na ausência de um campo elétrico aplicado

n_1 - Índice de refração do núcleo da fibra óptica

N_1 - Número de espiras do primário

n_2 - Índice de refração da casca da fibra óptica

N_2 - Numero de espiras do secundário

n_I - Índice de refração polarizado perpendicularmente ao campo elétrico aplicado

n_{II} - Índice de refração polarizado na direção do campo elétrico aplicado

n_l - Índice de refração de um feixe de luz linearmente polarizado a esquerda

n_r - Índice de refração de um feixe de luz linearmente polarizado a direita

n_{rl} - Diferença entre índices de refração a direita e a esquerda

P - Pressão

q- Carga do elétron

R- Resistência elétrica

r_{ij} - Elemento tensor

R_{mag} - Relutância magnética

R_{PIN} - Responsividade do fotodiodo

T - Temperatura

TC- Transformador de corrente

TP- Transformador de potencial

V - Constante de Verdet

$v(t)$ - Tensão elétrica instantânea

V_2, V_s' - Tensão no primário do transformador

V_{AT} - Alta tensão

V_{BT} - Baixa tensão

V_d - Tensão no LED

V_p - Tensão de alimentação da linha

V_s - Tensão no secundário do transformador

V_t - Constante de Boltzman

Z'' - Impedância refletida ao primário do transformador

Z - Impedância

Z_c - Impedância do capacitor

Z_d - Impedância do LED referida ao secundário do transformador

Z_p - Impedância paralela referida ao secundário do transformador

Z_{pd} - Impedância paralela entre Z_p e Z_d referida ao secundário do transformador

Z_s - Impedância série referida ao primário do transformador

LISTA DE TABELAS

Tabela I- Características do transmissor óptico

Tabela II- Características do receptor óptico

Tabela AI- Características principais do transformador

RESUMO

Neste trabalho mostrou-se a viabilidade técnica da construção de um sistema totalmente novo para medir altas tensões e correntes em linhas classe 15 kV, cuja filosofia fundamenta-se no acoplamento de dois sistemas de medidas, um convencional e outro eletro-óptico. O sistema convencional consiste em divisores de tensão e anéis captadores e o eletro-óptico, em LEDs, resistores, fibras ópticas e receptores. Este sistema foi totalmente testado em laboratório e apresenta como principais características baixo custo, facilidade de instalação e versatilidade. Também neste trabalho foram desenvolvidos dois programas computacionais para a aquisição de dados através de placas GPIB e A/D. Estes programas também permitem processar os dados, fornecendo relatórios sobre tensões, correntes, potências e ângulo de potência.

ABSTRACT

In this work, the technical feasibility of the development of a novel system measuring of high voltages and currents in 15 kV distribution lines was presented. The system is basically the combination of two other systems, one conventional and other electro-optical. The conventional subsystem is based on voltage dividers and magnetic rings while the electro-optical subsystem uses LEDs, resistors, optical-fibers and photodetectors. The system was completely tested in laboratory and its main characteristics are low price, easy of installation and flexibility. Two softwares for data acquisition by GPIB and A/D boards were also developed. They can provide reports on voltages, currents, power and phase-power.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

A maioria das medições em linhas de Média e Alta Tensão são realizadas desligando-se grandes extensões da linha ou usando-se técnicas de linha viva. Mais especificamente em linhas de distribuição ou sistemas industriais - classe 15 kV - os métodos atuais de medição de corrente e de tensão têm, respectivamente, como principais elementos abaixadores, os transformadores de corrente (TC's) e os transformadores de potencial (TP's). Estes equipamentos são deveras incômodos para muitas situações, principalmente aquelas onde ficarão instalados por curtos períodos. Isto porque são pesados, exigem instalações de plataformas, equipes especializadas em linha viva e muitas vezes o desligamento das linhas por curtos períodos [36]. Não só em situações temporárias, como as acima, mas

também em situações definitivas como instalações em subestações para medição, proteção e controle, existe a necessidade de uma nova tecnologia de medição que propicie uma melhor relação custo-benefício, principalmente nos novos projetos de subestações inteiramente digitalizadas.

Este trabalho vem suprir esta necessidade, procurando desenvolver novos equipamentos para aplicação em alta tensão que possuam confiabilidade, eficiência, sensibilidade, tamanhos reduzidos, baixos custos e características adaptativas. Entende-se por características adaptativas um equipamento que possa ser facilmente instalado e retirado, sem os inconvenientes já mencionados.

O grande desenvolvimento que as fibras ópticas sofreram a partir da década de 70, impulsionaram inúmeras pesquisas em diversas áreas. Pesquisas mais recentes nas áreas ópticas apontam para o futuro, a substituição, em novos projetos, do sistema convencional de medição de corrente e tensão por um sistema inteiramente baseado em fibras e sensores ópticos. Neste novo sistema, as fibras ópticas, verdadeiros caminhos para a luz, transportam um sinal luminoso, geralmente laser, de uma fonte até os elementos sensores e, posteriormente, dos sensores até os receptores. Nos

sensores, o sinal luminoso sofre uma modulação proporcional à tensão ou à corrente. A modulação do sinal proporcional à corrente baseia-se no efeito "Faraday", e aquela proporcional à tensão, no efeito "Pockels" [1, 2, 3 e 4].

Nos receptores, geralmente instalados em locais distantes das interferências eletromagnéticas, os sinais luminosos modulados são decodificados em sinais elétricos.

Estudos têm mostrado que sistemas convencionais para medições de altas tensões e altas correntes sofrem grande influência de ruídos elétricos, provenientes das descargas atmosféricas, chaveamentos de disjuntores e outras fontes de interferências, como a má conexão de cabos e campos eletromagnéticos dispersos [8][16].

Em um sistema de aquisição eletro-óptico, estes inconvenientes ficam eliminados, uma vez que as propriedades intrínsecas das fibras ópticas permitem uma imunidade a interferências eletromagnéticas. Um outro problema característico dos sistemas convencionais de medição em alta tensão é o da isolamento entre a alta tensão e o potencial de terra. Num sistema eletro-óptico este inconveniente também fica eliminado, tendo em vista a alta isolamento elétrica proporcionada pela fibra óptica [1, 6, 7] .

As fibras ópticas também proporcionam facilidade de armazenamento, de transporte e de manuseio. Quando expostas ao tempo, elas fornecem uma alta confiabilidade, visto que possuem uma alta resistência a agentes químicos e a variações de temperatura, assim como segurança nas informações transmitidas, por não irradiarem significativamente a luz propagada.

O tempo de resposta de uma fibra óptica é pequeno, sendo que o seu limite é dado pelo sistema eletrônico utilizado [2]. Neste trabalho será desenvolvido um sistema híbrido, denominado Sistema de Medição de Altas Tensões e Correntes Eletro-Magneto-Óptico, SMATC-emo, onde os sensores serão compostos por elementos elétricos, magnéticos e ópticos.

O sistema SMATC-emo permitirá a substituição dos transformadores de corrente (TC's) e de tensão (TP's), agilizando a instalação com o aproveitamento das características das fibras ópticas.

Neste sistema, os transformadores de corrente (TC's) serão substituídos por anéis captadores magnéticos facilmente encontrados no mercado nacional e os transformadores de potencial (TP's) por divisores capacitivos-indutivos, especialmente desenvolvidos no laboratório de Alta

Tensão (LAT) da EESC-USP. Ambos os elementos eletromagnéticos são acoplados a elementos ópticos.

Um microcomputador associado a uma placa de interface GPIB ou A/D permite não só que se conheça as principais características das correntes e tensões, como também das potências aparente, ativa e reativa e o fator de potência.

Recursos implementados no programa computacional permitem também a visualização através de gráficos do comportamento dos sinais e a elaboração de relatórios do tipo banco de dados.

Enfatizando o sistema de medição SMATC-emo realiza as medições das grandezas elétricas de tensão, corrente e potências, por um sistema híbrido que associa as vantagens tanto do sistema convencional eletromagnético quanto do sistema óptico.

CAPÍTULO II

SISTEMAS DE MEDIDAS ELÉTRICAS

Este capítulo descreve os processos hoje existentes para medição de altas tensões e correntes através de equipamentos convencionais, bem como através de novas técnicas magneto-ópticas.

2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

O sistema eléctrico de potência está em constante expansão, com um crescente aumento de demanda de energia. Este aumento de demanda faz com que cada vez mais, grandes blocos de energia sejam transportados pelas linhas de transmissão, obrigando a elevação dos níveis de tensão e o aumento

do número de interligações entre sistemas. Isto torna o sistema de potência uma rede eléctrica de grande complexidade operacional.

Para que toda esta energia seja gerenciada, aumentando a confiabilidade do sistema, deve-se ter equipamentos capazes de monitorar e medir suas principais grandezas, fornecendo o maior número de informações possíveis, com óptima precisão e segurança.

Neste capítulo encontram-se descritos os procedimentos e as metodologias de medições em altas tensões e correntes por métodos convencionais, bem como as dificuldades e limitações que eles apresentam.

Também são apresentados os novos rumos das pesquisas em sensores magneto-óptico e eletro-óptico, voltados a uma provável substituição dos sistemas convencionais.

2.2 MEDIÇÃO DE TENSÃO

Quando a ligação directa de aparelhos de medição e/ou protecção não é mais possível em razão dos elevados níveis de tensão, em circuitos de

corrente alternada, recorre-se ao emprego de transformadores de tensão e a divisores de tensão.

Estes divisores podem ser capacitivos, resistivos ou uma combinação conveniente entre eles. Geralmente, divisores indutivos não são usados como elementos efetivos de um circuito divisor, porque indutâncias próprias não podem ser construídas sem excessivos componentes capacitivos.

2.2.1 TRANSFORMADORES DE POTENCIAL (TP's)

Os TP's podem ser construídos para medição ou para proteção. Em sua forma mais simples, eles compõem-se de um núcleo magnético no qual é montado um enrolamento primário e um enrolamento secundário. O enrolamento primário é conectado aos terminais da tensão a ser medida e o secundário, ao instrumento de medida ou sistema de proteção, como mostra a figura 2.1.

Figura 2.1- Esquema de ligação de um TP

A construção dos TP's, por mais sofisticada que seja, faz com que a relação de transformação e a defasagem entre tensão primária e secundária sejam influenciadas pelas condições de funcionamento do equipamento, introduzindo nas medidas um erro de defasagem angular. Para manter estes valores dentro de limites aceitáveis, faz-se um super dimensionamento do transformador, procurando reduzir ao mínimo a reatância de dispersão, as resistências ôhmicas dos enrolamentos e os valores da corrente em vazio.

2.2.2 DIVISORES DE TENSÃO RESISTIVO

A lei de Ohm fornece dois interessantes métodos para reduzir altas tensões de forma precisa e eficiente. Um deles consiste em um amperímetro em série com um resistor R de valor suficientemente alto para manter o carregamento da fonte de alta tensão tão pequena quanto possível. Conhecendo-se a resistência pura R e a corrente I , a quantidade medida pode ser obtida por:

$$v(t) = R \cdot i(t) \quad (2.1)$$

Desprezando-se a tensão através do amperímetro, o que é comumente possível devido a pequena impedância desses equipamentos, pode-se portanto medir os valores de $V(d.c)$, $V(r.m.s)$ e também a tendência com o tempo $v(t)$, por exemplo, através de um osciloscópio.

A principal dificuldade encontrada neste método de medição, diz respeito a estabilidade da resistência R .

Todos os tipos de resistores são dependentes da temperatura e com frequência podem mostrar alguma dependência com a tensão. Tais variações

são diretamente proporcionais à tensão a ser medida e impedem a precisão [5].

A figura 2.2 mostra a configuração deste divisor resistivo.

Figura 2.2-Medição de Alta Tensão A.C. e D.C. por meio de um amperímetro em série com um resistor R , O.P.-proteção contra sobretensão.

O dimensionamento do resistor R é feito em função das correntes que fluem por ele. O limite superior dessas correntes é definido pela melhor taxa de transferência de calor existente entre o divisor e o meio exterior. Este limite é da ordem de 1 mA à 2 mA. Já, o limite inferior é fixado pelo valor da

corrente de fuga ao longo da coluna do divisor, cujos valores, para os melhores isolantes, são sempre maiores que $100 \mu\text{A}$.

Estes limites de correntes conduzem a resistores com valores da ordem de $10^{10} \Omega$ para uma tensão de 1000 kV.

Na prática, estas altas resistências ôhmicas são obtidas por um grande número de resistores individuais conectados em série. Estes resistores são construídos com fio de ligas de Ni-Cr ou compostos similares enrolados em um corpo isolante. Eles possuem coeficientes de temperatura muito baixos ($10^{-6}/\text{K}$) e fornecem a precisão necessária para a medição [5].

Um outro sistema de medição que elimina em grande parte os problemas relacionados com as variações térmicas encontra-se ilustrado na figura 2.3.

Figura 2.3-Divisor de tensão acoplado a voltímetro.

A tensão de saída $v_2(t)$, medida com equipamentos que possuem altas impedâncias de entrada, é dada pela expressão:

$$v(t) = v_2(t) \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (2.2)$$

Independentemente da precisão na tensão de saída $v_2(t)$, a magnitude da alta tensão somente será influenciada pela razão R_1/R_2 . Como os resistores R_1 e R_2 são percorridos pela mesma corrente e submetidos a uma mesma variação térmica elimina-se a influência da tensão e do coeficiente de temperatura.

Os voltímetros eletrônicos são equipamentos ideais nesse tipo de medição, uma vez que possuem uma alta impedância de entrada. Quando se necessita de divisores de tensão da ordem de 1MV, usa-se para o elemento de alta tensão, vários resistores de menor tensão colocados em série, normalmente, com valores de $1M\Omega$ para cada 1kV. Esta montagem apresenta indutâncias e capacitâncias parasitas intrínsecas ao divisor que precisam ser compensadas. Uma outra significativa influência negativa é a distribuição das capacitâncias de dispersão para terra, levando a uma forte distribuição de tensão não-linear ao longo da coluna de resistores.

Desta forma, a melhor representação de um divisor resistivo é aquela que leva em conta os componentes indutivos L' , colocados em série, e os componentes capacitivos C_p' , em paralelo com os resistores R' , e também as capacitâncias C_e para a terra, como mostra a figura 2.4.

Figura 2.4- Circuito equivalente para divisores de Tensão Resistivo, onde: $R=nR'$; $L=nL'$; $C_e=nC_e'$; $C_p=C_p'/n$; $R_2=R'$; $L_2=L'$; $R_1=(n-1)R'$.

As indutâncias L' são inerentes à forma dos enrolamentos dos resistores, e as capacitâncias paralelas C_p' , são aquelas existentes entre as diferentes espiras.

2.2.3 DIVISORES DE TENSÃO CAPACITIVOS

Os divisores capacitivos são compostos por um elemento de alta tensão, contendo várias unidades capacitivas em série ou um único capacitor de alta tensão, e por um elemento de baixa tensão, geralmente capacitores de baixa tensão colocados em paralelo.

Os capacitores de alta tensão nos divisores com um único elemento são construídos a gás comprimido e com baixíssimas capacitâncias de dispersão para terra. Eles apresentam ainda capacitâncias próprias de pequeno valor, dimensões reduzidas, excelente desempenho para altas frequências e altos custos. Os gases comumente utilizados para a isolação são CO₂, N₂ e SF₆, sendo que a relação entre a permissividade relativa ϵ_r e a densidade do gás é dada pela expressão:

$$\epsilon_r = 1 + \alpha \left(\frac{273 P}{100 T} \right) \quad (2.3)$$

onde: P é a pressão em kPA , T , a temperatura em graus Kelvin (K) e α assume para o CO₂, N₂ e SF₆ ,respectivamente, os valores de 0,00076, de 0,00055 e de 0,00232. Os valores efetivos de suas capacitâncias estão na faixa de 10pF à 100pF.

Já nos divisores que empregam associações em série de capacitores individuais, os capacitores unitários têm uma isolação predominantemente de papel isolante embebido em óleo ou algum outro tipo de dielétrico sólido; não podendo ser construídos para tensões maiores que 10 kV.

Isto acarreta, em tensões mais elevadas, a necessidade de usar um grande número desses capacitores em série, como mostra a figura 2.5.

Figura 2.5- Diagrama esquemático de capacitâncias parasitas e próprias.

Nesta figura, encontra-se também um diagrama esquemático das capacitâncias parasitas e próprias da unidade capacitiva de alta tensão.

Neste diagrama, C_h' são as capacitâncias parasitas entre o corpo do divisor e o cabo de conexão com a alta tensão, C_e' , as capacitâncias parasitas entre o corpo do divisor e a terra, e C' , a capacitância própria de cada unidade capacitiva .

A corrente I_o que flue pelas unidades capacitivas pode ser calculada por:

$$I_o = V \omega C \left(\frac{1 + \frac{C_h}{4C}}{1 + \frac{C_e}{6C} + \frac{C_h}{12C}} \right) = V \omega C_{eq} \quad (2.4)$$

onde,

V - Módulo da tensão aplicada,

ω - frequência angular de operação,

C_{eq} - capacitância equivalente,

$C_h = n C_h'$, $C_e = n C_e'$ e $C = C' / n$

A equação 2.4 apresenta um problema porque a capacitância equivalente C_{eq} não pode ser perfeitamente calculada, já que as capacitâncias

parasitas não são conhecidas com exatidão. Entretanto, varias medições realizadas recentemente, mostraram que as capacitâncias de dispersão C_h' podem ser perfeitamente desprezadas [35]. Desta forma, pode-se simplificar a equação 2.4 e obter a capacitância equivalente de alta tensão, ou seja :

$$C_{eq} = C \left(1 - \frac{C_e}{6C} \right) \quad (2.5)$$

Um interessante efeito observado nessa equação é a diminuição da capacitância C provocada pelas capacitâncias C_e . Isto pode ser facilmente verificado experimentalmente através de uma medição correta de C_{eq} feita por uma ponte de Schering de alta tensão.

Uma representação mais acurada do divisor de tensão capacitivo composto por uma pilha de capacitores é aquela onde as capacitâncias próprias e as indutâncias e resistências intrínsecas são associadas como mostra a figura 2.6. As resistências em série R' são usadas para simular pequenas perdas de corrente em unidades capacitivas C' , ou até mesmo resistores reais em série com estas unidades propositadamente colocados.

Os pequenos valores das perdas capacitivas em paralelo, representadas pelas capacitâncias C_p' , e para a terra, por C_e' , completam o circuito equivalente da figura 2.6.

Figura 2.6- Circuito equivalente para divisor de tensão capacitivo

Este circuito é usado nos estudos dos tempos de resposta e nas distorções produzidas na forma de onda.

Os divisores de tensão capacitivos puros são sensíveis à tensões com tempos de subida curtos e a tensão de saída pode oscilar com a tensão de entrada estável (não oscilando). Esta característica torna, os divisores de

tensão capacitivos não adequados para medidas de tensão de impulso com frentes cortadas ou qualquer fenômeno transiente acima de 10 MHz.

Entretanto, divisores capacitivos podem muito bem ser empregados nas medidas de tensões de manobra e impulso atmosférico pleno.

2.2.4 DIVISORES CAPACITIVO-RESISTIVO EM PARALELO

Colocando-se unidades capacitivas reais nos lugares de C_p' da figura 2.4 e desprezando-se L' , tem-se um divisor de tensão Capacitivo-Resistivo em Paralelo.

Este arranjo é uma técnica bem conhecida usada como atenuadores em equipamentos eletrônicos de medição, seu alto custo limita sua utilização em alta tensão.

2.3 MEDIÇÃO DE CORRENTE EM ALTA TENSÃO

Quando os níveis de corrente envolvidos não permitem mais que a conexão direta dos aparelhos de medição e/ou proteção seja realizada, em

circuitos de corrente alternada, recorre-se ao emprego de transformadores de corrente (TC's).

Um transformador de corrente é constituído por dois enrolamentos, primário e secundário, isolados entre si, mas vinculados magneticamente por um núcleo de ferro laminado. O enrolamento primário é geralmente composto por poucas espiras ou mesmo uma única espira, neste caso o próprio condutor primário do sistema. Já, o secundário é composto por muitas espiras, distribuídas e enroladas em forma toroidal para minimizar a impedância de dispersão, conectado a amperímetros, como mostra a figura 2.7.

Figura 2.7- Esquema de ligação de um transformador de corrente

O funcionamento ideal de um transformador de corrente é o que prevê o enrolamento secundário em curto-circuito, ou ligado a uma

impedância a mais baixa possível. Com o secundário curto-circuitado, contudo, a tensão no enrolamento secundário seria desprezível, se comparada com o valor em circuito aberto, mas a corrente secundária seria proporcional à corrente primária versus o inverso da relação de espiras.

$$I_s = \frac{I_p}{N} \quad (2.6)$$

onde:

I_p e I_s são as correntes no primário e no secundário respectivamente, e N é a relação de espiras.

O secundário deve então ser aterrado, evitando-se um acidente derivado da ruptura na isolação entre o primário e o secundário e também pelas tensões transferidas por via capacitiva.

Os TC's são divididos em transformadores de corrente para medição, caracterizado por uma classe de precisão, cujo símbolo é o número que representa o limite admitido para o erro de relação, e transformadores de corrente para proteção, que tem como característica manter o grau de precisão também para as correntes bem mais elevadas que a corrente nominal.

Neste último principalmente surge um problema que diz respeito a saturação, que pode ser originado ou por corrente alternada (AC) ou por corrente contínua (DC). Quando a corrente primária é somente (AC), mas é de tal magnitude que o ponto de saturação seja atingido, a corrente secundária será bem menor do que deveria ser e a forma de onda será distorcida, porém quando houver uma componente (DC) na corrente primária, causada pelo deslocamento da corrente de polarização no núcleo do TC, sobre o qual as variações do fluxo da onda senoidal de (CA) de falta pode ser sobreposta.

Quando então um TC está no limiar da saturação, uma determinada corrente de falta primária pode provocar uma severa saturação por (DC) quando está é adicionada à corrente primária.

Portanto, para se fugir da saturação da componente contínua (DC), toma-se um fator de segurança de 100% sobre o cálculo, para assim se ter um ponto-de Joelho mínimo seguro [29].

Um outro problema surge em decorrência de que qualquer pequena corrente primária magnetiza o núcleo e, conseqüentemente, induz f.e.m no secundário. Esta condição faz com que a relação entre corrente primária e

secundária seja distanciada de seu valor nominal, conduzindo a introdução de erros de relação e de fase.

2.4 TÉCNICAS DE MEDIÇÕES ELETRO-ÓPTICAS PARA ALTAS TENSÕES E ALTAS CORRENTES

2.4.1 SENSORES DE EFEITO FARADAY

O efeito Faraday é um dos principais fenômenos usados nos sensores ópticos com o objetivo de realizar a medição de altas correntes. Este fenômeno também é conhecido como efeito magneto-óptico e ocorre quando um feixe de luz, linearmente polarizado, passa através de um meio influenciado por um campo magnético externo. Nesta situação, o plano de polarização do feixe de luz é rotacionado, comportando-se como um retardador circular. Um retardador circular é um dispositivo óptico, que apresenta índices de refração diferentes para formas de polarização circular à direita e à esquerda. Isto faz com que a velocidade de propagação seja diferente para diferentes formas de polarização [2] [9] [11]. Segundo [12], os índices de polarização podem ser obtidos por:

$$n_{r,l}^2 = 1 + \frac{4\pi N q^2}{\omega_0^2 - \omega^2 \mp \frac{q\omega H_{ext}}{mc}} \quad (2.6)$$

onde:

n_r - índice de refração de um feixe de luz linearmente polarizado à direita,

n_l - índice de refração de um feixe de luz linearmente polarizado à esquerda,

q - carga do elétron,

m - massa do elétron,

ω_0 - frequência própria de oscilação do sistema

ω - frequência de oscilação do sistema

c - velocidade de propagação da luz no meio

H_{ext} - campo magnético externo

Observando-se que n_r é pouco maior que n_l , tem-se:

$$n_r^2 - n_l^2 = \left(\frac{4\pi N q^2}{m}\right) \left(\frac{\frac{2q}{mc} H_{ext} \omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 - \left(\frac{q\omega H_{ext}}{mc}\right)^2}\right) \quad (2.7)$$

Desprezando-se o termo no denominador que contém o campo magnético, por apresentar uma contribuição muito pequena, considerando ainda que:

$$n_r^2 - n_l^2 = (n_r + n_l) \cdot (n_r - n_l)$$

e que o índice de refração médio seja $n_m = \frac{(n_r + n_l)}{2}$

tem-se:

$$n_r - n_l = \left(\frac{4\pi Nq^3}{n_m m^2 c} \right) \cdot \left(\frac{H_{\text{ext}} \omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2} \right) \quad (2.8)$$

Agora, sabendo-se que $\frac{2c}{\omega} = \frac{\lambda}{\pi}$

e multiplicando ambos os lados da equação 2.8 por $\frac{\omega}{2c}$

tem-se

$$n_r - n_l = \left(\frac{2\pi Nq^3}{n_m m^2 c^2} \right) \cdot \left(\frac{\omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2} \right) \cdot \left(\frac{2c}{\omega} \right) \cdot H_{\text{ext}} \quad (2.9)$$

considerando agora V como sendo:

$$V = \left(\frac{2\pi Nq^3}{n_m m^2 c^2} \right) \cdot \left(\frac{\omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2} \right)$$

pode-se escrever:

$$n_r - n_l = \frac{\lambda V H_{\text{ext}}}{\pi} \quad (2.10)$$

onde V é a constante de Verdet.

Esta equação descreve o efeito Faraday e para uma melhor visualização pode ser reescrita como em [12], ou seja,

$$\theta_f = \frac{\omega}{2c} (n_r - n_l) l \quad (2.11)$$

substituindo na equação 2.11 a equação 2.10 e considerando o campo uniforme ao longo de um caminho, tem-se:

$$\theta_f = V H_{\text{ext}} l$$

A rotação que ocorre em materiais diamagnéticos é proporcional à integral de linha da intensidade do campo magnético H_{ext} , isto é:

onde a sensibilidade magneto-óptico é dada pela constante de Verdet V

$$\theta_f = \mu_0 \cdot V \oint \vec{H}_{\text{ext}} \cdot d\vec{l} \quad (2.12)$$

(rad/A), μ_0 é a permeabilidade magnética e $d\mathbf{l}$, um vetor diferencial ao longo da direção de propagação.

Todos os materiais (diamagnéticos, paramagnéticos, ferromagnéticos, plasmas, semicondutores e antiferromagnéticos) exibem o efeito Faraday.

O efeito é bem fraco em materiais diamagnéticos e mais forte, sucessivamente em materiais paramagnéticos e ferromagnéticos. Contudo, somente nos materiais diamagnéticos o efeito é relativamente independente da temperatura [9]. Isto se deve ao fato de que o efeito Faraday, nestes materiais, não depende da orientação molecular. Os materiais diamagnéticos não possuem momento magnético puro, isto é, os momentos spin e orbital dos elétrons se cancelam e na ausência de um campo magnético externo, o momento magnético puro é zero. Entretanto, quando um campo externo é aplicado, ocorre um deslocamento eletrônico para minimizar o campo total. Como o índice de refração é sensível à redistribuição eletrônica, resulta no efeito Faraday.

Em materiais paramagnéticos o efeito Faraday surge da interação entre o momento de dipolo permanente das moléculas e o campo externo.

Na ausência de um campo externo, os momentos estão desalinhados e, quando se aplica um campo externo, os momentos tendem a alinhar-se com o campo alterando os índices de refração sensíveis a este alinhamento.

Como o efeito Faraday, neste caso, existe em razão do alinhamento molecular, isto acarreta uma grande dependência dos índices de refração com a temperatura para estes materiais.

Sabendo que a Lei de Ámpere é dada pela equação:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I \quad (2.13)$$

Um sensor de corrente pode ser construído pelo enrolamento de uma fibra óptica monomodo ao redor de um condutor formando um caminho fechado. Pode-se observar pela equação 2.13 que a rotação de Faraday pura depende da corrente envolta pelo caminho óptico e não depende de campos magnéticos de fontes ou correntes externas.

Embora a constante de Verdet do SiO_2 seja pequena ($V=2,1^\circ/(\text{cm}\times\text{voltas})$ para 633nm) [2], a sensibilidade da corrente (rotação Faraday por unidade de corrente) pode ser elevada se a luz fizer várias voltas

ao redor do condutor. Portanto, para N voltas da fibra ao redor do condutor, a rotação de Faraday é dada por:

$$\theta_f = \mu_0 V N I$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética

Este ganho de sensibilidade para múltiplas voltas vem comprometer a resposta da largura de banda. Quando N aumenta, o tempo transiente τ , requerido para a luz atravessar a bobina de fibra, também aumenta, e a sensibilidade diminui quando τ se aproxima do tempo de escala da medição.

Devido a sensibilidade variar inversamente com respeito a N , o produto sensibilidade-largura de banda é independente de N e, portanto, somente pode ser aumentado pela redução do diâmetro da bobina de fibra, ou pela seleção de um material que aumente a sensibilidade magneto-óptica, ou melhor, um material que possua uma constante de Verdet maior.

Com a redução do diâmetro da bobina de fibra, o desempenho do sensor fica limitado pelas perdas induzidas pelas curvaturas, ou seja, uma birrefringência linear devido à curvatura. A birrefringência linear intrínseca pode ser minimizada na fabricação da fibra, enquanto a birrefringência linear induzida pela curvatura, pode ser minimizada pela construção de núcleos

mais modestos da bobina, durante a construção prática do sensor. Ambas birrefringências podem ser reduzidas expondo as fibras a um processo de "annealing", ou seja, um tratamento a altas-temperaturas que conduz a redução do "stress" [23]. Estes sensores construídos com fibras, que foram submetidas ao processo de "annealing", possuem uma excelente estabilidade térmica e uma modesta sensibilidade; se uma alta sensibilidade é desejada, deve-se utilizar materiais que possuam uma sensibilidade maior.

O material mais indicado da classe dos ferromagnéticos é conhecido como Iron Garnets [3] [10] [26]. Caso queira-se melhorar a sensibilidade destes cristais ainda mais, utiliza-se os cristais de Iron Garnets acoplados a concentradores de fluxo de ferrite, o que pode elevar a ordem de magnitude acima de 2 vezes [2].

2.4.2 SENSORES DE EFEITO KERR

Os sensores de efeito Kerr, ou células de Kerr, têm sido usados no desenvolvimento de equipamentos para a medição de pulsos de altas tensões, juntamente com "softwares" para a reconstrução das formas de ondas dessas tensões.

A equação geral que descreve o efeito Kerr ou Eletro-Óptico é [15]:

$$n_{II} - n_I = \lambda B E^2 \quad (2.15)$$

Os materiais que exibem o efeito Kerr podem ser tanto opticamente anisotrópicos, ou melhor, podem possuir uma diferença nos índices de refração mesmo na ausência de um campo aplicado, quanto serem isotrópicos.

A anisotropia nos índices de refração é gerada em materiais ativos para baixas frequências, tendo em vista as moléculas destes materiais tenderem a alinhar-se com o campo elétrico aplicado. Assim, um feixe de luz polarizado na direção de um campo elétrico aplicado e um feixe de luz

polarizado perpendicularmente a essa direção se propagam através do material com velocidades diferentes.

Um dos parâmetros que pode afetar o desempenho de um sistema de medição é a dependência do coeficiente Kerr 'B' com a frequência do campo elétrico aplicado. A dependência da frequência por parte do coeficiente Kerr geralmente é a mesma que a da permissividade relativa, devido a ambos resultarem de um alinhamento molecular.

A figura 2.8 mostra a permissividade relativa do nitrobenzeno, um fluido comumente usado em sistemas de efeito Kerr, como função de uma frequência em uma escala logarítmica.

Figura 2.8- Efeito Kerr ac e Efeito Kerr dc

O termo "Efeito Kerr dc" é usado para descrever os casos para o qual o campo aplicado produz a permissividade relativa à baixa frequência, e o termo "Efeito Kerr ac" é usado para descrever medições em altas frequências.

Medições realizadas por campos aplicados produzidos por tensões contínuas, tensões alternadas com frequência na faixa de 60 Hz à 10 kHz e por pulsos de microsegundos têm indicado que o coeficiente Kerr do nitrobenzeno é constante dentro de 1% desta faixa de frequência [37]. Para medições de pulsos na faixa de nanosegundos o nitrobenzeno não tem indicado qualquer dependência com a frequência [38].

Portanto, pode-se dizer que o nitrobenzeno é insensível à variação da frequência de um campo aplicado em uma larga faixa.

Um outro parâmetro que pode afetar o desempenho de um sistema de medição é a dependência do efeito Kerr com a temperatura, isto devido ao efeito Kerr ser função do grau de alinhamento molecular para um campo aplicado. Geralmente a expressão que indica a relação do coeficiente Kerr com a temperatura é do tipo:

$$B = \alpha_0 + \alpha_1 T^{-1} + \alpha_2 T^{-2} + \dots \quad (2.16)$$

onde T é a temperatura e α 's são constantes.

Para o nitrobenzeno, uma mudança da temperatura de 10°C resulta em uma mudança de 0,25% na tensão aplicada [39].

2.4.3 SENSORES DE EFEITO POCKELS

Os sensores de efeito Pockels, ou células de Pockels, têm sido usados no desenvolvimento de equipamentos para a medição de campos elétricos radiados (E_{tr}), e, conseqüentemente na medição de altas tensões.

A equação geral que descreve o efeito Pockels é [15]:

$$\Delta n = n_0^3 r_{ij} E \quad (2.17)$$

onde,

n_0 = Índice de refração na ausência de um campo aplicado

r_{ij} = Elemento tensor

E = Campo elétrico aplicado

Um equipamento que utilize o efeito Pockels envolve um elemento tensor, aproveitando-se da simetria natural do sistema, ou seja, o material

cristalino tem uma simetria natural na sua estrutura, sendo, portanto necessário descrever a simetria cristalina para a direcionalidade do campo orientado e do campo sensível. Um tensor algébrico é um método conveniente para expressar esta relação.

A figura 2.9 descreve uma resposta geral do coeficiente efetivo de Pockels como função da frequência do campo aplicado.

Figura 2.9- Gráfico geral do efeito Pockels

Pode-se observar que, para baixas frequências, ambos os efeitos elétrico e mecânico produzem uma mudança de fase, enquanto para altas

frequências a mudança de fase é resultado puramente de uma resposta eléctrica.

Medições eléctricas realizadas através de um equipamento que utilize o efeito Pockels são geralmente efetuadas bem abaixo ou bem acima da faixa de transição entre o efeito combinado e o puramente eléctrico; em ambas as regiões a resposta pode depender da temperatura [40].

CAPÍTULO III

COMPONENTES DO CIRCUITO ELETRO-ÓPTICO

Como serão empregados inúmeros componentes eletro-ópticos no sistema SMATC-emo, neste capítulo será feita uma breve descrição de cada um deles.

3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo, são descritos os principais conceitos teóricos utilizados na construção do circuito eletro-óptico, conceitos estes descritos de maneira a justificar o emprego de cada componente. Também procurar-se-á descrever uma

comparação entre vantagens e desvantagens na utilização dos LED's e Laser's, bem como, uma metodologia para auxiliar a escolha de fotodetectores, tais como, PN, PIN e APD. Uma breve introdução sobre as fibras ópticas e de suas estruturas auxiliará a entender a diferenciação destas quanto a sua capacidade de transmissão.

3.2 FONTES ÓPTICAS

3.2.1 DIODO ELETROLUMINESCENTE (LED)

Entre os dispositivos utilizados como fonte semicondutora de luz, os LED's (Light-Emitting Diodes) são os mais simples, baratos e confiáveis.

O LED é constituído de uma junção semicondutora PN que ao ser polarizada diretamente sofre um mecanismo de recombinação espontânea de elétrons e lacunas, liberando energia. Essa recombinação faz com que a energia gerada seja emitida na forma de calor e de fótons (fotogeração), denominadas

também respectivamente de energia não radiativa e energia radiativa como mostra a figura 3.1.

**Recombinação: elétron + lacuna $\rightarrow$ fóton $\therefore E_g < h_f$
(espontânea)**

Figura 3.1- Fotogeração por recombinação direta

Em materiais como silício (Si) e germânio (Ge), a energia emitida em forma de luz é muito pequena, sendo a maior parte emitida na forma de calor. Já, em materiais como fosfeto arseneto de gálio (GaAsP), arseneto-fosfeto de gálio-índio ($\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$), arseneto de gálio-alumínio ($\text{Ga}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$) ou fosfeto de gálio (GaP), a quantidade de energia irradiada é suficientemente grande para constituir-se em uma fonte emissora de luz. Existe uma grande importância na integridade estrutural e material dos cristais utilizados nas fontes semicondutoras, pois recombinações não-radiativas geram calor no lugar de luz,

o que pode provocar degeneração dos defeitos, acentuando a perda de eficiência.

3.2.2 COMPORTAMENTO DA POTÊNCIA ÓPTICA DO LED

Uma característica da emissão óptica do LED é que ele tem uma relação relativamente linear entre a corrente de entrada e a potência óptica de saída, ou seja, mantendo-se constante a corrente de entrada do LED, a quantidade de elétrons injetados que são convertidos em fótons é quase que independente do nível da corrente elétrica, resultando uma característica estática, aproximadamente linear, como mostra a figura 3.2.

Figura 3.2 - Curva típica do Módulo Transmissor - LED 665 nm

Esta característica foi traçada com auxílio do medidor de potência óptica MI 9108-Anritsu, segundo [13]. A potência óptica de um LED é modesta, em torno de $50\mu\text{W}$ à $250\mu\text{W}$, limitada para fins ópticos entre $46\mu\text{W}$ à $120\mu\text{W}$. Alguns efeitos indesejáveis de não-linearidade no LED são responsáveis pela geração de harmônicas nos sinais analógicos de saída, não presentes no sinal de entrada, dentre os quais pode-se citar:- distorção harmônica, efeito que gera componentes de frequências zero, 2ω , 3ω , etc. para um sinal de entrada de frequência ω ; -distorção por intermodulação, que para dois sinais de entrada de frequências ω_1 e ω_2 , as não-linearidades irão gerar na saída a soma e a diferença dos componentes de frequências ($\omega_2-\omega_1$, $\omega_2+\omega_1$, $\omega_2-2\omega_1$, $\omega_2+2\omega_1$, etc.)

Para transmitir um sinal elétrico analógico $S(t)$, modula-se diretamente a fonte óptica em torno de um ponto de polarização I_B , como mostra a figura 3.3.

Figura 3.3 - Ponto e faixa de polarização do LED.

ao valor $P(t)$ quando existe sinal $s(t)$, que pode ser determinada por:

$$P(t) = P_0(1 + m s(t)) \quad (3.1)$$

onde m é o índice de modulação dado por $m = \Delta I / I_B$ e ΔI , a variação da corrente sobre o ponto de polarização.

3.2.3 DIODO LASER (DL)

Em essência, os diodos lasers (DL's) são dispositivos de junção p-n sofisticados que possuem heteroestruturas, isto é, estruturas semicondutoras que incluem heterojunções. Heterojunção é o nome dado à transição entre materiais cristalinos diferentes, sem defeitos ou descontinuidades que interfiram nas recombinações fotogeradoras ou outros processos ali implícitos.

Os DL's são construídos de forma que os campos ópticos guiados entrem em oscilação, o que provoca uma alta geração óptica por unidade de corrente injetada, ou melhor, são capazes de transferir para uma fibra óptica alguns miliwatts de potência luminosa.

3.2.4 COMPARAÇÃO ENTRE LED's e LASER's

A figura 3.4 mostra uma comparação entre os "leds" e os "lasers". Os "lasers" possuem um padrão de radiação angular espacial e temporal coerente, um espectro óptico estreito, e uma alta potência óptica. Já, os

"leds" têm um padrão de radiação muito maior, um amplo espectro óptico e uma baixa potência.

Figura 3.4- Comparação entre LED e LASER

Embora os "leds" possam parecer menos atrativos, emelos analógicos ou em curtas distâncias com uma taxa de dados relativamente baixa, eles são preferidos aos "lasers". Além do que o "laser" necessita de um circuito de comando complexo, e possui uma vida operacional curta em torno de aproximadamente 500 horas contra aproximadamente 100.000 horas do "led". Muito embora, os padrões de radiação dos "lasers" conduzam a um baixo coeficiente de acoplamento com a fibra, eles apresentam uma melhor linearidade e uma pequena dependência com a temperatura [13].

3.3 FOTODETECTORES

Os fotodetectores podem ser considerados como o ponto mais importante de um receptor óptico. São eles que detectam e interpretam os sinais luminosos contidos na fibra óptica e os convertem para sinais elétricos. Um dos principais fotodetectores é o fotodiodo, cujo mecanismo de conversão de intensidade luminosa em corrente elétrica denomina-se fotoionização. A fotoionização é o processo pelo qual elétrons são retirados da banda de valência e conduzidos à banda de condução através da energia contida nos fótons, como mostra a figura 3.5.

Figura 3.5- Geração de par elétron-lacuna por fotoionização

O desempenho de qualquer fotodetector, que tem como estrutura básica uma junção PN reversamente polarizada, é dado em função da resposta dinâmica e da geração de ruído. Um bom desempenho do fotodetector está relacionado com boa sensibilidade (relação entre potência de entrada e potência de saída) na região do comprimento de onda da fonte óptica, uma largura de banda suficientemente ampla e uma pequena geração de ruído.

Para melhorar o desempenho de um fotodiodo PN simples, desenvolveu-se o fotodiodo PIN e o fotodiodo de Avalanche (APD).

O fotodiodo PIN com ganho unitário consiste em uma região intrínseca (I) de alta-resistência intercalada entre as regiões N e P, sendo que através de uma tensão reversa aplicada, a região (I) torna-se repleta de portadores.

A eficiência do fotodiodo PIN pode ser expressa em função da sua responsividade R_{PIN} , definida em relação a corrente gerada e a potência óptica incidente, ou também expressa pela expressão:

$$R_{PIN} = \frac{I}{P} (\text{Amperes / watts}) \quad (3.2)$$

onde:

P = Potência óptica incidente, e

I = corrente elétrica gerada.

O fotodiodo de Avalanche, ou APD (Avalanche PhotoDiode), é um detector multiplicador, ou seja, apresenta uma maior sensibilidade, em decorrência da geração de múltiplos elétrons na saída para cada fóton incidente. Sua tensão de polarização da fonte é relativamente alta em torno de 80 a 400 V, apresenta uma dependência com a temperatura ambiente, e possui alto custo. Os circuitos compensadores de temperatura e custos elevados são os sacrifícios a serem pagos para se ter as vantagens do APD. Desta forma os fotodiodos PIN são mais recomendados para curtas distâncias de transmissão com baixos comprimentos de onda que os fotodiodos APD, adaptados para aplicações de longas distâncias e amplos comprimentos de ondas.

3.4 FIBRAS ÓPTICAS

3.4.1 ESTRUTURA

As fibras ópticas são um membro da família dos produtos optoeletrônicos, compostas essencialmente de material dielétrico, sendo que os mais comuns são a sílica (SiO_2), onde dopantes como GeO_2 , P_2O_5 , B_2O_3 podem ser adicionados para modificar o índice de refração do material.

As fibras possuem normalmente forma cilíndrica e são compostas por um núcleo com um índice de refração n_1 e raio a e, por uma casca de índice de refração n_2 e raio b .

A estrutura básica de uma fibra óptica é mostrada na figura 3.6.

Figura 3.6- Estrutura da fibra óptica

Para que a luz seja guiada na direção de seu eixo, deve ser obedecida a lei de Snell, abaixo descrita:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2}$$

onde:

θ_1 = ângulo do raio incidente com relação à normal a interface;

θ_2 = ângulo do raio refratado com relação à normal a interface;

n_1 = índice de refração do meio 1, e

n_2 = índice de refração do meio 2.

O quê exige que n_1 seja menor que n_2 , para que se tenha a condição de guiamento.

As dopagens realizadas no núcleo das fibras ópticas podem ser realizadas de maneira descontínuas, dando origem ao modo degrau, ou de maneira contínua, dando origem ao modo gradual.

As fibras ópticas podem também ser do tipo monomodo, permitindo que apenas um modo se propague, ou multimodo, permitindo que vários modos se propaguem.

A combinação desses fatores leva a formação de diversas qualidades de fibras ópticas, sendo que cada uma destina-se a uma determinada aplicação técnica.

As fibras multimodo podem ser fabricadas com um diâmetro do núcleo relativamente grande, em torno de 50 μm a 200 μm [13], e uma alta abertura numérica, facilitando o acoplamento destas fibras com fontes luminosas de espectro duplo e baixa intensidade luminosa, e também o acoplamento entre fibras. Já, as fibras monomodo para comprimentos de onda na faixa de luz visível possuem núcleos bem menores, com valores menores que 7 μm .

3.4.2 TIPOS DE FIBRAS

Usando-se os conceitos introduzidos nos itens acima, as fibras podem ser classificadas como: multimodo índice degrau, com uma baixa capacidade de transmissão; multimodo índice gradual, para uma média capacidade de transmissão, e monomodo índice gradual, para uma alta capacidade de transmissão.

A capacidade de transmissão de uma fibra óptica é limitada pela distorção nos sinais transmitidos que são provocados pelos diferentes atrasos de propagação nos modos que conduzem a energia luminosa.

Esse fenômeno recebe o nome de dispersão e é representado na figura 3.7.

Figura 3.7- Dispersão na fibra óptica

Existem dois tipos de dispersão, a saber: a dispersão intermodal, que resulta dos diferentes atrasos em cada modo de propagação, para um mesmo comprimento de onda, e dispersão intramodal, que resulta do fato de a velocidade de grupo ser função do comprimento de onda dentro de um único modo.

Os modos de propagação, que podem propagar-se pela fibra óptica, são denominados de frequência normalizada (V), e, dados pela equação:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \cdot n_1 \cdot \sqrt{2\Delta} \quad \text{para } \Delta \ll 1 \quad (3.4)$$

onde:

a = raio do núcleo da fibra, e

λ = comprimento de onda da luz transmitida e

$$AN = n_1 \cdot \sqrt{2\Delta} \quad (3.5)$$

representa a abertura numérica, com $\Delta \cong (n_1 - n_2)/n_1$

A abertura numérica é definida em função de um ângulo de incidência limite, acima do qual os raios que penetram no núcleo das fibras ópticas não são mais transmitidos.

CAPÍTULO IV

SISTEMA HÍBRIDO ELETRO-MAGNETO- ÓPTICO DE MEDIDA DE ALTAS TENSÕES E CORRENTES - SMATC-emo

Este capítulo descreve todo o sistema híbrido - eletro-magneto-óptico -, seus processos de calibração, assim como analisa os resultados obtidos .

4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Medições elétricas de altas tensões e correntes estão passando por um processo revolucionário com o advento dos avanços conseguidos nas áreas

ópticas. Melhorias na qualidade, precisão e facilidade de operação são agora os principais objetivos de novos equipamentos. No desenvolvimento deste trabalho, a opção adotada foi a de criar um equipamento que aliasse a tecnologia eletro-magnética disponível com os consagrados avanços ópticos, sem, contudo, limitar o equipamento à inclusão de novas tecnologias. O diagrama esquemático de todo o sistema proposto encontra-se na figura 4.1.

Figura 4.1- Diagrama esquemático do Sistema Híbrido Eletro-Magneto-Óptico

Ele foi denominado sistema de medidas de altas tensões e correntes eletro-magnético-óptico, SMATC-emo, e foi desenvolvido no Laboratório de Alta Tensão-LAT do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC-USP, para classe de 15 kV. Sua expansão para classes de tensão superiores é perfeitamente possível e fica condicionada à substituição dos sensores captadores de tensão e de corrente.

Como ilustra a figura 4.1, os sensores de altas tensões e correntes são todos passivos, compondo-se de elementos redutores de tensão e de corrente acoplados aos sensores ópticos, cujos tamanhos e pesos são reduzidos, facilitando sua instalação e manuseio.

O sistema receptor fica localizado em uma região distante, normalmente na parte inferior de um poste ou de uma torre, sendo, portanto imune a interferências eletromagnéticas e facilitando a manutenção.

Os sinais captados nas linhas, após devidamente reduzidos a faixa de operação do transmissor óptico, serão convertidos de sinais elétricos em luminosos e, posteriormente, transmitidos pelas fibras ópticas até os receptores, onde, novamente serão convertidos em sinais elétricos. Estes sinais serão então amplificados e injetados em uma placa Analógica/Digital

(A/D) ou no sistema "General Purpose Interface Bus" (GPIB) para em seguida serem processados por um microcomputador.

Uma vez feita a aquisição dos sinais no microcomputador, estes serão processados através de programas computacionais dedicados, permitindo conhecer as correntes e tensões, o fator de potência (f_p), e as potências ativa e reativa, dentro de intervalos de tempos definidos a priori. Uma posterior emissão de relatórios estatísticos também é perfeitamente possível.

4.2 FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO ELETRO-ÓPTICO

O circuito eletro-óptico completo utilizado no Sistema de Medição de Alta Tensão Eletro-Magneto-Óptico - SMATC.emo é mostrado na figura 4.2, onde observa-se o elemento sensor e o elemento transmissor.

Figura 4.2 - Circuito Eletro-Óptico completo

O elemento transmissor é composto por um diodo eletroluminescente (LED), que faz a transdução do sinal elétrico analógico em sinal luminoso. O LED usado neste trabalho é fabricado pela Hewlett-Packard e especialmente desenvolvido com encapsulamento para receber o conector da fibra óptica, eliminando com isto ao máximo as perdas na conexão transmissor-fibra. Esse LED emite luz na faixa de 665 nm de comprimento de onda de pico e opera com tensão aplicada com valores variando de 1.45 volts a 2.02 volts, para uma corrente direta de $I_f = 60$ mA. Foram também testados outros

LED's e pôde-se observar que embora possam ser usados, sempre ocorre perda da sensibilidade.

O receptor óptico é um fotodiodo de Silício (PDS) de fabricação da Hamamatsu - S1226-8BK -, com faixa de operação situada entre 320 à 1000 nm e com funcionamento dado pelo gráfico do fabricante, ilustrado na figura 4.3.

Figura 4.3- Gráfico da Resposta Espectral do Fotodiodo

Também desta figura pode-se observar que o seu comprimento de onda de pico está situado em 700 nm.

Para a conexão Receptor-Fibra foi construído um adaptador que permite eliminar ao máximo as perdas de transmissão do sinal.

Nas tabelas I e II, pode-se verificar as características ópticas/elétricas do transmissor e receptor óptico fornecidas pelos fabricantes.

TABELA I

CARACTERÍSTICAS DO TRANSMISSOR ÓPTICO	
PARÂMETROS	
Máxima Faixa de Temperatura de Operação	0 - 70 °C
Máxima Corrente de Pico Direta de Entrada	1000 mA
Máxima Corrente Média Direta de Entrada	80 mA
Tensão de Entrada Reversa	5 V
Potência Óptica de Saída, ($I_F = 60\text{mA}$, 25 °C)	46 μW à 120 μW
Comprimento de Onda de Pico	665 nm
Tensão Direta, $I_F = 60\text{mA}$	1.45 à 2.02 V
Capacitância do Diodo, ($V_F = 0$, $f = 1\text{ kHz}$)	$C_o = 86\text{ pF}$

TABELA II

CARACTERÍSTICAS DO RECEPTOR ÓPTICO	
PARÂMETROS	
Área Fotosensível	1.2 mm ²
Corrente de Curto-Circuito (I _{sh}), 100lux, 25 °C	1.5 μλ
Sensitividade Radiante (A/W), 720 nm	0.4
Resposta Espectral	Faixa- 320nm~1000nm Pico - 720 ± 50 nm

O sinal elétrico gerado pelo fotodiodo necessita sofrer uma amplificação antes do processo de aquisição pelo micro-computador. Portanto, neste trabalho, foi desenvolvido um circuito amplificador que responde a sinais luminosos com altas velocidades de variação. Ele emprega um amplificador operacional - LF357, que promove a eliminação de ruídos,

que poderiam comprometer os sinais a serem injetados nas placas A/D ou GPIB.

Todo o circuito eletro-óptico possui dois pontos de calibração, um na resistência em série para tensão ou em paralelo para corrente, com o LED, denominado R_1 , que permite manter a curva característica do LED dentro da sua faixa linear de operação com relação a alta tensão ou a corrente, não permitindo com isto que esta entre na região de saturação, e outro que é dado pela resistência de ganho R_5 que permite um controle da intensidade do sinal injetado nas placas A/D ou GPIB.

A curva de operação do circuito eletro-óptico para diferentes resistências é dada pela figura 4.4, onde observa-se uma resposta linear do elemento sensor LED.

Um terceiro ponto de ajuste, chamado ponte de aferição do Sistema de Medição SMATC-emo, está localizado no programa computacional. Após o circuito ter sido calibrado em intensidade, o programa permite que se faça um ajuste final dos sinais medidos, comparando-os com equipamentos padrões de alta precisão e exatidão.

(a)

(b)

Figura 4.4- Curva de Calibração do Circuito Eletro-Óptico,
(a) - Para diferentes resistências, $2,6\ \Omega$, $22\ \Omega$ e $1\text{ k}\Omega$,
(b) - Para resistência igual à $1\text{ k}\Omega$

4.3 SENSOR DE ALTAS TENSÕES

O sistema de medição SMATC-emo utiliza como sensor de altas tensões um divisor de tensão misto capacitivo-indutivo acoplado a um diodo eletroluminescente (LED). O diagrama unifilar completo do sistema encontra-se mostrado pela figura 4.5.

Figura 4.5- Diagrama do Sensor de Altas Tensões

O divisor de tensão foi projetado para ter uma relação de tensão $k=V_{AT}/V_{BT}$ igual à 6.000, ou seja, para uma tensão de entrada com valor de 15 kV a tensão de saída no LED será de 2,5 V. Como este divisor é um circuito tipo RLC com um elemento não linear, podem surgir transitórios

durante sua operação e sua característica de operação encontra-se na figura 4.6.

Figura 4.6- Gráfico Geral do Sensor de Altas Tensões

Desta figura também observa-se que a condução do elemento sensor (LED) inicia-se em 1,45 volts, provocando uma inclinação na curva. Após este ponto, tem início a região linear correspondente ao início da condução.

4.3.1 DIVISOR DE TENSÃO CAPACITIVO-INDUTIVO

Na busca de divisores adequados para a finalidade de reduzir a tensão de entrada de 15 kV para aproximadamente 2.0V foram testados

inúmeros sistemas. Dentre eles, o primeiro divisor de tensão capacitivo puro como mostrado na figura 4.7.

Figura 4.7- Divisor de Tensão Puramente Capacitivo

Nesse divisor a capacitância equivalente C_{2eq} de baixa tensão é de 32.9 nF, cujo valor também deverá ser acrescido pela capacitância do LED no valor de 86 pF. Como capacitores de alta, usou-se três capacitores de 500 pF, classe 15 kV.

A relação deste divisor entre a alta tensão e a baixa é dada pela expressão:

$$v(t) = v_2(t) \cdot \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \quad (4.1)$$

sendo o LED ligado em paralelo com o capacitor C_2 . Como a tensão a ser medida $v_2(t)$ é senoidal, o LED, durante seu período de condução curto-circuita C_2 alterando toda a relação dada pela equação 4.1.

Como solução, foi proposto um circuito divisor de tensão construído com capacitores em série com um transformador especialmente dimensionado para este fim, como mostra a figura 4.8.

Figura 4.8- Divisor Misto Capacitivo-Indutivo

Nesta figura, Z_s significa a impedância série referida ao secundário do transformador, Z_p , a impedância paralela referida ao secundário do transformador e Z_c , a impedância do capacitor de alta tensão. Objetivando

encontrar a relação k entre a alta tensão e a baixa tensão e a potência nominal do transformador, desenvolveu-se um exemplo de cálculo e onde: $C = 500$ pF ou $Z_c = 1/(2\pi fC) = 5,3M\Omega$ e N é a relação de espiras do transformador.

A impedância refletida ao primário pode ser determinada por

$$Z'' = N^2 \cdot (Z_s + Z_p) \quad (4.2)$$

e a tensão V_2 , pela equação:

$$V_2 = N \cdot V_s \quad (4.3)$$

onde V_s é a tensão no secundário do transformador. Desta forma substituindo a equação 4.2 em 4.3 e considerando a relação do divisor

$$V_2 = \frac{Z'' \cdot V_p}{Z'' + Z_c} \quad (4.4)$$

tem-se

$$V_2 = \frac{N^2 \cdot (Z_s + Z_p) \cdot V_p}{N^2 \cdot (Z_s + Z_p) + Z_c} \quad (4.5)$$

ou também.

$$V_s = \frac{N \cdot (Z_s + Z_p) \cdot V_p}{N^2 \cdot (Z_s + Z_p) + Z_c} \quad (4.6)$$

Substituindo-se nessa equação os valores de $V_p=15.000\text{ V}$; $V_s=2.5\text{ V}$; $Z_c=5.3\text{M}\Omega$ e estimando-se os de Z_s em $0.25\ \Omega$ e de Z_p em $8.75\ \Omega$, tem-se o valor de $N\cong 100$ e o valor da tensão no primário do transformador V_2 igual à 250 Volts .

Como a tensão no secundário do transformador, devido a natureza da carga a ser alimentada, foi escolhida $V_s= 2.5\text{ Volts}$ e a impedância paralela $Z_p\cong 8.75\ \Omega$, tem-se uma corrente de magnetização do transformador igual à $I_q\cong 0.28\text{ Ampères}$. A corrente de magnetização em pequenos transformadores é da ordem de 15% da corrente nominal do mesmo, o que conduz a um transformador cuja corrente nominal no secundário deve ser de aproximadamente $I_{n2}\cong 2\text{A}$.

Com estas informações foi feito um completo dimensionamento do transformador, cujas características principais encontram-se no anexo.

Este circuito divisor de tensão misto capacitivo-indutivo permitirá, portanto, que a relação do divisor seja mantida para uma carga como um diodo. O gráfico da figura 4.9 ilustra o comportamento linear do divisor na ausência de carga.

Figura 4.9- Gráfico do Divisor de Tensão Misto Capacitivo-Indutivo

4.3.2 EQUACIONAMENTO TEÓRICO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TENSÃO

O equacionamento do Sistema de Medição de Tensão foi realizado com o objetivo de obter o comportamento da baixa tensão de alimentação

do LED, V_d , em função da alta tensão de alimentação da linha, V_P , ou seja, $V_d = f(V_P)$.

Figura 4.10- Diagrama do Sistema Sensor de Altas Tensões

O circuito sensor de tensão a ser equacionado é dado pela figura 4.10, onde a frequência de operação é $f=60\text{Hz}$; Z_c , impedância do capacitor; Z_s , impedância série referida ao primário; Z_p , impedância paralela referida ao secundário e Z_d , impedância do LED referida ao secundário.

Da equação do divisor de tensão tem-se:

$$V'_s = \left(\frac{Z'}{Z_c + Z'} \right) \cdot V_p \quad \text{ou} \quad V'_s = N \cdot V_s \quad (4.7)$$

onde N é a relação de transformação igual à $N=(V_p / V_s)$

Da equação (4.7) pode-se escrever:

$$V_s = \frac{V_p}{N} \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{Z_c}{Z'} + 1 \right)} \right) \quad (4.8)$$

Como:

$$V_s = I_{carga} \cdot Z_s + V_d \quad (4.9)$$

obtem-se

$$Z' = N^2(Z_s + Z_{pd}) = N^2\left(Z_s + \left(\frac{V_d}{I_{carga}}\right)\right) \quad (4.10)$$

ou também:

$$I_{carga} Z_s + V_d = \frac{V_p}{N} \left(\frac{1}{\frac{Z_c}{N^2\left(Z_s + \frac{V_d}{I_{carga}}\right)} + 1} \right) \quad (4.11)$$

Simplificando a equação (4.11) vem:

$$V_p N = Z_c I_{carga} + N^2\left(Z_s I_{carga} + V_d\right) \quad (4.12)$$

como também

$$I_{\text{carga}} = \frac{V_d}{Z_{pd}} \quad (4.13)$$

Substituindo-se (4.13) em (4.12) tem-se:

$$V_p N = Z_c I_{\text{carga}} + N^2 V_d \left(\frac{Z_s}{Z_{pd}} + 1 \right) \quad (4.14)$$

Dividindo a equação (4.14) por V_d e simplificando, obtém-se:

$$V_p = \left[\left(\frac{Z_c}{Z_{pd} \cdot N} \right) + N \left(\frac{Z_s}{Z_{pd}} + 1 \right) \right] \cdot V_d \quad (4.15)$$

como Z_{pd} é o paralelo de Z_p e Z_d , fornece:

$$V_p = \left[\left(\frac{Z_c}{\left(\frac{Z_d Z_p}{Z_d + Z_p} \right) \cdot N} \right) + N \cdot \left(\frac{Z_s}{\left(\frac{Z_d Z_p}{Z_d + Z_p} \right)} + 1 \right) \right] \cdot V_d \quad (4.16)$$

Onde da equação do diodo tem-se:

$$Z_d = \frac{V_d}{I_d} = \frac{V_d}{I_0 (e^{V_d/V_i}) - 1} \quad (4.17)$$

A equação 4.16 é a equação teórica do sistema sensor de altas tensões. Para que se possa traçar a curva da equação $V_d = f(V_p)$, deve-se

lançar mão dos valores já conhecidos e também dos valores fornecidos pelo fabricantes, tais como:

- Impedância do Capacitor, $Z_c = 5.3 \text{ M}\Omega$;
- Relação de Transformação, $N = 100$;
- Constante de Boltzman, $V_t = 0.026 \text{ volts}$
- Constante do LED, $m = 3.9$
- Corrente reversa do LED, $I_0 = 2.5 \text{ nA}$

Os valores da impedância paralela (Z_p) e impedância série (Z_s) foram determinados respectivamente a partir dos ensaios em vazio e em curto-circuito do transformador, obedecendo-se ensaios similares àqueles descritos nos diagramas esquemáticos das figuras 4.11 e 4.12.

Figura 4.11- Ensaio a Vazio Circuito

Figura 4.12- Ensaio em Curto-Circuito

Os equipamentos usados nos ensaios foram Multímetros Minipa-ET-2070.

Os valores de $Z_{\text{smédio}}$ e $Z_{\text{pmédio}}$ determinados e referidos ao primário foram respectivamente 2498Ω e 93350Ω .

A corrente a vazio (I_0) é a responsável pelo suprimento das perdas e pela produção do fluxo magnético, normalmente é decomposta na componente ativa (I_p) responsável pelas perdas no núcleo e na componente reativa (I_q) responsável pela produção do fluxo magnético principal no transformador, portanto pode ser escrita por:

$$I_0 = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} \quad \text{onde} \quad I_q = \frac{\theta \cdot R_{\text{mag}}}{N_1} \quad (4.19)$$

onde:

θ - Fluxo Magnético

R_{mag} - Relutância Magnética

N_1 - Número de Espiras do Primário

Sabe-se que no transformador o fluxo magnético é senoidal, o número de espiras é constante, mas a relutância varia devido aos diferentes estados de saturação que ocorrem no núcleo, portanto a parcela I_q não é senoidal, acarretando como consequência uma forma de onda não perfeitamente senoidal para I_0 . Isto pode ser observado pelo gráfico da

figura 4.13, onde também verifica-se que a faixa de operação do LED (1.45V à 2.02V) é apenas 7.5% do total da curva, sendo, portanto perfeitamente desprezível o erro imposto ao adotar-se a impedância paralela (Z_p) como sendo linear neste trecho.

Figura 4.13- Curva da Impedância Paralela

Devido a impedância paralela (Z_p) do transformador estar em paralelo com a impedância do LED (Z_d) que também é variável e linear, e que Z_p e Z_d possuem uma variação inversa uma em relação a outra, pode-se estimar, para os pontos de condução mínimo e máximo do LED, a impedância resultante chamada Z_{xl} .

Para o ponto do início da condução ($V_d = 1.45 \text{ V}$), tem-se que $Z_p = 9.06\Omega$ e $Z_d = 52\Omega$ e, para o ponto final de condução do LED ($V_d = 2.02 \text{ V}$), $Z_p = 9.61\Omega$ e $Z_d = 33\Omega$. Como esses valores pode-se estimar Z_{xl} como sendo $Z_{xl(1.45V)} = 7.71\Omega$ e $Z_{xl(2.02V)} = 7.44\Omega$. Esta variação em Z_{xl} levará a um erro na leitura dos valores fornecidos pelo sensor de altas tensões. Contudo, esses valores podem ser dimensionados após adotar-se a tensão nominal de calibração, ou nesse caso igual à $V_p = 13200 \text{ Volts}$. Com valores das grandezas da equação 4.16 traça-se o gráfico teórico do sensor de altas tensões mostrado na figura 4.14.

Figura 4.14- Gráfico Teórico do Sistema de Altas Tensões

4.3.3 COMPARAÇÃO ENTRE AS CURVAS TEÓRICA E PRÁTICA

A calibração do sensor de altas tensões obedeceu ao esquema representado na figura 4.15.

Figura 4.15- Esquema de ligação para calibração do
Sensor de Altas Tensões

A curva de calibração entre a tensão de pico da alta tensão e a tensão sobre o diodo encontra-se na figura 4.16, juntamente com a curva teórica.

Figura 4.16- Gráfico Curva Teórica x Curva Prática

----- Gráfico Prático
—— Gráfico Teórico

Desses gráficos, pode-se observar que durante o período de não condução do semicondutor (LED) instalado entre os pontos a e b da figura 4.15, a sua impedância Z_d tende ao infinito $Z_d \rightarrow \infty$, conduzindo a impedância resultante Z_{pd} , equivalente paralelo entre as impedâncias Z_p e Z_d , a igualar-se à Z_p . No período de condução do semicondutor (LED) a sua impedância Z_d

assume valores que influenciam significativamente a impedância resultante Z_{pd} .

Na equação teórica além de desprezadas as resistências envolvidas no sistema, adotou-se a impedância paralela do transformador Z_p como sendo fixa e com valor igual à média dos valores que ela assume entre o início e o fim da condução do LED.

Com estas observações pôde-se compreender as ligeiras discrepâncias entre o gráfico teórico do sistema e o gráfico real do sistema mostrados pela figura 4.16.

Normalmente em um sistema de distribuição a tensão nominal pode oscilar de $\pm 5\%$. Traçando-se o gráfico da figura 4.17, para um sistema com tensão nominal de 13,8 kV, pode-se observar a qualidade do sensor através de sua linearidade nesta faixa e um oscilograma contendo a tensão de Barra (A) e a tensão no LED (B).

Figura 4.17 (a) - Gráfico da região de operação

Figura 4.17 (b) - Oscilograma das ondas da tensão na Barra (A) e tensão no LED (B).

4.4 SENSOR DE CORRENTES

O sistema de medição SMATC-emo utiliza como sensor de correntes um anel captor magnético acoplado a um diodo eletro luminescente (LED) em paralelo com uma resistência de pequeno valor, como mostra a figura 4.18.

Figura 4.18- Diagrama do Sensor de Correntes

Onde:

Z_D - Impedância da Carga (LED)

I_1 - Corrente no primário (linha)

I_2 - Corrente no secundário (carga)

Este sensor de correntes foi dimensionado para permitir uma leitura de correntes entre 25 A a 50 A. Neste dimensionamento, usou-se um transformador de corrente de 300A/5A e uma resistência em paralelo de $2,6\Omega$. Contudo, essa variação pode ser perfeitamente alterada mudando-se a relação do transformador de corrente e a resistência em paralelo. Essa curva calibração encontra-se apresentada na figura 4.19.

Figura 4.20- Gráfico do Sistema Sensor Correntes

4.4.1 ANEL CAPTOR MAGNÉTICO

Embora o sistema escolhido para a redução da corrente no SMATC-emo tenha sido o anel captor magnético da Tectronix; com as seguintes especificações técnicas:

Potência -	1/10/100 mVA
Precisão-	± 2 p/ 1 mV/A e 10 mV/A
.....	± 3 p/ 100 mV/A
Máxima corrente de trabalho-	2000 APICO p/ 1 mV/A
	1000 APICO p/ 1 mV/A
	200 APICO p/ 10 mV/A
	20 APICO p/ 100 mV/A
Máxima tensão de trabalho- ..	440 Vrms
Faixa de Frequência -	5 Hz à 50 kHz

ele mostrou-se inadequado, porque fornece um valor máximo de tensão de 2 volts em qualquer escala escolhida. Assim, adotou-se, em todas as calibrações de laboratório, um pequeno transformador de corrente com as seguintes características 100/5A, 150/5A ou 300/5A, acoplado a uma resistência de $2,6 \Omega$ que fornece uma tensão máxima de saída do receptor óptico igual à 150 mVolts sem qualquer saturação.

Contudo, como o anel da Tectronix apresenta uma extrema facilidade de instalação no campo, um equipamento similar com as características do

Sistema Híbrido Eletro-Magneto-Óptico de Medida de Altas Tensões 85 e Correntes- SMATC-emo

transformador de corrente usado nas calibrações será objeto de estudos futuros. Um protótipo inicial do sistema de fixação do anel captor em linhas de distribuição encontra-se na figura 4.20.

Figura 4.20- Sistema para instalação do ánel captor no poste

CAPÍTULO V

AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO DOS SINAIS

Neste capítulo, serão descritos todos os processos de aquisição de dados assim como os programas computacionais desenvolvidos para calcular as correntes, tensões, fator de potência e potências ativa e reativa em uma linha de distribuição ou sistemas industriais - classe 15kV

5.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Os sinais analógicos provenientes dos sensores de corrente e tensão, para serem processados em micro-computadores, necessitam ser digitalizados em placas inversoras do tipo Analógica/Digital (A/D) ou em sistemas do tipo "General Purpose Interface Bus"(GPIB). Quando placas

A/D ou GPIB são usadas em sistemas convencionais e genéricos, “softwares” comerciais podem ser facilmente adquiridos. Contudo, estes “softwares” têm inconvenientes, tais como, baixa velocidade de operação, por necessitarem de grande quantidade de memória, e não permitirem muitas vezes modificações ou implementações adicionais. Quando sistemas específicos se fazem necessários, como por exemplo a leitura de dados contínuos e acompanhamentos estatísticos intercalados, é essencial o desenvolvimento de programas computacionais dedicados.

Neste trabalho, para o sistema de aquisição de dados em laboratório, foi utilizado o sistema GPIB do tipo STD-8410 que é capaz de transferir dados a até 300 kbytes/s com 8 bits de resolução, sendo que este sistema utiliza como periférico um osciloscópio digital Kikusue-7101-A com velocidade de 100 MHz e taxa amostral de 20 Msamples/s com 8 bits de resolução. Entretanto, como este sistema encontra dificuldades de ser instalado no campo, foi também desenvolvido um outro sistema de aquisição com placa A/D do tipo LAB-PC, que possui 83.3 ksamples/s com uma resolução de 12 bits. Esta placa é instalada em um "slot" do microcomputador, o que reduz sensivelmente o volume de equipamentos a

serem instalados no campo. Para a utilização de ambos os sistemas de aquisição, tanto GPIB quanto A/D, foram desenvolvidos dois “softwares” dedicados a sua operação. O “software” dedicado a placa GPIB foi desenvolvido na linguagem Turbo Pascal, enquanto o “software” dedicado a placa A/D foi desenvolvido na linguagem Borland Pascal.

5.2 DESCRIÇÃO GERAL DO PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA AQUISIÇÃO DE DADOS POR GPIB

O diagrama de blocos Geral do Programa Computacional para aquisição de dados por GPIB é apresentado na figura 5.1.

Figura 5.1-Diagrama geral do sistema de aquisição de dados GPIB

O processo de inicialização é deveras importante, uma vez que possui uma série de comandos que permitem a comunicação entre o osciloscópio e a placa GPIB. Cada equipamento, que é controlado por uma placa GPIB, possui comandos específicos descritos em seu manual de utilização. A parte mais trabalhosa de todos os programas computacionais reside justamente na implementação destes comandos. Contudo, também na inicialização do programa, se faz necessário o ajuste das escalas dos dois canais de aquisição, realizando a adequação das mesmas, para facilitar os cálculos futuros.

Após estes procedimentos iniciais, o programa apresentará no monitor, através da *procedure menu*, a tela principal que permite ao usuário facilmente “navegar” pelo programa, através de janelas de opções.

A tela principal é apresentada na figura 5.2.

Figura 5.2- Tela principal do programa GPIB

Nos itens subsequentes, serão apresentadas breves descrições de cada uma destas opções e janelas.

5.2.1 ARQUIVO

Na janela ARQUIVO, têm-se três opções: Abrir, Imprimir e Sair. A opção *Abrir* permite ao usuário gerar um arquivo com os dados obtidos dos resultados dos cálculos executados pelo programa, ou também abrir um arquivo já gerado, a opção *Imprimir*, permite imprimir o arquivo de dados gerado em uma impressora convencional e a opção *Sair*, retornar ao ambiente Windows ou MS-DOS

5.2.2 REMOTO

A janela REMOTO tem duas opções, a Ligar e a Desligar. Na opção *Ligar*, o usuário tem acesso ao cartão controlador GPIB, levando assim o osciloscópio a ser integralmente controlado pelo micro-computador e, na

opção *Desligar*, o usuário coloca novamente o osciloscópio em operação manual, desligando o acesso ao cartão controlador GPIB.

O fluxograma do comando remoto é apresentado pela figura 5.3.

Figura 5.3- Fluxograma para ligar e desligar o osciloscópio

Pode-se observar no fluxograma da figura 5.3 que ao conectar o cartão controlador GPIB têm-se início a *procedure escala* automaticamente, evitando assim que ela venha a ser uma preocupação ao usuário.

5.2.3 CANAIS

A janela CANAIS apresenta duas opções: Ligar 1 / Desligar 1 e Ligar 2 / Desligar 2. Na opção *Ligar 1/Desligar 1*, o usuário pode ativar ou desativar o canal 1 do osciloscópio e na *Ligar 2 / Desligar 2*, ativar ou desativar o canal 2 do osciloscópio.

Os fluxogramas para ligar e desligar os canais 1 e 2 são apresentados nas figuras 5.4 e 5.5.

Figura 5.4- Fluxograma para ligar e desligar o canal 1

Figura 5.5- Fluxograma para ligar e desligar o canal 2

5.2.4 ONDAS

Na janela ONDAS, existem cinco opções: Ler Canal 1, Ler Canal 2, Traçar CH1, Traçar CH2 e Traçar CH1+CH2. As opções *Ler Canal 1* e *Ler Canal 2* permitem ao usuário fazer a leitura da onda que encontra-se no canal 1 e no canal 2, respectivamente.

O fluxograma que faz a aquisição das ondas do canal 1 ou do canal 2 é apresentado pela figura 5.6.

Figura 5.6- Fluxograma para leitura das ondas dos canais 1 e 2

Após o canal a ser lido estar selecionado, o programa coloca o osciloscópio nos modos "storage" e "pause". Depois ele codifica o sinal lido em binário, para em seguida ler a mensagem e armazená-la em uma variável do tipo *cbuf*. Após esta sequência o osciloscópio é novamente ativado para o

tempo real. Com a *procedure leitura do canal*, o ponto de máximo da onda é também encontrado e convertido em valores RMS.

Devido ao processo de calibração do sistema de medição SMATC-emo ser realizado independentemente em cada canal, é necessário que se defina previamente qual canal fará a leitura da onda de tensão e qual canal fará a leitura da onda de corrente. O sistema padrão do programa, que pode ser eventualmente alterado é que o canal 1 e o canal 2 farão respectivamente, leitura de tensão e leitura de corrente.

As opções *Traçar CH1*, *Traçar CH2* e *Traçar CH1+CH2* permitem ao usuário apresentar no monitor, respectivamente a onda de tensão adquirida do canal 1, do canal 2 ou dos canais 1 e 2 simultaneamente.

O fluxograma que permite que seja apresentada no monitor as ondas de tensão e de corrente é apresentado na figura 5.7.

Figura 5.7- Fluxograma para traçar as ondas CH1, CH2 ou CH1+CH2

5.2.5 CÁLCULOS

Antes de iniciar os cálculos propriamente ditos, o programa solicita do usuário duas informações, o tempo de leitura e o intervalo entre leituras. No tempo de leitura (T_f), o usuário deve informar quanto tempo em segundos deseja que o programa permaneça sendo executado, ou seja, por quanto tempo ele deve realizar as aquisições de dados e seus respectivos cálculos. Já no intervalo entre leitura (T_{int}), ele deve informar quanto, em segundos, deve possuir o intervalo de tempo entre duas leituras consecutivas.

Após estas informações, o programa realiza a leitura de ambos os canais, isto é novamente necessário porque o usuário pode querer realizar os cálculos diretamente após iniciar o programa, sem necessariamente verificar no monitor as formas de ondas. Em seguida é calculado o fator de potência e as potências ativa e reativa.

O fluxograma que descreve esta operação é apresentado na figura 5.8.

Figura 5.8- Fluxograma para os cálculos de V_{rms} , I_{rms} , S_{rms} e $\cos \theta$

O cálculo do fator de potência é realizado através de um processo computacional, onde determina-se os valores mínimos e máximos das formas de ondas de corrente e tensão e faz-se a diferença no defasamento entre os seus valores máximos.

5.2.6 CURVAS

A janela CURVAS contém duas opções, a *Potência x t*, que permite ao usuário visualizar no monitor graficamente o comportamento das potências aparente, ativa e reativa ocorrida durante as medições, e a *Fase x t*, que permite ao usuário visualizar no monitor graficamente o comportamento do fator de potência ocorrida durante as medições.

5.3 DESCRIÇÃO GERAL DO PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA AQUISIÇÃO DE DADOS POR A/D

O diagrama de Blocos Geral do Programa Computacional para aquisição de dados por A/D é apresentado na figura 5.9.

Figura 5.9- Diagrama geral do sistema de aquisição de dados A/D

A tela principal apresenta além das janelas de opções que permitem ao usuário “navegar” pelo programa, os resultados dos valores de tensão, corrente, fator de potência e as potências ativa, reativa e aparente nas fases A, B, C.

Apresenta também tres telas gráficas que mostram as formas de ondas de tensão, corrente, e potência aparente nas fases A, B e C.

Visto que a placa LAB-PC possui 8 canais de entrada, a tela principal também permite através dos campos *Canal Tensão* e *Canal Corrente* que o usuário faça a escolha com qual canal a placa fará as leituras dos sinais de entrada, possibilitando com isto que um provável problema de “hardware” em um dos canais da placa seja facilmente eliminado, desviando-se a leitura deste canal para outro, não interrompendo com isto os testes.

A tela principal é apresentada pela figura 5.10

Figura 5.10- Tela Principal do Programa A/D

Nos itens subsequentes, serão apresentadas breves descrições de cada uma das opções apresentadas na tela principal.

5.3.1 ARQUIVO

Na janela ARQUIVO, têm-se Quatro opções: Abrir, Imprimir, Salvar e Sair. A opção *Abrir* permite ao usuário gerar um arquivo com os dados obtidos dos resultados dos cálculos executados pelo programa, ou também abrir um arquivo já gerado, a opção *Imprimir*, permite imprimir o arquivo de dados gerado em uma impressora convencional, e a opção *Sair*, retornar ao ambiente Windows ou MS-DOS

5.3.2 REINICIAR

A janela REINICIAR tem quatro opções: Reiniciar Fases ABC, Reiniciar Fase A, Reiniciar Fase B e Reiniciar Fase C. A opção *Reiniciar Fase ABC*, permite ao usuário limpar os vetores dos canais das tres fases,

enquanto nas opções *Reiniciar Fase A*, *Reiniciar Fase B* e *Reiniciar Fase C*, o usuário pode optar por limpar apenas os vetores de uma das fases por vez.

5.3.3 LEITURA

Na janela LEITURA, existem quatro opções: *Leitura ABC*, *Leitura A*, *Leitura B* e *Leitura C*. As opções *Leitura A*, *Leitura B* e *Leitura C* permitem ao usuário fazer independentemente as leituras das ondas de tensão e corrente respectivamente das fases A, B e C, enquanto a opção *Leitura ABC* permite que se faça a leitura das tensões e correntes das três fases simultaneamente. Após feita as leituras, o programa calcula automaticamente os valores das tensões, correntes e potências *rms* e o fator de potência, exibindo-os nos campos indicados na tela principal assim como suas formas de ondas também aparecem nos três quadros gráficos existentes nesta tela.

5.3.4 TIPO DE ONDA

Na janela TIPO DE ONDA, existem duas opções: *Meia Onda* e *Onda Completa*. A opção *Meia Onda* deve ser utilizada quando a onda

lida for uma meia senoidal, enquanto que a opção *Onda Completa* deve ser escolhida quando a onda lida for uma senoidal completa, isto se deve ao fato dos cálculos serem diferenciados para cada caso.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

Neste trabalho foi mostrada a viabilidade técnica da construção de um sistema totalmente novo para medir altas tensões e correntes em linhas de alta tensão classe 15 kV, denominado SMATC-emo e que substitui com vantagens os sistemas atuais baseados em TP's e TC's. Suas principais características são baixo custo, facilidade de instalação e versatilidade. Baseado em técnicas a muito conhecidas para a leitura de tensões e correntes, respectivamente por divisores de tensão e anéis captadores, e em modernas técnicas ópticas, o sistema foi totalmente testado em laboratório, para um sistema monofásico. Contudo, isto não impede que ele seja facilmente adaptado para um sistema trifásico. Neste sistema, os divisores capacitivos-indutivos reduzem as tensões e anéis captadores, as correntes, que

são transformadas em luz por LED's e transmitidas aos receptores por fibras ópticas para posterior processamento, tornando o sistema leve e seguro.

O sensor óptico, que fica diretamente em contato com a parte de alta tensão, é totalmente passivo e dispensa qualquer tipo de fonte de alimentação. Isto facilita a manutenção do sistema, que não necessita ter, a todo instante, sua parte de alta tensão retirada da linha, mas apenas inspeções e coletas de dados em sua parte de baixa tensão, normalmente situada em locais de fácil acesso.

Para a instalação desse dispositivo em campo, recomenda-se que ele seja acoplado a um sistema similar ao sistema comercial automático de aquisição dados *SR-10 CAMPEBELL Cientific* [42], que permite que dados sejam colhidos por longos períodos de tempo. Esse acoplamento será objeto de trabalhos futuros.

Também, neste trabalho, foram implementados dois programas computacionais dedicados à aquisição e processamento dos dados obtidos pelos sensores. Um deles voltado para a aquisição via placa GPIB e adaptado para as calibrações em laboratórios e outro, para aquisição por placa A/D da National, indicado para aquisições de dados no campo. Os dois

programas, uma vez que foram totalmente desenvolvidos no LAT-Laboratório de Alta Tensão, também irão permitir que outras pesquisas sejam beneficiadas e que tenham seus dados processados por microcomputadores. O segundo programa é um pouco mais versátil que o primeiro por ter sido totalmente escrito em PASCAL 7.0 para Windows, com estrutura orientada para objetos. Contudo, ele ainda não está totalmente implementado, faltando apenas a etapa de aquisição de dados seqüencial, ou seja, que os dados de corrente e tensão sejam coletados e processados de tempos em tempos. Deve-se ressaltar que esta etapa já encontra-se implementada no programa GPIB. As características básicas destes programas que devem ser enfatizadas são os cálculos dos valores RMS de correntes e tensões, do fator de potência, das potências aparente, ativa e reativa e a emissão de relatórios com gráficos da demanda do período de aquisição.

Inúmeros trabalhos futuros ainda precisam ser desenvolvidos para que se tenha um protótipo comercial deste sistema. Eles podem ser resumidos como sendo: adaptação do sistema para um sistema trifásico, acoplamento do sensor ao sistema de coleta de dados *SR-10 CAMPEBELL*

Cientific, término do programa A/D para placa de aquisição, construção de um anel captor com formato similar ao anel Tectronix e com características iguais ao transformador de corrente usado no sistema de calibração, e construção do invólucro do sistema para instalação no campo.

APÊNDICE

CARACTERÍSTICAS DO TRANSFORMADOR USADO COMO ELEMENTO DE BAIXA TENSÃO NO DIVISOR MISTO DE ALTA TENSÃO CAPACITIVO-INDUTIVO

O divisor misto de alta tensão capacitivo-indutivo emprega como elemento de baixa tensão um transformador de pequena potência. Este transformador foi inteiramente projetado durante este trabalho, seguindo o critério da boa regulagem de acordo com as bibliografias [32] [33] [41]. Seu esquema básico encontra-se na figura A1 e suas características principais, na tabela A1.

Figura A1. Esquema básico do transformador

TABELA A1

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO TRANSFORMADOR

- Potência do Secundário: 15 VA
- Núcleo adotado: $b = 1,30 \text{ cm}$, $c = 3,80 \text{ cm}$
- Área do Núcleo: $2,60 \text{ cm} \times 3,40 \text{ cm}$
- Área da Pilha: $3,40 \text{ cm}$
- N° de espiras do Primário: 3.518 esp.
- N° de espiras do Secundário: 71 esp.
- Fio Primário: # 38 AWG
- Fio Secundário: # 19 AWG
- N° de camadas do Primário: 20 camadas
- N° de camadas do Secundário: 03 camadas
- Altura do enrolamento do Primário: $8,3 \text{ mm}$
- Altura do enrolamento do Secundário.....: $2,88 \text{ mm}$
- Isolamentos complementares
 - Fôrma: $1,50 \text{ mm}$
 - Primário/Secundário: $1,50 \text{ mm}$
 - Acabamento externo (2×0.2).....: $0,40 \text{ mm}$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PAPP, A. and HARMS, H.; "Magneto optical current transformer", **App. Opt.**, v.19, n. 22, pp 3729-745, Nov. 1980.
- [2] DAY, G. W.; DEETER, M. N.; ROSE, A. H., AND ROCHFORD, K. B; "Faraday effect sensor for magnetic field and eletric current" **SPIE Interferometry, Warsaw, Poland**; pp. 16-20, May 1994.
- [3] DEETER,M.N., ROSE, A.H., DAY,G.W. and SAMUELSON, S.; "Sensitivity limits to ferrimagnetic Faraday effect magnetic field sensor", **J.Appl. Phys**, v. 70, pp. 6407-6409, 1991
- [4] CLARK,G.L.; "Dielectric Properties of Nitrobensene in the Region of Anomalous Dispersion", **J.Chem.Phys.**, vol.25, pp. 125-129, 1956
- [5] KUFFEL & ZAENGL; "**HIGH VOLTAGE ENGINEERING FUNDAMENTALS**"; Pergamon Press, 1987
- [6] SMITH A. M.; "Polarization and magnetooptic properties of single-modoo optical Fiber", **Appl. Opt.** , v.17, pp. 52-56, 1978

- [7] EDWARDS, H. O.; KEDRGEJEWSKI, K P.; LAMING, R. I. and PAYNE, D.; "Optimal design of optical fibers for electric current measurement", **Appl. Opt.**, v. 28, pp. 1977-1979, 1989
- [8] GIOZZA, F.W.; CONFORTI, E.; WALDMAN, H.; "**FIBRAS ÓPTICAS- tecnologia e projetos de sistemas**", Makron Books/McGraw-Hill, 1991
- [9] ROGERS, A. J.; "Optical methods for measurement of voltage and current on power Systems", **Optics and Laser Technology**, pp. 273-282 - Dec. 1977
- [10] DEETER, M.N.; ROSE, A.H., and DAY, G.W.; "Fast, sensitive magnetic field sensor based on the faraday effect in YIG", **IEEE/OSA J. Lightwave tech**, v.8, pp-1838-1842, 1990
- [11] DAY, G.W. and ROSE, A.H.; "Faraday effect sensors: The state of the art", **Proc. SPIE 985**, pp. 138-150, 1988
- [12] VIEIRA, A.J.C; "Construção e caracterização de um sensor de altas correntes utilizando fibra óptica", tese de mestrado EESC-USP - 1992
- [13] GEISLER, J.A.; BEAVEN, G.; BOUTRUCHE, J.P.; "**OPTICAL FIBRES**", Vol.5, Pergamon Press, 1986.

- [14] CHERIN, A.H.; "AN INTRODUCTION TO OPTICAL FIBERS", McGraw Hill, 1983
- [15] HEBNER, R.E.; "Electro-Optical Measurement Techniques", Electrosystems Division, **National Bureau of Standards**, USA, pp.5-24
- [16] HEBNER, R. E.; MALEWSKI, R. and CASSIDY, E. C.; "Optical methods of electrical measurement at high voltage levels", **Proceedings of the IEEE**, v.65, n.11, Nov. 1977
- [17] HANRIOT, J.M.; GUILLOUX, C.; "Digital acquisition and numerical processing of measuring signals, in a high voltage circuit breaker testing laboratory", **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.PWRD-1, n.3, july 1986
- [18] DEETER, M.N.; DAY, G.W.; "Magneto-optic magnetic field sensors based on uniaxial iron garnet films in optical waveguide geometry", **IEEE Transactions on Magnetics**, v.29, n.6, november 1993
- [19] JARZYNSKI, J.; COLE, J.H.; BUCARO, J.A.; DAVIS, C.M.Jr.; "Magnetic field sensitivity of an optical fiber with magnetostrictive jacket", **Applied Optics**, v.19, n.22, november 1980

- [20] LASSING, H.S.; OOMENS, A.A.M.; WOLTJER, R.; "Development of a magneto-optic current sensor for high, pulsed currents", **Rev. Sci. Instrum.**, v.57, n.5, may 1986
- [21] DEETER, M.N.; DAY, G.W.; BEAHN, T.J. and MANHEIMER, M.; "Magneto-optic magnetic field sensor with 1.4 pT/√(Hz) minimum detectable field at 1 kHz", **Electronics Letters**, v.29, n.11, may 1993
- [22] ULRICH, R.; RASHLEIGH, S.C. and EICKHOFF, W.; "Bending-induced birefringence in single-mode fibers", **Optics Letters**, v.5, n.6, june 1980
- [23] TANG, D.; ROSE, H.A.; DAY, G.W. and ETZEL, S.M.; "Annealing of linear birefringence in single-mode fiber coils: Application to optical fiber current sensors", **Journal of Lightwave Technology**, v.9, n.8, august 1991
- [24] LAMING, R.I. and PAYNE, D.N.; "Electric current sensors employing spun highly birefringent optical fibers", **Journal of Lightwave Technology**, v.7, n.12, december 1989
- [25] TANG, D.; ROSE, A.H. and DAY, G.W.; "Practical considerations in the design of optical fiber current sensors", **SPIE**, v. 1267, pg. 29-34, 1990

- [26] ROSE, A.H.; DEETER, M.N. and DAY, G.W.; "Submicroampere-per-root-hertz current sensor based on the Faraday effect in Ga:YIG", **Optics Letters**, v.18, n.17, september 1993
- [27] OLIVEIRA, J.C.; COGO, J.R.; ABREU, J.P.G.;
TRANSFORMADORES - Teoria e Ensaios", Edgard Blücher Ltda, 1988
- [28] MELLO, F.P.; **"PROTEÇÃO DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA"**, Santa Maria-RS, 1983
- [29] CAMINHA, A.C.; **"INTRODUÇÃO À PROTEÇÃO DOS SISTEMAS ELÉTRICOS"**, Edgard Blücher Ltda, 1977
- [30] HAYT, W.H.Jr; **"ELETROMAGNETISMO"**, Livros técnicos e científicos editora S.A., 1983
- [31] BOSSI, A. ; SESTO, E.; **"INSTALAÇÕES ELÉTRICAS"**, v.1, hemus, 1977
- [32] STAFF, E.E; **"CIRCUITOS MAGNÉTICOS Y TRANSFORMADORES"**, Reverté, 1980
- [33] SINGER, F.L.; **"TRANSFORMADORES"**, Marcombo S.A., 1955

- [34] ALSTON, L.L.; "**HIGH - VOLTAGE TECHNOLOGY**", Oxford University Press, 1968
- [35] IRR-IMS Group.; "Facing uhv measuring problems", *Electra*, N.35, pp.157-254, 1974
- [36] **COPEL**-Companhia Paranaense de Energia; "Operação de Linhas e Redes", N.027
- [37] HEBNER, R.E.; "Calibration of Kerr Systems Used to Measure High Voltage Pulses", **National Bureau of Standards Report**, NBSIR 75-774, 1975
- [38] BERGMANN E.E. and KOLLEOGY G.P.; "Measurements of Nanosecond HV Transients with the Kerr Effect", **Rev. Sci. Instrum.**, v.48, pp. 1641-1644, 1977
- [39] HEBNER, R.E. and MISAKIAN, M.; "Temperature Dependence of the Electro- Optic Kerr Coefficient of Nitrobenzene", **J. Appl. Phys.**, v.50, pp. 6016- 6017, 1979
- [40] WYSS, J.C.; KANDA, M.; MELQUIST, D. and ONDREJKA, A.; "Optical Modulator and Link for Broadband Antennas", *Conf. Precision Electromagnetic Meas*, **IEEE Cat.**, N. 82, CH 1737-6, pp. P-16 and P-17, 1982

- [41] KUHLMANN, H.A.; “**DISEÑO DE APARATOS ELECTRICOS**”, Compañía Editorial Continental S.A., 1959
- [42] MANUAL DO SISTEMA AUTOMÁTICO DE AQUISIÇÃO DE DADOS, SR-10 - CAMPEBELL Cientific
- [43] WERNECK, M, M; “ Sensores a fibra óptica para alta tensão”, Idéias & Tecnologia, Fevereiro, 1992