

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA POLITÉCNICA

Shigueru Nagao Junior

**Unidade eletrônica microprocessada
para tratamento de sinais de
transformadores de instrumentação
ópticos e convencionais para aplicações
metrológicas *in situ***

São Paulo
2017

Shigueru Nagao Junior

**Unidade eletrônica microprocessada
para tratamento de sinais de
transformadores de instrumentação
ópticos e convencionais para aplicações
metrológicas *in situ***

Dissertação de mestrado apresentada à Escola Politécnica para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

São Paulo
2017

Shigueru Nagao Junior

**Unidade eletrônica microprocessada
para tratamento de sinais de
transformadores de instrumentação
ópticos e convencionais para aplicações
metrológicas *in situ***

Dissertação de mestrado apresentada à Escola Politécnica para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Lorenzetti Pellini

São Paulo

2017

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catlogação-na-publicação

Nagao Junior, Shigueru

Unidade eletrônica microprocessada para tratamento de sinais de transformadores de instrumentação ópticos e convencionais para aplicações metrológicas in situ / S. Nagao Junior -- versão corr. -- São Paulo, 2017.
125 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Processamento digital de sinais 2.Metrologia 3.Sensores ópticos
4.Transformadores e reatores 5.Eletrônica digital I.Universidade de São Paulo.
Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*"À meu avô **Pedro Donzeli** (in memoriam)
À minha avó **Alice Donzeli**
À meu pai **Shigueru Nagao**
À minha mãe **Maria Aparecida**
e especialmente meu filho **Alan Gabriel**".*

AGRADECIMENTOS

Inicialmente agradeço a *Deus*, por permitir que eu reunisse condições de executar este trabalho da melhor forma possível.

Agradeço à minha *família*, que nunca desistiu e nem permitiu que eu desistisse dos meus objetivos, por mais difíceis que fossem.

Ao *Prof. Dr. Eduardo Lorenzetti Pellini*, meu orientador e amigo de todas as horas, sempre presente no auxílio a superar os diversos obstáculos que fizeram parte do desenvolvimento deste trabalho e principalmente por sempre acreditar e defender meu potencial de forma incondicional.

Ao *Prof. Dr. Josemir Coelho Santos*, um amigo e conselheiro, por sempre acreditar em mim, desde o primeiro dia em que cheguei ao Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas (PEA) em busca de uma oportunidade de mestrado.

Ao *Prof. Dr. Silvio Ikuyo Nabeta*, pela confiança depositada, permitindo minha participação em projetos de pesquisa que garantiram um substancial aporte financeiro proporcionando tranquilidade para a realização desta dissertação.

Aos amigos do PEA *Thiago, Raul, Gleison, Sandra, Luiz Pinheiro, Gilberto, Jonas, Orlando, Márcia e Bernardo* sempre presentes para um bate-papo e uma palavra amiga nas horas certas.

Aos amigos da OPTSENSYS *Juliano, Bárbara e Antônio* pelo suporte durante a prototipagem, testes laboratoriais e montagens (tanto elétricas como mecânicas) que permitiram a conclusão do projeto em pauta.

As amigas da secretaria *Valquíria, Diná, Patricia e Beta* pelos momentos de bate-papo, cafés e todo suporte acadêmico e logístico.

Aos amigos do Instituto de Energia e Meio Ambiente (IEE) *Antônio Carlos, André, Marcelo e Claudinei* pelo suporte nas medições de calibração.

Ao meu querido amigo *Antônio Manuel Moraes* quero registrar um agradecimento especial pelo incentivo e amizade incondicionais nesta jornada. A você *Mané*, como é conhecido por seus amigos mais próximos, minha eterna gratidão e que Deus o abençoe sempre e nunca deixe de guiar seus passos.

*“A menos que modifiquemos a nossa maneira de pensar,
não seremos capazes de resolver os problemas causados
pela forma como nos acostumamos a ver o mundo.”*
(Albert Einstein)

RESUMO

As elevadas perdas existentes no setor elétrico tem causado preocupação nas empresas de distribuição, aliadas ainda a necessidade crescente de um desenvolvimento econômico sustentável.

Neste cenário a calibração periódica dos instrumentos destinados a medição (entre eles os transformadores de instrumentos) tornam-se essenciais e tais procedimentos encontram-se previstos no novo modelo de operação do setor elétrico. Porém, as dificuldades logísticas e operacionais de transporte a laboratórios metrológicos credenciados dificultam a execução de tais serviços.

As técnicas e métodos desenvolvidos nesse trabalho visam a implementação de uma unidade eletrônica capaz de adquirir e processar dados provenientes de transformadores de instrumentos, de natureza indutiva (denominado de convencional) e ópticos, bem como seus subsistemas de apoio, como ferramentas de medição e calibração portátil, móvel, para execução dos serviços metrológicos *in situ* nos ambientes das subestações e cabines primárias. Estes serviços, apesar de estarem em estágio incipiente, são de extremo interesse para empresas de energia elétrica.

Este projeto está baseado no estado da arte de componentes da eletrônica analógica e digital, onde destacam-se conversores analógico/digital (A/D), microprocessadores, osciladores, FPGA e técnicas computacionais para processamento digital de sinais. São apresentadas as formas de implementação tanto em *hardware* como em *software* para esta unidade eletrônica de forma a atender aos requisitos funcionais especificados e às normas do INMETRO e normas internacionais equivalentes para aplicações metrológicas.

A validação é baseada em testes comparativos dos fasores na frequência fundamental dos sinais obtidos, analisando os valores de amplitude (para cálculo de erro de relação) e de fase (para cálculo de erro de fase) entre transformadores ópticos e convencionais, sendo que estes últimos podem ser de referência ou não.

Palavras-chave: Transformador Óptico, Sincrofasor, IEC 61850, Calibração, Transformadores de Instrumentos, Interferometria Óptica, Processamento Digital de Sinais, Metrologia.

ABSTRACT

The high losses in the electricity sector have caused concern in distribution companies, together with the growing need for sustainable economic development.

In this scenario the periodic calibration of instruments intended for measurement (including instrument transformers) become essential and such procedures are provided for in the new model of operation of the electric sector. However, the logistical and operational difficulties of transportation to accredited metrological laboratories make it difficult to perform such services.

The techniques and methods developed in this work are aimed at the implementation of an electronic unit capable of acquiring and processing data from instrument transformers of an inductive (conventional) and optical nature, as well as its supporting subsystems, such as portable and mobile measuring and calibration tools for the execution of on-site metrological services in the substations and primary cabins. These services, although in an incipient stage, are of extreme interest to electric energy companies.

This project is based on the state-of-the-art components of analog and digital electronics, including analog/digital (A/D) converters, microprocessors, oscillators, FPGA and computational techniques for digital signal processing. The forms of implementation in both hardware and software for this electronic unit are presented in order to meet the functional requirements specified and the standards of the Instituto Nacional de Metrología (INMETRO) and equivalent international standards for metrological applications.

The validation is based on comparative tests of the phasors at the fundamental frequency of the obtained signals, analyzing the amplitude (for ratio error calculation) and phase (for phase error calculation) between optical and conventional transformers, the last one can be reference or not.

Keywords: Optical Transformer, Synchrophasor, IEC 61850, Calibration, Instrument Transformer, Optical Interferometry, Digital Signal Processing, Metrology.

Lista de ilustrações

Figura 1	Subestação de energia eléctrica com TI's em operação	23
Figura 2	Esquema de ligação de TP's e TC's em uma subestação	24
Figura 3	Esquema de um TP indutivo	27
Figura 4	Circuito equivalente de um TP indutivo	27
Figura 5	Diagrama fasorial de um TP	29
Figura 6	Esquema de um TC indutivo (tipo barra - <i>hair pin</i>)	32
Figura 7	Circuito demonstrativo de um TC	33
Figura 8	Diagrama fasorial de um TC	34
Figura 9	Gráfico de perdas nos condutores de ligação do TC	37
Figura 10	Curva de magnetização	38
Figura 11	Curva de corrente de magnetização	39
Figura 12	Comparativo entre TP e TPO	41
Figura 13	Polarização em um cristal eletro-óptico de <i>Pockels</i>	42
Figura 14	Efeito eletro-óptico linear induzido por aplicação de tensão (Efeito <i>Pockels</i>)	43
Figura 15	Efeito Magneto-Óptico (Efeito <i>Faraday</i>)	44
Figura 16	Esquema de um TPO	46
Figura 17	Diagrama de blocos do TPO	46
Figura 18	Esquema de um TCO	50
Figura 19	Diagrama em blocos de TCO clássico	50
Figura 20	Representação de fasores	54
Figura 21	Sinais contínuos e amostrados	56
Figura 22	Paralelogramos de exatidão do TP - classe 0,3/classe 0,6/classe 1,2	58
Figura 23	Curva de ensaio de exatidão do TP - classe 0,3	59
Figura 24	Paralelogramos de exatidão do TC - classe 0,3	62
Figura 25	Paralelogramos de exatidão do TC - classe 0,6	62
Figura 26	Paralelogramos de exatidão do TC - classe 1,2	63

Figura 27	Medição de corrente em uma subestação de distribuição de 34,5kV . . .	66
Figura 28	Medição de tensão em uma subestação de distribuição de 34,5kV	67
Figura 29	Interpolação linear baseado nas duas últimas amostras consecutivas . .	71
Figura 30	Técnica de estimativa de TDF por janela deslizante	74
Figura 31	Algoritmo de cálculo de MSDFT	75
Figura 32	Análise espectral por STFT	76
Figura 33	Espectrograma por STFT	77
Figura 34	Diagrama de blocos da unidade eletrônica	78
Figura 35	Unidade de entrada de sinais ópticos e analógicos	81
Figura 36	Método dos vales e picos - sem modulação da rede elétrica aplicada . .	82
Figura 37	Método dos vales e picos - com modulação da rede elétrica aplicada - valor mínimo	83
Figura 38	Método dos vales e picos - com modulação da rede elétrica aplicada - valor máximo	84
Figura 39	Função de <i>Bessel</i> de primeira espécie	85
Figura 40	Sinal interferométrico no domínio do tempo	85
Figura 41	Sinal interferométrico no domínio do tempo (ampliado)	86
Figura 42	Diagrama de blocos da unidade de demodulação óptica	87
Figura 43	Diagrama de blocos da filtragem de sinais analógicos	89
Figura 44	Diagrama de blocos do conversor A/D <i>N bits</i> tipo SAR	90
Figura 45	Diagrama de blocos da unidade conversora A/D	91
Figura 46	Fluxograma de <i>software</i> do microcontrolador	94
Figura 47	Unidade eletrônica desenvolvida na dissertação	95
Figura 48	Interface de programação de microcontroladores	97
Figura 49	Interface de programação de dispositivos de síntese digital	98
Figura 50	Interface homem-máquina para tratamento de dados	99
Figura 51	Osciloscópio digital compatível com IEC 61850	101
Figura 52	Etapa de descarga e amostragem do valor de pico	103
Figura 53	Etapa de amostragem do valor de vale	104
Figura 54	Sinais do TPO e TI sem filtragem	106
Figura 55	Sinais do TPO e TI com filtragem	107
Figura 56	<i>Setup</i> experimental de integração e aferição do TCO	108
Figura 57	Arranjo experimental de determinação do ganho do TCO	109
Figura 58	Aferição da unidade de entradas ópticas e analógicas da unidade ele- trônica de corrente	111
Figura 59	Testes de calibração com unidade eletrônica de medição de corrente . .	112
Figura 60	<i>Setup</i> experimental dos testes com unidade eletrônica de medição de tensão	113

Figura 61	Determinação experimental do ganho do TPO	114
Figura 62	Aferição da unidade de entradas ópticas e analógicas da unidade eletrônica de corrente	116
Figura 63	Arranjo experimental para testes de calibração do TP e TPO	117
Figura 64	Oscilografia de calibração de TP com carga 35VA	119
Figura 65	Oscilografia de calibração de TP com carga 75VA	119
Figura 66	Avaliação da análise espectral dos métodos PDS utilizados	121
Figura 67	Onda transversal eletromagnética	137
Figura 68	Modulação óptica	139
Figura 69	Elipsóide de índices	142
Figura 70	Biaxial positivo	144
Figura 71	Biaxial negativo	144
Figura 72	Elipsoide para encontrar os índices de refração e polarização dos modos normal para uma determinada direção de propagação	145
Figura 73	Diagrama de blocos da estimativa de frequência	149
Figura 74	Sinal amostrado - entrada do bloco B	150
Figura 75	Sinal amostrado - saída do bloco B	150
Figura 76	Resposta em frequência - bloco L	151
Figura 77	Sinal de saída do bloco L	151
Figura 78	Sinal de saída do bloco A	152
Figura 79	Sinal dos transformadores REF e DUT	154
Figura 80	Senoide proporcional à defasagem entre a referência e o corpo de prova	155
Figura 81	Autorização de Paolo Romano	158
Figura 82	Certificado de Calibração	160

Lista de tabelas

Tabela 1	Cargas típicas das bobinas dos instrumentos de medição e proteção ligados ao TP	25
Tabela 2	Tensões primárias nominais e relações nominais	30
Tabela 3	Características elétricas das cargas nominais do TP	30
Tabela 4	Correntes primárias e relações nominais	35
Tabela 5	Correntes nominais e relações nominais duplas para ligação série/paralela	35
Tabela 6	Cargas nominais para TC's (60Hz/5A)	36
Tabela 7	Cargas dos principais instrumentos ligados aos TC's	37
Tabela 8	Ordem de grandeza da constante de proporcionalidade K	38
Tabela 9	Tensões secundárias dos TC's	40
Tabela 10	Características elétricas do TC - TC REF	108
Tabela 11	Determinação experimental do ganho do TCO	110
Tabela 12	Curva de calibração da unidade de medição de corrente	111
Tabela 13	Testes de calibração do TC TESTE em relação ao TC REF(REFA) e o TCO(EO)	112
Tabela 14	Determinação experimental do ganho do TPO	115
Tabela 15	Curva de calibração da unidade de medição de tensão	116
Tabela 16	Calibração do TP TESTE utilizando como REF o TP REF	118
Tabela 17	Calibração do TP TESTE utilizando como REF o TPO	118
Tabela 18	Análise espectral da entrada analógica REFA	121
Tabela 19	Análise espectral da entrada analógica REFB	122
Tabela 20	Análise espectral da entrada óptica EO	122
Tabela 21	Índice de refração de cristais uniaxiais positivos típicos	143
Tabela 22	Índice de refração de cristais uniaxiais negativos típicos	143
Tabela 23	Índice de refração de cristais biaxiais típicos	145
Tabela 24	Fator de rotação óptica	148

Lista de siglas

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas

A/D analógico/digital

AT alta tensão

AC corrente alternada

ASIC *Application Specified Integrated Circuit*

BT baixa tensão

CMOS *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*

CEPEL Centro de Pesquisa de Energia Elétrica

DC corrente contínua

D/A digital-analógico

e.o. eixo óptico

EP estado de polarização

E/S entrada/saída

f.e.m. força eletromotriz

FPGA *Field Programmable Gate Array*

FCR_p fator de correção de relação percentual

FCT_p fator de correção de transformação percentual

FIR *Finite Impulse Response*

FCR fator de correção de relação

FCRr fator de correção de relação real

HEA *High Energy Level*

INMETRO Instituto Nacional de Metrologia

IpDFT *Interpolated Discrete Fourier Transform*

IEE Instituto de Energia e Meio Ambiente

IHM interface homem- máquina

LiNbO₃ niobato de titio

LEA *Low-Energy Level*

LSO Laboratório de Sensores Ópticos

MSDFT *Modulated Sliding Discrete Fourier Transform*

ONS Operador Nacional do Sistema

PIB produto interno bruto

PDS processamento digital de sinais

ppm parte por milhão

PM polarização mantida

PI proporcional-integral

PEA Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas

RMS *Root Mean Square*

RTPn relação de transformação de potencial nominal

RTPr relação de transformação de potencial real

REF dispositivo referência

SEP sistema elétrico de potência

SLD *Super Luminescent Diode*

SIN sistema interligado nacional

STFT *Short Time Fourier Transform*

SDFT *Sliding Discrete Fourier Transform*

S/H *Sample-and-Hold*

SAR *Successive Approximation Rate*

TO transformadores ópticos

TC transformador de corrente

TI transformadores de instrumentos

TP transformador de potencial

TPO transformador de potencial óptico

TCO transformador de corrente óptico

TDF transformada discreta de *Fourier*

UAT ultra alta tensão

UDP *User Datagram Protocol*

VHDL *VHSIC Hardware Description Language*

Sumário

1	Introdução	19
1.1	Sobre a escolha do tema	19
1.2	Objetivos e justificativas do projeto proposto	20
1.2.1	Objetivos	20
1.2.2	Justificativas	21
1.3	Apresentação da dissertação e suas peculiaridades	22
2	Transformadores de instrumentos	23
2.1	Transformador de instrumentos convencional	25
2.1.1	Transformador de potencial	25
2.1.2	Transformador de corrente	31
2.2	Transformador óptico	40
2.2.1	Efeito <i>Pockels</i>	41
2.2.2	Efeito <i>Faraday</i>	43
2.2.3	Transformador de potencial óptico	45
2.2.4	Transformador de corrente óptico	48
3	Metrologia aplicada em transformadores de instrumentos	52
3.1	Introdução aos Fasores	53
3.2	Método Clássico de Cálculo da transformada discreta de <i>Fourier</i>	54
3.3	Metrologia dos transformadores de potencial	57
3.3.1	Caracterização do transformador de potencial	57
3.3.2	Transformadores de potencial para serviços de medição e faturamento	59
3.4	Metrologia dos transformadores de corrente	60
3.4.1	Caracterização dos transformadores de corrente	60
4	Aplicações <i>in situ</i>	64

4.1	Influência das condições dinâmicas do sistema elétrico de potência na medição de fasores	66
4.2	Estimativa fasorial sob condições dinâmicas	70
4.2.1	Estimativa de fasores com transformada discreta de <i>Fourier</i> interpolada	70
4.2.2	Estimativa fasorial da transformada discreta de <i>Fourier</i> por janela modulada deslizante	72
4.2.3	Estimativa fasorial da transformada de <i>Fourier</i> de tempo curto	76
5	Metodologia de desenvolvimento	78
5.1	Entrada de sinais ópticos e analógicos	79
5.2	Unidade de demodulação de sinais ópticos	81
5.3	Unidade de filtragem de sinais analógicos	89
5.4	Unidade de conversão A/D	90
5.5	Unidade central de processamento	91
5.6	Unidade eletrônica desenvolvida	95
5.7	Ferramentas auxiliares de desenvolvimento e depuração	95
5.7.1	Ferramentas de desenvolvimento	96
5.7.2	Ferramentas de depuração	98
6	Testes, Ensaios e Resultados	102
6.1	Testes funcionais do demodulador óptico	102
6.1.1	Ajuste do detector de pico	103
6.1.2	Ajuste do detector de vale	104
6.1.3	Ajuste de filtragem digital do sinal eletro-óptico	106
6.2	Testes de integração e aferição da unidade de medição de corrente	107
6.2.1	Aferição da unidade de entradas analógicas e óptica da unidade eletrônica de corrente	108
6.3	Testes de calibração de transformadores de corrente ópticos e indutivos em laboratório	112
6.4	Testes de integração e aferição da unidade de medição de tensão	113
6.4.1	Aferição da unidade de entradas ópticas e analógicas da unidade eletrônica de tensão	114
6.5	Testes de calibração de transformadores de potencial ópticos e indutivos	117
6.6	Estudos sobre a análise espectral dos métodos de processamento digital de sinais implementados	119
6.7	Considerações finais sobre os ensaios e testes	122
6.7.1	Testes <i>in situ</i>	122
7	Conclusão	123

Referências	126
Apêndices	130
APÊNDICE A Conceitos básicos de sensores ópticos	131
A.1 Teoria eletromagnética da luz	131
A.2 Propagação da luz em meios anisotrópicos	139
A.2.1 CASO 1: n_x, n_y iguais e n_z distinto	142
A.2.2 CASO 2: n_x, n_y e n_z distintos	143
A.3 Propagação da Luz em Cristais Uniaxiais	145
A.4 Fenômeno eletro-óptico	146
A.5 Atividade Óptica	148
APÊNDICE B Algoritmo de estimativa de frequência	149
B.1 Descrição do método	149
B.2 Bloco B	150
B.3 Bloco L	151
B.4 Bloco A	152
B.5 Blocos de cálculo	152
APÊNDICE C Cálculo de defasagem entre TI's	153
C.1 Considerações	153
C.2 Descrição do algoritmo	153
Anexos	156
ANEXO A Autorização de Uso de Propriedade Intelectual	157
ANEXO B Certificado de Calibração do transformador de potencial - referência	159

Introdução

NESTE CAPÍTULO INTRODUTÓRIO abordam-se razões pessoais e justificativas para a escolha do tema desta dissertação, bem como um breve descritivo a respeito dos capítulos que a compõe.

Todo este trabalho foi desenvolvido em L^AT_EX com suas ilustrações realizadas com o pacote TikZ. A interface de pós-processamento foi desenvolvida em MATLAB. Todos estes códigos foram criados pelo próprio autor e são de uso livre, desde que citados de forma apropriada. Para solicitá-los, entre em contato com o autor através do e-mail: snjunior@usp.br.

1.1 Sobre a escolha do tema

Geralmente quando ingressamos num programa de *stricto sensu* temos sempre o desejo de participar de um projeto de grandes desafios e que possa, principalmente, iniciar uma nova etapa de pesquisas, para um posterior doutorado ou carreira acadêmica.

No meu caso, este anseio não foi diferente, e para minha grata surpresa, a natureza multidisciplinar deste projeto permitiu não somente que conseguisse atender a essas ambições, como também permitiu que fosse desenvolvida uma nova linha de pesquisa com sensores interferométricos, as aplicações metrológicas *in situ*.

Durante a execução deste trabalho foram estudados e aprendidos aspectos associados a diversos ramos tecnológicos, a saber:

- ❑ Fotônica.
- ❑ Metrologia aplicada ao sistema elétrico de potência.
- ❑ Sistemas embarcados.
- ❑ Processamento digital de sinais.
- ❑ Automação elétrica.

- Síntese digital de alto nível.
- Eletrônica analógica e digital.
- Sensores ópticos.

Por meio desta ampla gama de conhecimentos, este projeto permitiu trabalhar com a natureza ondulatória da luz como poucas vezes pode ser efetuado na prática, além de desbravar as diversas potencialidades de sistemas embarcados associados com síntese digital.

Além disso, o processamento dos sinais eletro-ópticos exige sistemas e métodos com alta exatidão, estabilidade, imunidade e pureza espectral ímpares (por vezes superior a 80 dB). Isso demandou o domínio e o conhecimento de componentes e procedimentos de alta tecnologia, e que garantiram um aprendizado rico e entusiasmante, muito além da expectativa inicial.

1.2 Objetivos e justificativas do projeto proposto

1.2.1 Objetivos

O objetivo geral é desenvolver uma unidade microprocessada eletrônica para análise e processamento do sinal de potência óptica modulada e/ou demodulada proveniente de transformadores ópticos (TO) e de sinais analógicos vindos de transformadores de instrumentos (TI), utilizando para isto microcontroladores de alto desempenho e lógica programável tipo *Field Programmable Gate Array* (FPGA).

Esta unidade eletrônica, em conjunto com os TO's, integram um sistema de medição *in situ*. O desenvolvimento dos TO's não faz parte do escopo desta dissertação e são considerados como dispositivos a serem aferidos, calibrados ou de referência.

Todo o sistema deve possuir exatidão igual ou superior que os atuais, onde consideram-se valores aceitáveis da incerteza ou erro de calibração igual ou melhor que $\pm 0,1\%$, para que o mesmo possa ser considerado como um instrumento de referência de acordo com as normas do Instituto Nacional de Metrologia (INMETRO) e, portanto, aptos à calibração de outros TI's.

Os objetivos mais específicos são:

- Desenvolver hardware e software para condicionar, filtrar, demodular e digitalizar as informações provenientes de dispositivos ópticos e convencionais, permitindo a construção de oscilografia e o cálculo de medições instantâneas e eficazes das grandezas medidas com exatidão superior às normatizadas atualmente.
- Criar uma lógica digital sintetizável em FPGA, capaz de processar automaticamente o sinal eletro-óptico (efeito *Pockels*) e magnetoóptico (efeito *Faraday*). Fu-

turamente, esta implementação poderá integrar um *Application Specified Integrated Circuit* (ASIC).

- ❑ Integrar placas eletrônicas para o processamento digital de sinais eletro-ópticos (modularidade)
- ❑ Empregar o protocolo IEC 61850 *Sampled Values* viabilizando o envio de informações para um barramento de processo elétrico.
- ❑ Implementar algoritmos computacionais de cálculo de erros de relação de transformação e desvio de fase, de forma a atingir a exatidão necessária esperada deste sistema.

No desenvolvimento desses objetivos, as seguintes premissas foram consideradas:

- ❑ Possibilidade de uso de padrões de comunicação conhecidos e padronizados, o qual será um importante facilitador na integração ou incorporação do sistema objeto desta dissertação a outros existentes.
- ❑ Uso de microprocessadores rápidos e com recursos avançados de processamento, de forma a garantir flexibilidade, agilidade em manutenções e atualizações de *firmware* no sistema.
- ❑ Aplicação de algoritmos avançados, tais como o método dos vales e picos, cuja confiabilidade e exatidão o consagrou como padrão nas áreas e sistemas inerciais e navegação para a indústria aeroespacial.

1.2.2 Justificativas

O desenvolvimento de uma nação é suportado pelas fontes de energia que o mesmo dispõe.

Dentre as varias formas de energia, a eletricidade tem uma posição destacada, independente de sua fonte geradora. Atualmente em países como Brasil e China, a eletricidade proveniente de usinas hidroelétricas possui a maior participação nesse desenvolvimento, sendo responsável, entre outros assuntos, por sustentar seu crescimento industrial.

Contudo, as fontes geradoras se localizam distantes dos centros consumidores, o que torna os custos de transmissão e aspectos técnicos relativos a perdas grandes problemas da engenharia.

Para contornar este problema, tem-se aumentado a tensão de transmissão e hoje temos um novo patamar, o nível ultra alta tensão (UAT) caracterizada por tensões em corrente alternada (AC) acima de 750kV, segundo o Centro de Pesquisa de Energia Elétrica (CEPEL).

Isto tem promovido a pesquisa de equipamentos e materiais aptos a operar nesta nova realidade e os TO's podem suprir esta lacuna nos serviços de medição e proteção.

Entretanto, para dispor de qualquer TO em uma aplicação em sistemas elétricos de potência, além dos elementos transdutores ópticos, há a necessidade de uma unidade eletrônica de condicionamento e medição, objetivo principal dessa dissertação, capaz de interpretar os sinais, para prover as informações de tensão ou corrente, em alto nível, de forma digital, em valores de engenharia, para os demais componentes das subestações.

1.3 Apresentação da dissertação e suas peculiaridades

Esta dissertação divide-se em 6 capítulos (incluindo este). Todo o detalhamento secundário, isto é, tudo aquilo necessário ao desenvolvimento mas que não é de interesse direto encontram-se nos apêndices.

No capítulo 2 são abordados os princípios básicos e construtivos dos TI's sob o ponto de vista das suas aplicações práticas. Serão também fornecidos conceitos fundamentais dos TO's, acompanhados por uma revisão bibliográfica sucinta a respeito do estágio atual de desenvolvimento em que eles se encontram.

No capítulo 3 são tratados os pontos de interesse metrológicos, indo desde sua definição, importância nas sociedades modernas, até seus métodos de aplicação em sistema elétrico de potência (SEP), detalhando o cálculo fasorial e seu principal método de cálculo.

No capítulo 4 é fornecido um embasamento sobre aplicações *in situ* onde aspectos da natureza dinâmica dos SEP são abordados, assim como as técnicas de processamento digital de sinais (PDS) que se modificaram de forma a atender as exigências desta nova realidade. As técnicas utilizadas nesta dissertação serão também detalhadas neste capítulo.

No capítulo 5 é tratada a metodologia de desenvolvimento da unidade microprocessada, a qual será tratada e detalhada em blocos funcionais. As técnicas de demodulação óptica, o método dos vales e pico, também são abordados aqui.

Por fim no capítulo 6 são mostrados os resultados obtidos e ajustes necessários ao funcionamento do sistema, terminando com as conclusões, perspectivas e propostas a novos trabalhos.

No apêndice é fornecida uma introdução teórica básica sobre sensores interferométricos que, por ser um tema não trivial e pouco explorado na graduação em engenharia elétrica, visa prover um conhecimento satisfatório para a compreensão dos fenômenos envolvidos e do funcionamento dos TO's. São detalhados também alguns algoritmos importantes para o cálculo de frequência e defasagem relativa entre dois instrumentos submetidos à mesma entrada.

Transformadores de instrumentos

OS TI's são dispositivos que transformam elevadas tensões e correntes para níveis adequados ao funcionamento dos dispositivos de medição e proteção de sistemas elétricos, sua aplicação em um subestação de energia elétrica encontra-se ilustrada na figura (1).

Figura 1 – Subestação de energia elétrica com TI's em operação



Fonte - <https://i.ytimg.com/vi/wkLv3XGs7Rk/maxresdefault.jpg>

Se a grandeza elétrica a ser transformada for uma tensão, o dispositivo é denominado transformador de potencial (TP). Caso seja uma corrente elétrica o dispositivo será o transformador de corrente (TC).

De acordo com MAMEDE (2013), os TP's e TC's devem fornecer, respectivamente, tensão ou corrente aos instrumentos conectados em seus enrolamentos secundários de forma a atender as seguintes prescrições:

- ❑ O circuito secundário deve ser galvanicamente separado e isolado do primário a fim de proporcionar segurança aos operadores dos instrumentos a eles ligados.

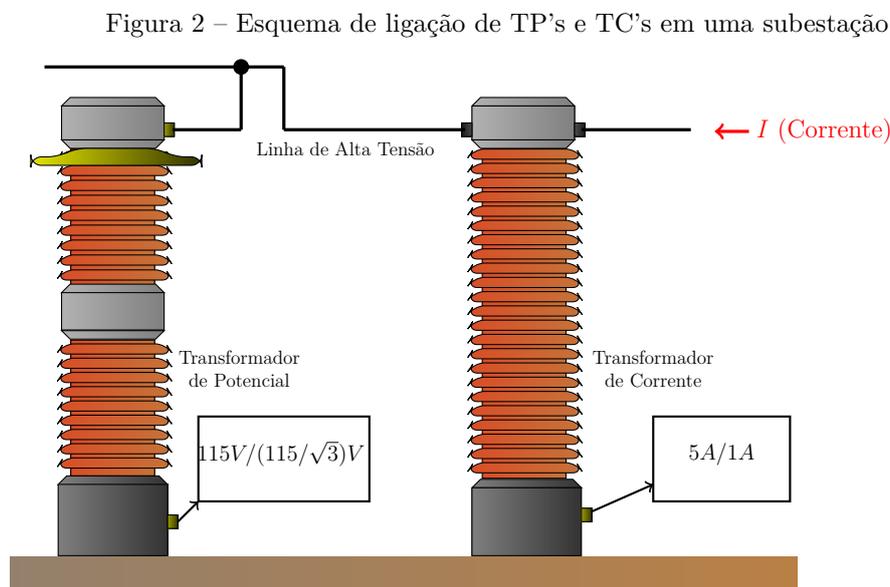
- A medida da grandeza elétrica deve ser adequada aos instrumentos que serão utilizados.

Na figura (2) observa-se uma instalação padrão utilizada em subestações de distribuição, onde a linha de alta tensão (AT) é conectada em série aos terminais primários do TC, constituindo desta forma seu enrolamento primário. Em seguida se conecta aos terminais primários do TP, cujo esquema de conexão dependerá do grupo de ligação previsto, conforme ABNT (2009a). Tais grupos serão detalhados neste capítulo pois tem grande importância na aplicabilidade do sistema desenvolvido nesta dissertação.

Analogamente às medições realizadas com multímetros, um TI (seja ele de corrente ou tensão) não deve inserir erros que possam comprometer as medidas executadas, sejam elas com propósitos de medição ou de proteção. A única diferença nestes casos deveria ser apenas um fator de escala.

Sendo assim é necessário estabelecer critérios de calibração destes equipamentos, os quais são atualmente regidos por normas da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) e permitem quantificar a exatidão das medidas efetuadas pelos TI's.

Esta necessidade foi um dos principais motivadores para o desenvolvimento deste trabalho, aliando-se ainda a possibilidade de se executar estas calibrações *in situ*, algo inovador e de vanguarda tecnológica que têm despertado grande interesse nas concessionárias de distribuição de energia, e explicado adiante no texto.



Fonte: Autor

Na figura (2) ainda, dos dados de chapa (especificações técnicas) mais importante do TP e do TC, destacam-se as relações de transformação de tensão e corrente, respectivamente.

2.1 Transformador de instrumentos convencional

Os TI's dito convencionais serão considerados neste trabalho como sendo todos os dispositivos em que o processo de transformação de tensão e/ou corrente elétrica utiliza a Lei da Indução Eletromagnética de *Faraday-Lenz-Neumann*. Nesta categoria encontram-se inseridos os transformadores indutivos.

A seguir serão abordados os tópicos essenciais, tais como princípio de funcionamento, características elétricas, valores nominais e serviços pertinentes aos TP's e TC's.

2.1.1 Transformador de potencial

Um TP ideal é um transformador onde, a partir de uma carga conectada aos terminais secundários, é possível observar nesta uma tensão idêntica em forma, porém alterada em escala de acordo com a relação de transformação, e em exata oposição de fase em relação à tensão primária (JENKINS, 1967).

Eles são utilizados para suprir cargas de alta impedância. A tabela (1) ilustra valores típicos das potências demandadas por instrumentos conectados a um TP.

Tabela 1 – Cargas típicas das bobinas dos instrumentos de medição e proteção ligados ao TP

Instrumentos	Potência Ativa (W)	Potência Reativa (VAr)	Potência Aparente (VA)
Medidor kWh	2,0	7,9	8,1
Medidor kVAr	3,0	7,7	8,2
Wattímetro	4,0	0,9	4,1
Autotransformador de Defasamento	3,0	13,0	13,3
Voltímetro	7,0	0,9	7,0
Frequencímetro	5,0	3,0	5,8
Fasímetro	5,0	3,0	5,8
Sincronoscópio	6,0	3,0	6,7
Cossifímetro	-	-	12,0
Registrador de Frequência	-	-	12,0
Emissor de Pulso	-	-	10,0
Totalizadores	-	-	2,0

Fonte : MAMEDE (2013)

2.1.1.1 Características construtivas

Essencialmente um TP possui um enrolamento primário com muitas espiras e um secundário no qual se obtêm uma saída padronizada em 115V ou $115/\sqrt{3}V$ ou ambas (neste caso, obtidas por derivação). Em geral são instalados juntos aos TC's conforme ilustrado na figura (2).

Os TP's são construídos de acordo com o grupo de ligação a qual pertencem, a saber são eles:

1. **Grupo 1:** São destinados para ligação entre fases e basicamente são utilizados nos sistemas até 34,5 kV e devem suportar continuamente até 10% de sobrecarga.

2. **Grupo 2:** São destinados para ligação entre fase e neutro de sistemas diretamente aterrados, ou seja, aqueles onde se verifica a seguinte relação expressa em (1):

$$\frac{R_0}{X_1} \leq 1 \quad (1)$$

onde:

- R_0 é a resistência de sequência zero do sistema
- X_1 é a reatância de sequência positiva do sistema.

3. **Grupo 3:** São destinados para ligações entre fase e neutro de sistemas onde não há garantia de eficácia de aterramento.

Os equipamentos do grupo 1 apresentam na parte superior dois isoladores de porcelana vitrificadas, enquanto os do grupo 2 e 3 apenas um isolador cada.

Na parte inferior encontram-se os terminais do enrolamento secundário e o terminal de aterramento (do tipo parafuso de aperto). O tanque dentro do qual serão inseridos o núcleo, juntamente com os enrolamentos, são construídos de chapa de ferro pintada ou galvanizada a fogo.

Os transformadores do grupo 1 são os únicos que não podem ser conectados ao sistema desenvolvido nesta dissertação.

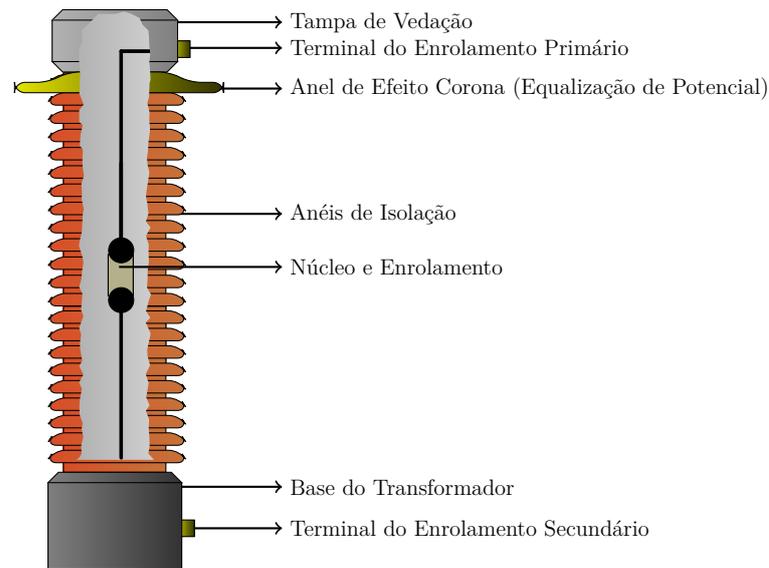
Os TP's podem ser de dois tipos básicos : indutivo e capacitivo. Por questões econômicas e logísticas, os do tipo indutivo são utilizados até a classe de 138kV (D'AJUZ, 1985).

Este limite se deve ao fato de que durante a fabricação de um TP, para manter a densidade de fluxo magnético no máximo valor possível (o aço silício comumente utilizado para fabricação do núcleo de transformadores apresenta valor de fluxo magnético máximo da ordem de $1,6 \text{Wb}/\text{m}^2$) com o aumento da tensão de trabalho, é necessário aumentar o numero de espiras, tornando necessária a redução do diâmetro dos condutores utilizados, bem como o aumento da espessura de isolamento. Isto propicia o rompimento destes condutores com mais frequência durante o processo de enrolamento, o que acaba por comprometer o processo de fabricação, e elevando os custos de produção (MAMEDE, 2013).

Os TP's capacitivos não são detalhados nesta dissertação, uma vez que são aplicados a SEP com tensões superiores a 138kV, muito mais elevada que aquela especificada para operação com a unidade de medição abordada nesse trabalho (até 69kV).

A figura (3) mostra um esquema clássico de um TP indutivo com seus principais componentes.

Figura 3 – Esquema de um TP indutivo

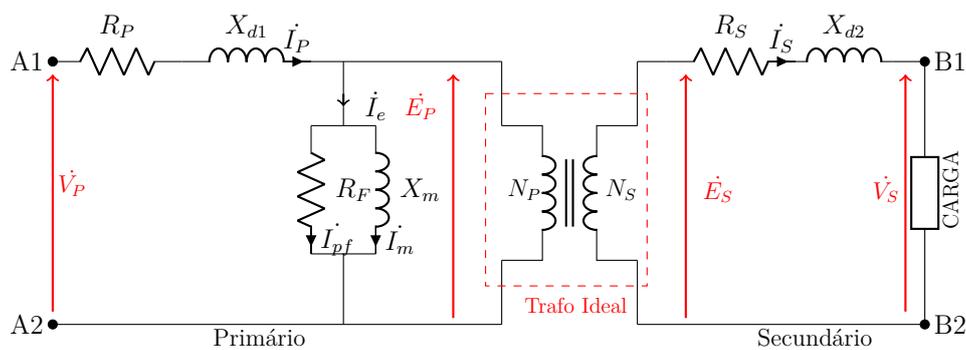


Fonte: Autor

2.1.1.2 Princípio de funcionamento

Considere o seguinte circuito equivalente simplificado de um TP, de acordo com a figura (4), onde encontra-se uma carga acoplada ao secundário e uma tensão alternada aplicada ao primário e em regime permanente senoidal.

Figura 4 – Circuito equivalente de um TP indutivo



LEGENDAS

R_P : Resistência do enrolamento primário	N_S : Número de espiras do secundário
R_S : Resistência do enrolamento secundário	I_P : Fasor da corrente no primário
X_{d1} : Reatância de dispersão do primário	I_S : Fasor da corrente no secundário
X_{d2} : Reatância de dispersão do secundário	I_e : Fasor da corrente de excitação
\dot{V}_P : Fasor da tensão aplicada ao primário	I_{pf} : Fasor da corrente de perdas no ferro
\dot{V}_S : Fasor da tensão do secundário aplicada a carga	I_m : Fasor da corrente de magnetização
\dot{E}_P : Fasor da força eletromotriz (f.e.m.) induzida no primário	I_P : Fasor da corrente no primário
\dot{E}_S : Fasor da f.e.m. induzida no secundário	X_m : Reatância de magnetização
N_P : Número de espiras do primário	R_F : Resistência de perdas no ferro

Fonte: JORDÃO (2002)

A carga representa um instrumento de medição, proteção ou controle, como aqueles citados à tabela (1), e que pode ser considerada como de impedância constante.

Nota-se que o fasor da tensão \dot{V}_P aplicada nos terminais do primário resultará em uma dada corrente circulante \dot{I}_P . Essa corrente é composta por duas parcelas, uma devida à excitação do núcleo do transformador \dot{I}_e e outra devida à carga total que está conectada ao secundário do transformador ideal, refletida para o primário através da relação de transformação $N_s : N_p$.

É importante frisar que nesse processo nem toda a corrente primária \dot{I}_P é responsável por produzir a corrente secundária \dot{I}_S . Apesar de em muitos casos poder ser desprezada, a parcela de corrente drenada para a excitação \dot{I}_e pode se tornar considerável, com parte dela sendo oriunda da potência reativa necessária para a magnetização do núcleo \dot{I}_m , e a parte \dot{I}_{pf} oriunda de perdas ativas nesse processo, por exemplo, devido à magnetostricção e às perdas no ciclo de histerese dos materiais ferromagnéticos envolvidos. Assim, a parcela transformada ao secundário \dot{I}_S é menor. Esse efeito pode se tornar expressivo principalmente em condições não senoidais de alimentação.

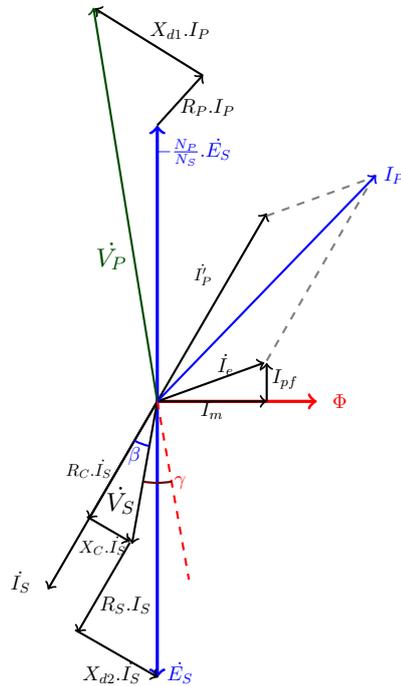
Ainda, deve-se lembrar que as tensões no primário \dot{V}_P , aquela que efetivamente chega ao transformador ideal \dot{E}_P , e posteriormente, a tensão final nos terminais da carga \dot{V}_S , dependem de todas essas correntes citadas. Isso se dá pelas quedas de tensão produzidas nos enrolamentos primário ($\dot{I}_P \cdot (R_P + j.X_{d1})$) e secundário ($\dot{I}_S \cdot (R_S + j.X_{d2})$) do TP. Em ambos os casos, a tensão cai por conta da resistência ôhmica dos enrolamentos (R_P e R_S) e por conta da reatância de dispersão magnética (X_{d1} e X_{d2}), que modela a quantidade de fluxo magnético que escapa e que não está confinada no núcleo do transformador.

Outros detalhes desse equacionamento, podem ser vistos em JORDÃO (2002) e FALCONE (2006).

Todos esse efeitos, quando modelados, indicam que um equipamento colocado sob o ponto de vista da carga, experimenta uma tensão elétrica (em módulo e fase, em regime permanente senoidal) que não depende apenas da relação de transformação do equipamento. Isso pode ser visto com mais detalhes no diagrama de fasores da Fig. (5).

Como a relação de transformação efetiva de um TP é a razão entre \dot{V}_P e \dot{V}_S , o equipamento pode experimentar um desvio nessa relação, por exemplo, caso a impedância de carga seja muito baixa, resultando em elevadas correntes primárias, secundárias e elevadas quedas de tensão interna, ou caso seu circuito magnético esteja operando fora das suas condições nominais, por exemplo, quando excitado com tensões não senoidais, com componentes harmônicas capazes de saturar ou alterar as propriedades magnéticas de seu núcleo. Todos os erros de medição dos TP's (erros de medição em amplitude e em fase), que caracterizam o grau de exatidão de suas medidas, estão relacionados aos efeitos mencionados.

Figura 5 – Diagrama fasorial de um TP



LEGENDAS

- Φ : Fluxo Magnético
- γ : Defasagem entre tensão Primária e Secundária
- R_C : Resistência de carga
- X_C : Reatância de Carga
- R_P : Resistência Ôhmica Primária
- R_S : Resistência Ôhmica Secundária
- X_{d1} : Fluxo de Dispersão no Primário
- X_{d2} : Fluxo de Dispersão no Secundário
- β : Fator de Potência da Carga
- I_m : Corrente de Magnetização
- I_{pf} : Corrente de Perdas no Ferro
- I_e : Corrente de Excitação
- \dot{V}_P : Tensão Primária
- \dot{V}_S : Tensão Secundária
- \dot{E}_S : f.e.m. Induzida no Secundário

Fonte: JENKINS (1967)

2.1.1.3 Tensões nominais

De acordo com ABNT (2009a), os TP devem ser capazes de suportar sobretensões primárias de até 10% acima do valor nominal, sem que haja prejuízo algum. Os equipamentos do grupo 1 possuem tensão secundária padronizada em 115V dos grupos 2 e 3 em $115/\sqrt{3}$ V.

A convenção para nomenclatura das relações nominais adotadas pela ABNT (2009a) está descrita a seguir:

- ❑ Sinal ":" → Expressar relações de enrolamentos diferentes
- ❑ Sinal "-" → Separar relações nominais e tensões primárias de enrolamentos diferentes.
- ❑ Sinal "X" → Separar tensões nominais primárias e relações nominais de enrolamentos a serem ligados em série ou paralelo
- ❑ Sinal "/" → Separar tensões nominais primárias e relações nominais obtidas por meio de derivações (primário e secundário)

A tabela (2) detalha as tensões e relações nominais a que são submetidos o TP.

Tabela 2 – Tensões primárias nominais e relações nominais

GRUPO 1		GRUPO 2 E 3		
Tensão Primária Nominal (V)	Relação Nominal	Tensão Primária Nominal (V)	Tensão Secundária de 115/ $\sqrt{3}$ V	Tensão Secundária de aproximadamente 115V
115	1:1	-	-	-
230	2:1	230/ $\sqrt{3}$	2:1	1,2:1
402,5	3,5:1	402,5/ $\sqrt{3}$	3,5:1	2:1
460	4:1	460/ $\sqrt{3}$	4:1	2,4:1
575	5:1	575/ $\sqrt{3}$	5:1	3:1
2300	20:1	2300/ $\sqrt{3}$	20:1	12:1
3475	30:1	3475/ $\sqrt{3}$	30:1	17,5:1
4025	35:1	4025/ $\sqrt{3}$	35:1	20:1
4600	40:1	4600/ $\sqrt{3}$	40:1	24:1
6900	60:1	6900/ $\sqrt{3}$	60:1	35:1
8050	70:1	8050/ $\sqrt{3}$	70:1	40:1
11500	100:1	11500/ $\sqrt{3}$	100:1	60:1
13800	120:1	13800/ $\sqrt{3}$	120:1	70:1
23000	200:1	23000/ $\sqrt{3}$	200:1	120:1
34500	300:1	34500/ $\sqrt{3}$	300:1	175:1
44000	400:1	44000/ $\sqrt{3}$	400:1	240:1
69000	600:1	69000/ $\sqrt{3}$	600:1	350:1
-	-	88000/ $\sqrt{3}$	800:1	480:1
-	-	115000/ $\sqrt{3}$	1000:1	600:1
-	-	138000/ $\sqrt{3}$	1200:1	700:1
-	-	161000/ $\sqrt{3}$	1400:1	800:1
-	-	196000/ $\sqrt{3}$	1700:1	980:1
-	-	230000/ $\sqrt{3}$	2000:1	1200:1

Fonte : MAMEDE (2013)

2.1.1.4 Carga nominal

Considera-se carga nominal de um TP a soma de todas as cargas (aparelhos, condutores, etc...) conectados ao seu secundário, as quais devem estar compatíveis com o valor nominal deste equipamento (ABNT, 2009a).

Como são acoplados a cargas de baixa potência e alta impedância (conforme tabela (1)), a corrente é usualmente muito pequena, de onde se conclui que estes equipamentos operam praticamente a vazio. Contudo nos casos em que se observam grandes distâncias entre a carga e o transformador estas perdas devem ser consideradas.

Outro ponto importante é que no cálculos do fator de correção e ângulo de defasagem, pelo menos a reatância destes condutores deve ser consideradas por estarem na mesma ordem de grandeza e afetarem diretamente o erro de medida proferido por eles.

A tabela (3) mostra as características elétricas das cargas nominais dos TP's. Embora esteja considerando a tensão de 120V, pode ser usado na faixa entre 100V e 130V.

Tabela 3 – Características elétricas das cargas nominais do TP

CARGAS NOMINAIS		Potência Aparente (VA)	Fator de Potência	CARACTERÍSTICAS A 60Hz E 120V		
ABNT	ANSI			Resistência Ω	Indutância (mH)	Impedância Ω
P12,5	W	12,5	0,10	115,2	3402	1152
P25	X	25	0,70	403,2	1092	576
P75	Y	75	0,85	163,2	268	192
P200	Z	200	0,85	61,2	101	72
P400	ZZ	400	0,85	30,6	50	36

Fonte : MAMEDE (2013)

2.1.1.5 Polaridade

Os TP's empregados na medição possuem identificações nos terminais primários (através das letras H_1 e H_2) e secundários (através das letras X_1 e X_2).

Desta forma, diz-se que um TP tem polaridade subtrativa caso quando a tensão tem direção de H_1 para H_2 e no secundário ocorrer tensão no sentido de X_1 para X_2 . Caso contrario é considerado aditiva.

Na prática, a maioria dos TP's são do tipo subtrativo, sendo que os tipo aditivo são feitos sob encomenda (MAMEDE, 2013).

Os terminais de mesma polaridade vem indicados no TP, de forma que ela é obtida orientando-se o sentido de execução do enrolamento secundário em relação ao primário de forma a conseguir a orientação desejada do fluxo magnético.

2.1.1.6 Especificações de um transformador de potencial

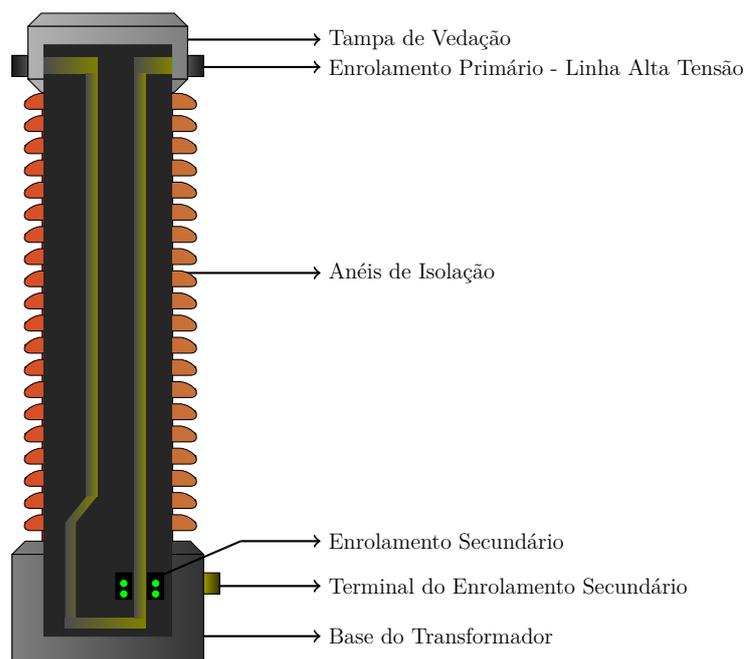
Essencialmente um TP deve conter de forma explicita, em seus dados de chapa, as seguintes especificações:

- Uso : Interior ou Exterior
- Classe de Exatidão : 0,3 - 0,6 - 1,2 - 3,0
- Número de Enrolamentos Secundários ou Derivações
- Grupo de Ligação : 1 - 2 - 3
- Potência Térmica
- Carga Nominal
- Relação de Transformação
- Nível de Isolamento
- Tensão Suportável à Frequência Industrial
- Tipo: encapsulado em epóxi ou imerso em liquido isolante

2.1.2 Transformador de corrente

Os TC's são transformadores que, por meio do princípio da conversão eletromagnética, reduzem a corrente primaria (normalmente da ordem de centenas ou milhares de Ampères) para valores adequados ao funcionamento dos instrumentos ligados ao seu secundário. A figura (6) ilustra o esquema de um TC tipo barra, muito utilizado em subestações de energia.

Seu esquema clássico apresenta um enrolamento primário com poucas espiras (ligado em série com a linha) e o secundário com várias espiras, de forma a transformar a corrente primária em valores menores (comumente 5A).

Figura 6 – Esquema de um TC indutivo (tipo barra - *hair pin*)

Fonte: Autor

2.1.2.1 Classificação dos transformadores de corrente

Os TC são classificados de acordo com os serviços desenvolvidos por eles, ou seja de medição ou de proteção de um sistema elétrico.

TC's destinados à medição

São equipamentos capazes de transformar as correntes da rede elétrica, de seus limiares primários de carga nominal para níveis secundários capazes de serem registrados por instrumentos e medidores (MAMEDE, 2013).

Sua faixa de dinâmica é de até 25% a 100% além do valor nominal, objetivando uma relação sinal/ruído propícia para registrar, mesmo em situações de baixa carga as correntes do sistema. As principais finalidades dos TC's de medição são o faturamento e controle do despacho, onde há interesse de medições mais precisas e exatas.

TC's destinados à proteção

Assim como os TC's de medição, os TC's de proteção são equipamentos capazes de transformar as correntes primárias da rede em níveis secundários capazes de serem registrados por outros equipamentos (MAMEDE, 2013).

Entretanto, sua faixa de dinâmica é 15 a 50 vezes maior que as correntes nominais

de carga da rede. O objetivo é possibilitar o registro de eventos de sobrecarga, transitórios e curto-circuitos sem que hajam distorções ou saturações dos sinais analógicos, para possibilitar uma atuação seletiva e coordenada dos sistemas de proteção da rede.

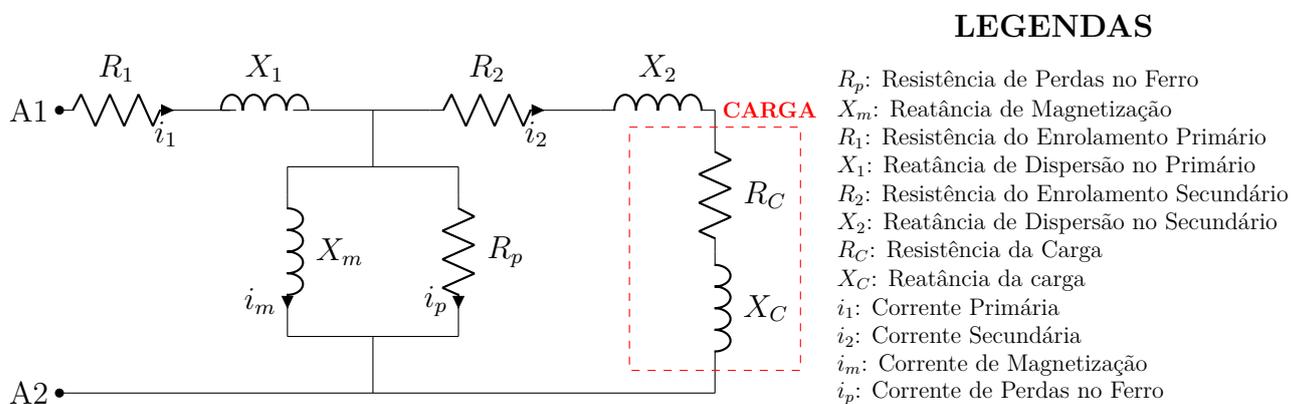
2.1.2.2 Princípio de Funcionamento

Os transformadores de corrente convencionais operam segundo os mesmos princípios eletromagnéticos dos transformadores de potencial indutivos. Eles podem ser representados pelo mesmo circuito equivalente mostrado na fig.(4), exceto pelo fato que a corrente primária desejada para medição deve circular entre os terminais primários do equipamento, fazendo com que sua ligação do TC seja feita em série com o circuito de potência.

Além disso, é importante salientar que enquanto no TP o efeito do ramo de magnetização e perdas no ferro pode ser desprezado, nos TC's ele possui um impacto expressivo na exatidão, e principalmente, na linearidade de suas leituras.

Para compreender este e outros fatores que serão abordados nas seções subsequentes, o princípio de funcionamento dos TC's será explicado através do circuito equivalente da fig.(7). Nessa figura, considera-se todo o circuito secundário já referenciado ao primário através de sua relação de espiras $N_P : N_S$, eliminando o transformador ideal do modelo.

Figura 7 – Circuito demonstrativo de um TC



Fonte: MAMEDE (2013)

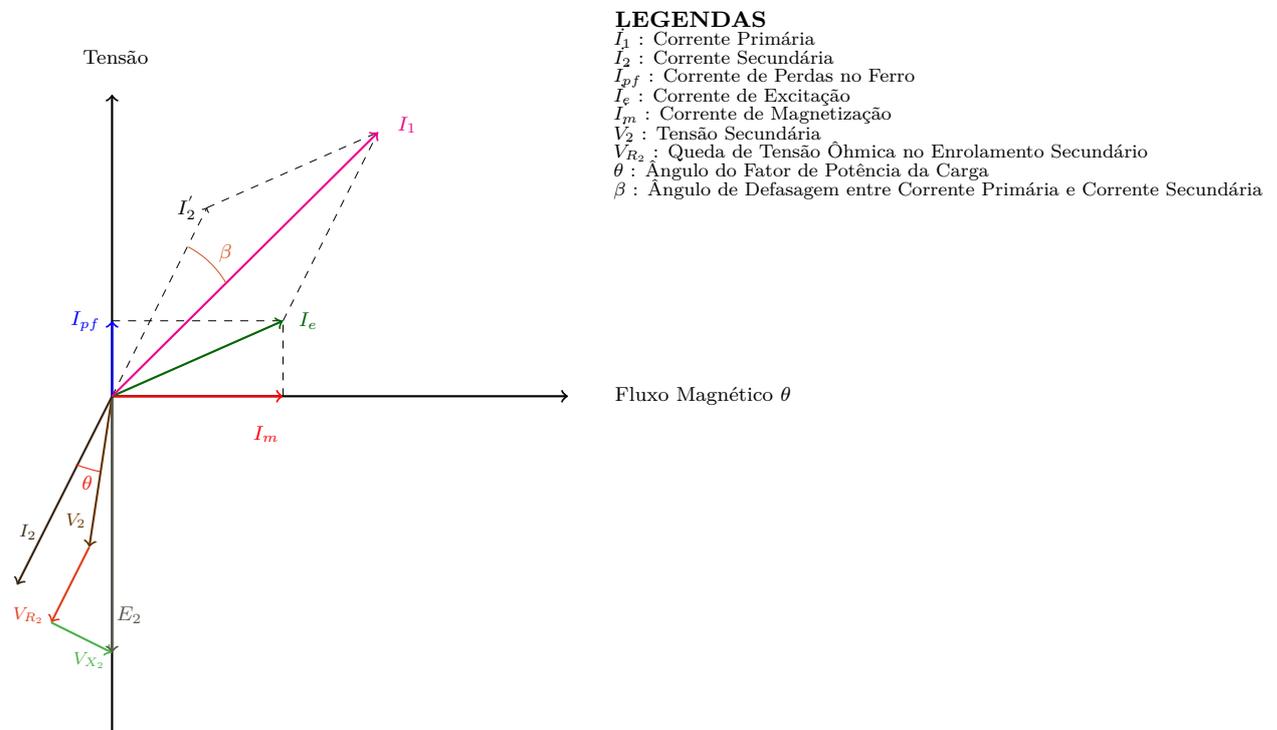
Pelo primário do TC circula uma corrente i_1 , imposta pela rede elétrica, que irá gerar um fluxo magnético no núcleo do transformador, representado pela reatância X_m e a resistência R_p , que absorvem uma pequena parcela da corrente primária (geralmente da ordem de 1% do valor nominal), denominada de i_e ($i_e = i_m + i_p$). Este fluxo irá induzir uma tensão eletromotriz no secundário, onde encontra-se acoplada uma carga que é responsável pela circulação da corrente i_2 que por sua vez irá gerar um novo fluxo magnético no núcleo em oposição ao fluxo anterior.

Em um TC ideal, de relação 1:1, deveria ser observado que $i_1 = i_2$, porém como considerando a corrente no ramo de magnetização, esta igualdade não é verificada, o que é a causa principal do erro de medição.

Em termos construtivos é possível minimizar a corrente i_m através do uso de materiais de alta permeabilidade magnética e com o uso de chapas laminadas e com grão orientados de silício a fim de diminuir as perdas no ferro.

O diagrama fasorial da figura (8) mostra graficamente o funcionamento do TC. Neste diagrama é importante ressaltar a presença do ângulo β entre a corrente primária e secundária.

Figura 8 – Diagrama fasorial de um TC



Fonte: MAMEDE (2013)

2.1.2.3 Correntes primárias e relações nominais

Os TC's podem estar conectados em série com diferentes redes elétricas, conseqüentemente necessitam que seus enrolamentos primários sejam compatíveis com as mesmas.

Já no caso do enrolamento secundário, a corrente é padronizada em 5A, sendo que em alguns casos especiais, em função da distância, a mesma pode ser de 1A para minimizar perdas em função do efeito *Joule* nos condutores.

Desta forma são adotadas padronizações para identificação correta dos TC's em função da carga primária que irão monitorar, adotando as seguintes simbologias para definir as relações de corrente (ABNT, 2009b).

- Sinal ":" → Expressar relações de enrolamentos diferentes
- Sinal "-" → Separar correntes nominais de enrolamentos diferentes
- Sinal "X" → Separar correntes primárias nominais ou indicar relações duplas
- Sinal "/" → Separar correntes primárias nominais ou relações nominais obtidas por meio de derivações (primário e secundário)

As tabelas (4) e (5) mostram as relações de corrente simples e duplas respectivamente, para uso nos TC's.

Tabela 4 – Correntes primárias e relações nominais

Corrente Primária Nominal (A)	Relação Nominal						
5	1:1	60	12:1	400	80:1	2500	500:1
10	2:1	75	15:1	500	100:1	3000	600:1
15	3:1	100	20:1	600	120:1	4000	800:1
20	4:1	125	25:1	800	160:1	5000	1000:1
25	5:1	150	30:1	1000	200:1	6000	1200:1
30	6:1	200	40:1	1200	240:1	8000	1600:1
40	8:1	250	50:1	1500	300:1	-	-
50	10:1	300	60:1	2000	400:1	-	-

Fonte : MAMEDE (2013)

Tabela 5 – Correntes nominais e relações nominais duplas para ligação série/paralela

Corrente Primária Nominal (A)	Relação Nominal	Corrente Primária Nominal (A)	Relação Nominal
5 x 10	1 x 2:1	800 x 1600	160 x 320:1
10 x 20	2 x 4:1	1000 x 2000	200 x 400:1
15 x 00	3 x 6:1	1200 x 2400	240 x 480:1
20 x 40	4 x 8:1	1500 x 3000	300 x 600:1
25 x 50	5 x 10:1	2000 x 4000	400 x 800:1
30 x 60	6 x 12:1	2500 x 5000	500 x 1000:1
40 x 80	8 x 16:1	3000 x 6000	600 x 1200:1
50 x 100	10 x 20:1	4000 x 8000	800 x 1600:1
60 x 120	12 x 24:1	5000 x 10000	1000 x 2000:1
75 x 150	15 x 30:1	6000 x 12000	1200 x 2400:1
100 x 200	20 x 40:1	7000 x 14000	1400 x 2800:1
150 x 300	30 x 60:1	8000 x 16000	1600 x 3200:1
200 x 400	40 x 80:1	9000 x 18000	1800 x 3600:1
300 x 600	60 x 120:1	10000 x 20000	2000 x 4000:1
400 x 800	80 x 160:1	-	-
600 x 1200	120 x 240:1	-	-

Fonte : MAMEDE (2013)

2.1.2.4 Cargas nominais secundárias

A carga nominal secundária de um TC é padronizada de acordo com a tabela (6) (ABNT, 2009b).

Tabela 6 – Cargas nominais para TC's (60Hz/5A)

DESIGNAÇÃO	Resistência Ω	Indutância (mH)	Potência Nominal (VA)	Fator de Potência	Impedância Ω
C2,5	0,09	0,116	2,5	0,9	0,1
C5,0	0,18	0,258	5,0	0,9	0,2
C12,5	0,45	0,58	12,5	0,9	0,5
C25	0,5	2,3	25	0,5	1,0
C50	1,0	4,6	50	0,5	2,0
C100	2,0	9,2	100	0,5	4,0
C200	4,0	18,4	200	0,5	8,0

Fonte :MAMEDE (2013)

Por definição a carga secundária nominal é toda impedância (inclusive condutores) ligada aos terminais secundários do TC (MAMEDE, 2013).

Sendo assim a carga total é uma impedância complexa calculada por (2):

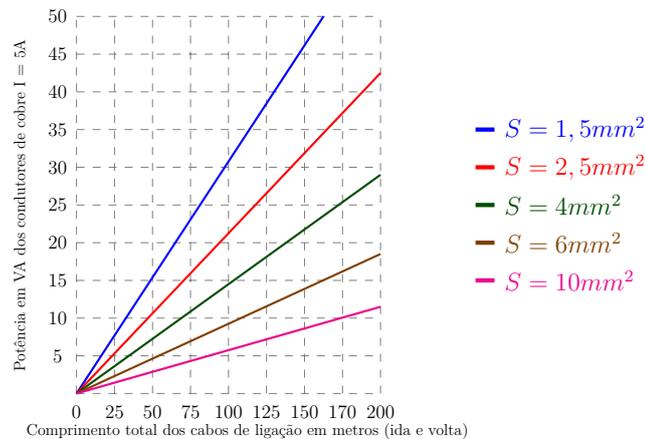
$$\bar{C}_{tc} = \sum \bar{C}_{ap} + L_c \times \bar{Z}_c \quad (2)$$

onde:

- \bar{C}_{tc} → Carga total do secundário (Ω).
- \bar{C}_{ap} → Carga dos instrumentos conectados (Ω)
- \bar{Z}_c → Impedância do condutor(Ω/m)
- L_c → Comprimento do Condutor (em m, ida e volta)

A figura (9) mostra a perda nos principais condutores de interligação utilizados em painéis e cubículos de instalações elétricas.

Figura 9 – Gráfico de perdas nos condutores de ligação do TC



Fonte: MAMEDE (2013)

Na tabela (7) encontram-se instrumentos normalmente conectados ao secundários dos TC's, bem como suas respectivas potências, onde observando a diferença entre os pares equivalentes (eletromecânico e digital), é possível constatar que o baixo consumo dos dispositivos digitais causa menos influência na corrente primária que os eletromecânicos.

Tabela 7 – Cargas dos principais instrumentos ligados aos TC's

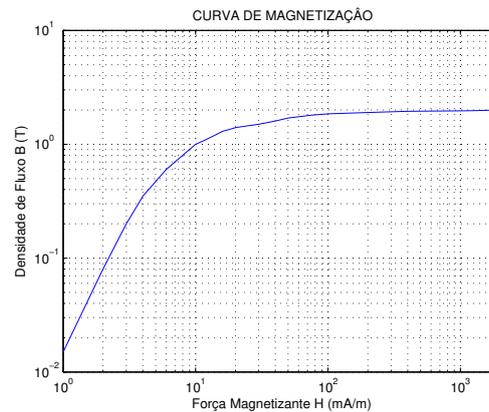
INSTRUMENTOS	CONSUMO APROXIMADO (VA)	
	Eletromecânico	Digital
Amperímetros Registradores	5 a 15	0,15 a 3,5
Amperímetros Indicadores	3,5 a 15	1,0 a 2,5
Wattímetros Registradores	5 a 12	0,15 a 3,5
Wattímetros Indicadores	6 a 10	1 a 2,5
Medidores de Fase Registradores	15 a 20	2,5 a 5,0
Medidores de Fase Indicadores	7 a 20	2,5 a 5,0
Relés Direcionais de Corrente	25 a 40	2,5 a 6,5
Relés de Distância	10 a 15	2 a 8
Relés Diferenciais de Corrente	8 a 15	2 a 8
Emissores de Pulso	30	-
Amperímetros	2,9	0,15 a 3,5
Medidores de kW-kWh	2,2	0,94
Medidor de kVArh	2,2	0,94

Fonte : MAMEDE (2013)

2.1.2.5 Corrente de magnetização

A corrente de magnetização é responsável pela tensão induzida e pelos erros observados no TC. Geralmente esta parâmetro é fornecido pelo fabricante. A figura (10) representa a curva de magnetização de um TC.

Figura 10 – Curva de magnetização



Fonte:MAMEDE (2013)

Nesta curva, tem-se alguns pontos notáveis, como "joelho da curva", que é a fronteira a partir do qual o núcleo entra em saturação. Na figura (10) este ponto se localiza por volta de $B = 1,5\text{T}$ e pode variar de acordo com o serviço prestado pelo transformador.

Para os de serviço de proteção, este valor é da ordem de $B = 1,5\text{T}$, pois irão trabalhar com elevadas correntes primárias devido a faltas que podem ocorrer no SEP e conseqüentemente o processo de saturação deve ocorrer apenas para correntes e fluxos mais elevados.

Já para os de serviço de medição, este valor é da ordem de $B=0,4\text{T}$, pois a corrente de magnetização deve ser a menor possível de forma a minimizar os erros por ela ocasionados.

A corrente de magnetização I_e é estritamente dependente do material do núcleo e suas respectivas não linearidades, contudo uma aproximação aceitável pode ser obtida a partir da seguinte relação linear com o campo magnético \vec{H} , conforme expressa em (3):

$$|I_e| = K \times |\vec{H}| \quad (3)$$

A tabela (8) mostra valores típicos de K para alguns TC's.

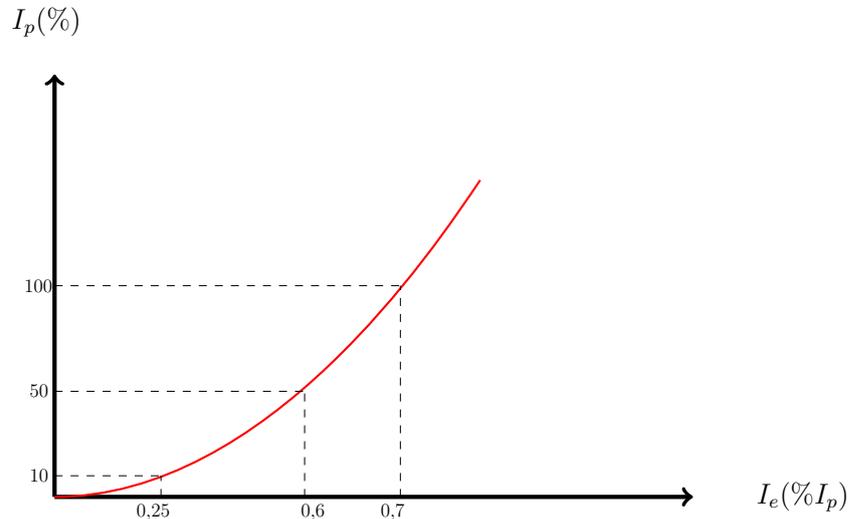
Tabela 8 – Ordem de grandeza da constante de proporcionalidade K

Amperes-espiras (Aesp)	Tensão Nominal do TC (kV)		
	15,0	34,5	72,6
100	10,3	16,6	25,0
200	5,2	8,3	12,5
300	3,4	5,5	8,3
400	2,6	4,2	6,3
500	2,0	3,3	5,0
600	1,7	2,8	4,2
800	1,3	2,1	3,2
10000	1,0	1,6	2,5

Fonte : (MAMEDE, 2013)

Rigorosamente, a corrente de magnetização não varia linearmente com a corrente primária, mas de acordo com a curva ilustrada na figura (11).

Figura 11 – Curva de corrente de magnetização



Fonte: MAMEDE (2013)

É importante ressaltar que não se deve deixar o secundário em aberto, pois neste caso não haverá força magnetizante secundária em oposição a força magnetizante primária. Com isto o núcleo é levado rapidamente à saturação, com um intenso fluxo magnético, atingindo sua máxima variação no cruzamento de zero da corrente primária, gerando uma elevada força eletromotriz no secundário.

Assim sendo, a corrente de magnetização irá ser praticamente ser igual a própria corrente primária da rede. Para evitar este fato, na ausência de carga o secundário deve ser curto-circuitado.

A não observância deste fato poderá resultar em perdas excessivas por efeito *Joule*, além de perigo aos operadores e alterações profundas nas características de exatidão do TC (MAMEDE, 2013).

2.1.2.6 Tensão secundária

A tensão no enrolamento secundário é limitada pela saturação do núcleo de ferro e dependente da carga total acoplada, conforme visto nas seções anteriores. Por isto a tensão é variável e pode ser vista na tabela (9) para vários tipo de cargas padronizadas.

Os transformadores da classe A são TC's utilizados para serviços de proteção e cuja reatância de dispersão do secundário não pode ser desprezada em cálculos elétricos, já os da classe B possuem reatância de dispersão que pode ser desprezada. Nesta classe encontram-se aqueles que possuem núcleo toroidal fazendo com que a dispersão seja praticamente inexistente.

Tabela 9 – Tensões secundárias dos TC's

Carga (VA)	Tensão Secundária (V)	TC Normalizado	
		Classe A	Classe B
C2,5	10	A10	B10
C5	20	A20	B20
C12,5	50	A50	B50
C25	100	A100	B100
C50	200	A200	B200
C100	400	A400	B400
C200	800	A800	B800

Fonte :MAMEDE (2013)

2.1.2.7 Especificações técnicas dos transformadores de corrente

Num TC as seguintes informações devem ser explicitadas, comumente em uma chapa metálica (dados de chapa):

- Serviço (Medição ou Proteção)
- Uso (Interior ou Exterior)
- Classe de Exatidão
- Classe de Tensão
- Número de Enrolamentos Secundários
- Fator Térmico
- Carga Nominal
- Relação de Transformação
- Nível de Isolamento
- Tensões Suportáveis à frequência industrial e a impulso atmosférico
- Tipo (encapsulado em epoxi ou imerso em liquido isolante)

2.2 Transformador óptico

Os TO tem se mostrado ao longo dos anos, equipamentos de alta exatidão e, concomitantemente despertando um enorme interesse sobre as possibilidades de seu uso em aplicações metrológicas, devido a seu *design* seguro, alta linearidade e tamanho compacto, o que os torna excelentes candidatos a padrões de referência (SO et al., 2012).

A figura (12) mostra um comparativo entre um TI convencional de referência e um transformador de potencial óptico (TPO).

De modo geral, os TO's podem ser considerados como transformadores eletrônicos para aplicações em SEP, cujas principais vantagens são a alta exatidão, alta faixa dinâmica e ausência de saturação (SANTOS, 2010).

Os princípios eletromagnéticos e ópticos que regem o funcionamento destes dispositivos encontram-se sumarizados no apêndice desta dissertação. Sua leitura é recomendada, principalmente para leitores pouco familiarizados com este tema.

Figura 12 – Comparativo entre TP e TPO



Fonte: Autor

De forma simplificada, pode-se dizer que alguns cristais apresentam propriedades capazes de infligir mudanças em algumas propriedades de um sinal luminoso. Tais propriedades podem ser dependentes de um campo elétrico externo aplicado (Efeito *Pockels*) ou campo magnético externo aplicado (Efeito *Faraday*), descritos com detalhes a seguir.

2.2.1 Efeito *Pockels*

Existem cristais cujos índices de refração variam com a aplicação de um campo elétrico de acordo com uma relação linear. Este fenômeno é conhecido como efeito *Pockels*.

Comumente este fenômeno aparece em cristais anisotrópicos cujas características ópticas são representadas por um elipsoide de índices da seguinte forma:

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (4)$$

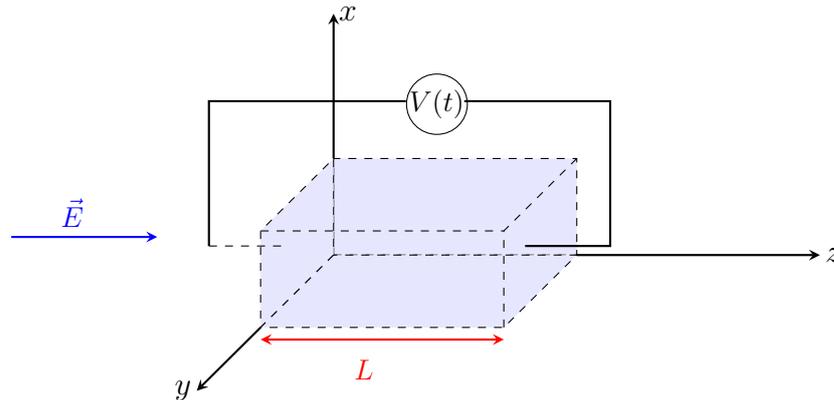
Na fabricação de um TPO os cristais utilizados são na sua maioria do tipo uniaxiais (por exemplo, niobato de titio ($LiNbO_3$)), onde o eixo óptico (e.o.) é colinear ao eixo de simetria do elipsóide (comumente eixo z). Um feixe de luz com polarização nesta direção será submetido a um índice de refração denominado extraordinário (n_e), já as polarizações na direção dos eixos x e y são submetidas a um índice de refração denominado ordinário (n_o). Esta anisotropia provoca fenômenos denominados por birrefringência.

É possível provocar anisotropia através da aplicação de um campo elétrico externo onde, no caso de uma campo aplicado perpendicularmente à propagação da luz, tem-se o

efeito *Pockels* transversal. Caso o mesmo seja aplicado na direção de propagação, então tem-se o efeito *Pockels* longitudinal.

Considere, a título de exemplo, o caso em que a luz se propaga ao longo do e.o. (z) de um cristal uniaxial, de forma que as componentes x e y da onda eletromagnética estão ambas sujeitas ao mesmo índice de refração (n_o), conforme ilustrado na figura (13).

Figura 13 – Polarização em um cristal eletro-óptico de *Pockels*



Fonte: Autor

Supondo ainda que um campo elétrico estático, $V(t)/L$, é aplicado longitudinalmente ao cristal, onde $V(t)$ é a voltagem e L é o comprimento da amostra de cristal. Nestes casos, as componentes x e y da onda estarão sujeitas a índices de refrações rápido (n_r) e lento (n_l) expressos por (ZÍLIO, 2009):

$$n_r = n_o - \frac{n_o^3 r V(t)}{2} \quad (5)$$

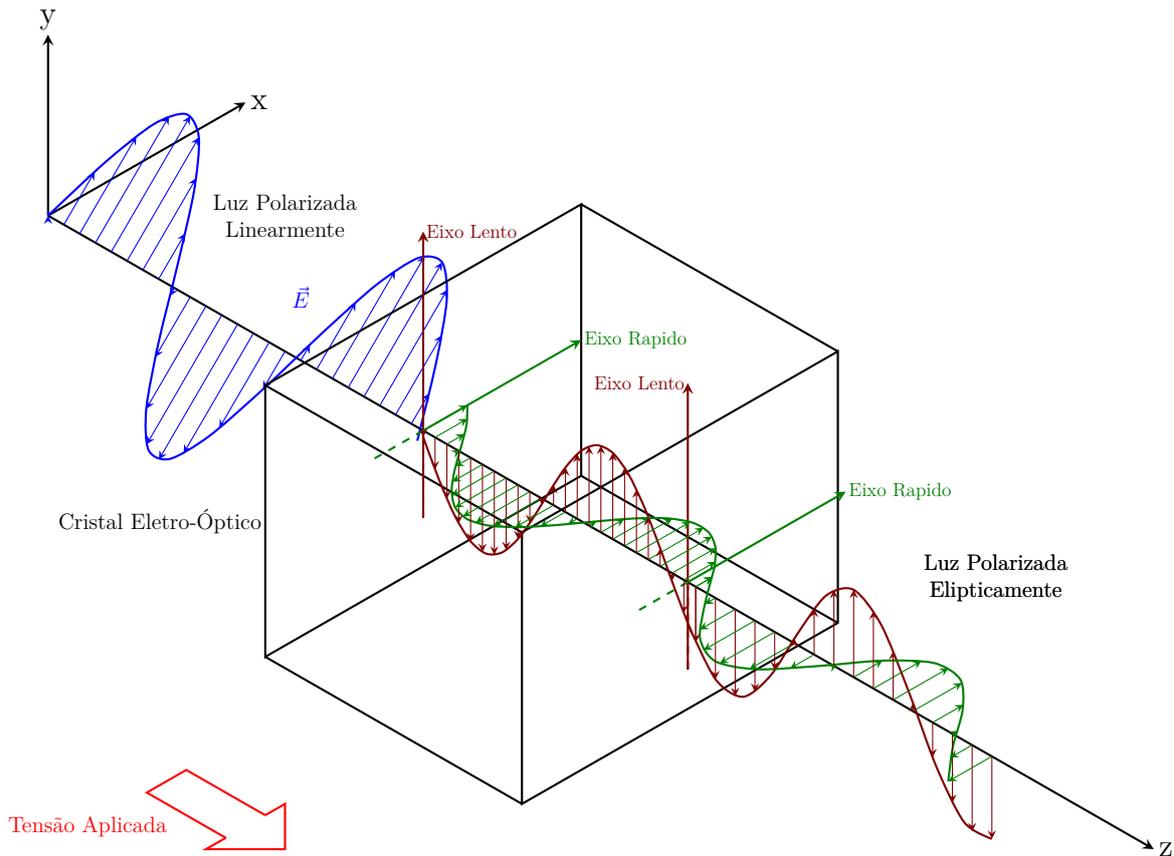
$$n_l = n_o + \frac{n_o^3 r V(t)}{2} \quad (6)$$

onde:

- n_r → índice de refração rápido
- n_l → índice de refração lento
- n_o → índice de refração ordinário
- r → coeficiente eletro-óptico linear (ou de *Pockels*)
- V → tensão aplicada

A aplicação de uma tensão externa no cristal irá provocar um rearranjo interno da sua rede cristalina, dando origem à birrefringência mencionada anteriormente. Assim sendo, quando a onda luminosa se propagar dentro do cristal, terá as componentes x e y do seu campo elétrico sujeitas aos índices equacionados em (5) e (6), gerando uma onda luminosa emergente com polarização diferente da incidente. A figura (14) ilustra o fenômeno descrito.

Figura 14 – Efeito eletro-óptico linear induzido por aplicação de tensão (Efeito *Pockels*)



Fonte: Autor

2.2.2 Efeito *Faraday*

O efeito *Faraday* é uma propriedade de certos materiais que quando submetidos a campos magnéticos rotacionam o plano de polarização da luz que propaga através deles. Tal fenômeno magneto-óptico é denominado de atividade óptica. Mais precisamente a rotação é proporcional à componente do campo magnético coincidente com a direção de propagação da luz.

A quantidade rotacionada é extremamente dependente do comprimento do material exposto ao campo e pode ser expresso por (YARIV; YEH, 1984):

$$\vec{G} = \gamma \vec{H} \quad (7)$$

onde:

- G = quantidade de rotação
- γ = coeficiente de magneto-rotação
- H = campo magnético

Reduzindo a equação(7) a valores específicos e unicamente na direção de propagação, isto é, rotação por unidade de comprimento tem-se:

$$\rho = V \left| \vec{H} \right| \quad (8)$$

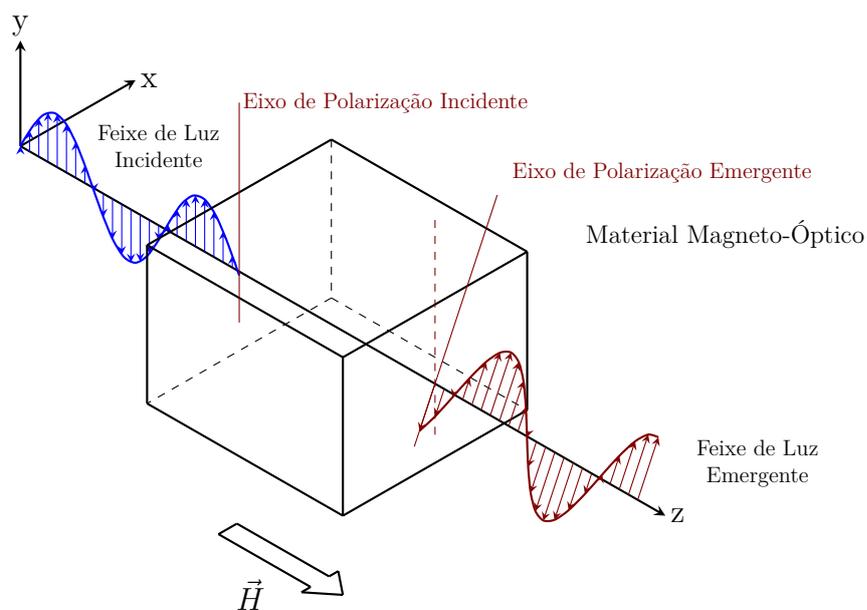
onde:

- ρ = rotação (em graus) por unidade de comprimento
- V = coeficiente de *Verdet* , que mede a atividade óptica de rotação do material

Simplificadamente, o efeito *Faraday* pode ser explicado pela ação do campo magnético sobre o movimento dos elétrons, provocando o aparecimento da força de *Lorentz*, causando um deslocamento lateral, e conseqüentemente a rotação do plano de polarização da luz.

A figura (15) ilustra o efeito *Faraday*.

Figura 15 – Efeito Magneto-Óptico (Efeito *Faraday*)



Fonte: Autor

2.2.3 Transformador de potencial óptico

Os TPO são dispositivos essencialmente baseados nas aplicações do efeito *Pockels* e, na literatura, frequentemente aparecem em conjunto com os transformador de corrente óptico (TCO). Dentre as várias pesquisas realizadas serão citadas aquelas que tiveram influência nesta dissertação.

Em 1995, Christensen publicou um trabalho sobre suas pesquisas em aplicações de sensores ópticos baseados no efeito *Pockels* para medições em 132-150kV, onde a ausência de divisores capacitivos foi um marco histórico, além de alcançar resultados promissores que incentivaram a continuidade das pesquisas (CHRISTENSEN, 1995).

Santos e um grupo de pesquisadores japoneses publicaram um trabalho utilizando sensores ópticos baseados no efeito *Pockels* para altas tensões. O sistema foi capaz de medir 400kV numa faixa de frequências de 0 a 30MHz, utilizando um *Super Luminescent Diode* (SLD) como fonte de luz. Foram realizados diversos testes como resposta ao degrau, ao impulso e outros (SANTOS; TAPLAMACIOGLU; HIDAHA, 2000).

Em termos metrológicos, o trabalho publicado por Rahmatian e outros pesquisadores foi emblemático, pois nele encontram-se descritos protótipos de 138kV e 345kV e um primeiro *insight* sobre o cascadeamento de sensores, definindo não somente a quantidade de sensores mas também o posicionamento deles em função da tensão aplicada. Os testes foram conduzidos de acordo com as diretrizes das normas IEC 60044-2 (1997) e IEEE C57.13 (1993) e o erro ficou dentro da classe 0,2 para o padrão IEC e classe 0,3, para o padrão IEEE (RAHMATIAN; CHAVEZ; JAEGER, 2002).

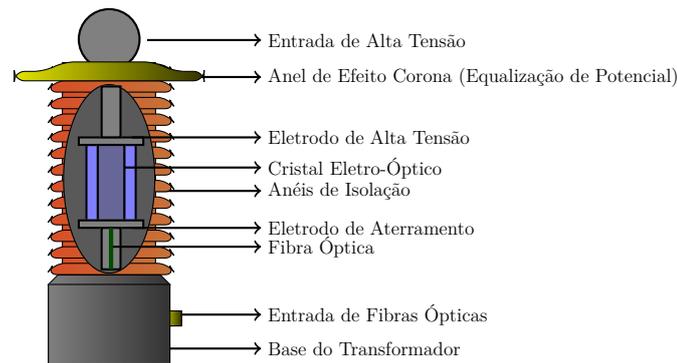
Em 2003, Bohnert e outros pesquisadores da companhia ABB desenvolveram um sistema de medição de tensão e corrente utilizando princípios ópticos. Foi adicionado a este produto um sensor de temperatura para compensar a influência da mesma no efeito *Pockels*. O sistema de tensão foi isolado com gás SF₆. Após testes, o dispositivo mostrou-se apto a ser instalado em subestações de energia (BOHNERT et al., 2003).

Em 2005, Almeida e Santos publicaram um trabalho de suma importância onde através da técnica do "Método dos Vales e Picos", o sinal do TPO pode ser reconstruído com exatidão até a 7^a harmônica. Esse método é crucial para a construção do dispositivo elaborado nesta dissertação e será comentado adiante (ALMEIDA; SANTOS, 2005).

2.2.3.1 Caracterização e modelagem de um transformador de potencial óptico

O TPO encontra-se representado na figura (16), onde a tensão a ser medida é aplicada no eletrodo de alta tensão em relação a outro eletrodo ligado a um potencial de terra ou de referência. Entre os eletrodos encontra-se o cristal eletro-óptico uniaxial (geralmente $LiNbO_3$). Na parte inferior são acoplados os cabos de fibra óptica que transportam a luz para que esta propague pelo cristal.

Figura 16 – Esquema de um TPO



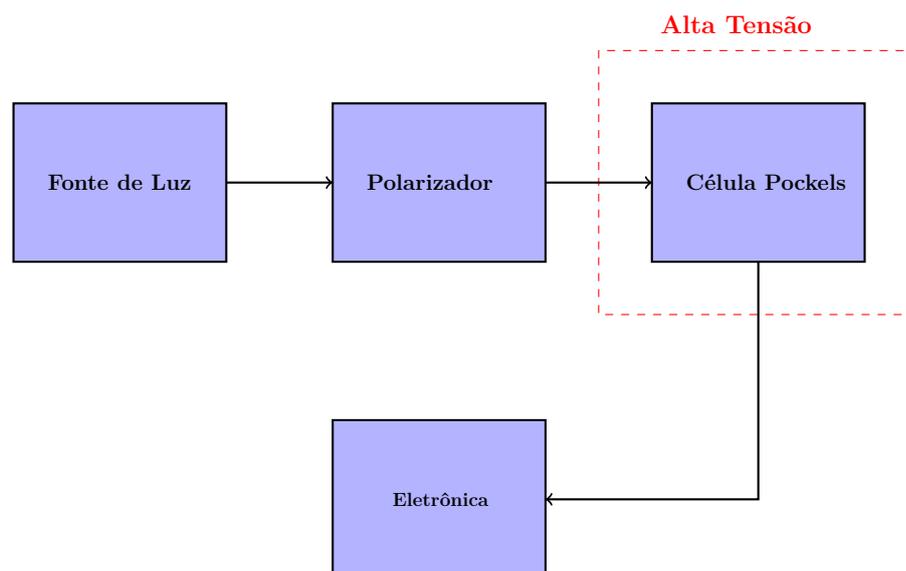
Fonte: Autor

Como o cristal irá apresentar birrefringência induzida em função do campo elétrico e tensão aplicados, a onda luminosa deverá ser polarizada visando desta forma garantir que as componentes da luz estejam numa fase conhecida antes de percorrer o cristal. Para isto é colocado um polarizador antes do mesmo.

O diagrama de blocos da figura (17) representa o esquema do TPO da figura (16). Nesta figura observa-se uma fonte luz (formada por um SLD) cuja luz inicialmente passa por um polarizador linear. Em seguida o passará por uma célula *Pockels*, composta por um cristal eletro-óptico localizado entre dois eletrodos submetidos à tensão fase-neutro, que irá induzir a birrefringência defasando assim o onda luminosa.

O sinal emergente será então processado no circuito opto-eletrônico microprocessado desenvolvido nesta dissertação.

Figura 17 – Diagrama de blocos do TPO



Fonte: KUCUKSARI (2010)

A ligação entre os blocos da Fig. (17) é realizada através de enlaces de fibra óptica e

conectores apropriados.

Considerando as condições reais de operação, o TPO irá trabalhar em modo longitudinal, com o campo elétrico sendo aplicado na direção de propagação da luz, coincidente com o e.o. (comumente o eixo z).

Considerando o $LiNbO_3$ cujos coeficientes eletro-ópticos lineares são dados por:

$$[r_{ij}] = \begin{pmatrix} 0 & -r_{12} & -r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Considerando que o campo elétrico será aplicado na direção z, logo:

$$\vec{E} = E_z \cdot \hat{z} \quad (10)$$

A partir da equação (129) e utilizando (9):

$$\frac{x^2}{n_o^2} + \frac{y^2}{n_o^2} + \frac{z^2}{n_e^2} + r_{13}E_z x^2 + r_{13}E_z y^2 + r_{33}E_z z^2 = 1 \quad (11)$$

Considerando a equação (128) conclui-se que:

$$n_x = n_y \approx n_o - \frac{1}{2}r_{13}n_o^3 E_z \quad (12)$$

$$n_z \approx n_e - \frac{1}{2}r_{33}n_e^3 E_z \quad (13)$$

Das equações (12) e (13) nota-se que para o campo na direção do eixo z, não haverá rotação, somente mudanças dos comprimentos dos eixos ordinários (eixos x e y) e extraordinário (eixo z), criando uma birrefringência induzida.

Considerando que a onda luminosa se propague na direção do eixo z e o campo elétrico seja aplicado nesta mesma direção, a birrefringência é expressa por:

$$n_z - n_y = (n_e - n_o) - \frac{1}{2}(n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}) |\vec{E}_z| \quad (14)$$

Portanto a modulação em amplitude neste sistema fornece o deslocamento de fase pode expresso por:

$$\Gamma(t) = \frac{\omega}{c}(n_z - n_y)d = \frac{2\pi}{\lambda}(n_e - n_o) - \frac{\pi}{\lambda}(n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13})V(t) \quad (15)$$

A equação (15) mostra a relação linear entre a fase da onda eletromagnética luminosa e a tensão aplicada em sensores eletro-ópticos. Maiores detalhes sobre este equacionamento encontram-se em YARIV e YEH (1984).

Com a aplicação de um cristal sensor óptico e com a medição dessa defasagem, pode-se então medir a tensão aplicada ao mesmo, sem qualquer tipo de contato elétrico ou condução de eletricidade a partir dos eletrodos com alta tensão

2.2.4 Transformador de corrente óptico

As pesquisas a respeito de TCO iniciaram nos anos 70 e se estenderam por boa parte dos anos 80, o principal foco era investigar a aplicabilidade de sensores ópticos no SEP. Os primeiros sensores desenvolvidos eram baseados no efeito *Faraday* utilizados predominantemente em baixa tensão (BT). As pesquisas em AT tiveram seu início entre o final da década de 80 e início da década de 90, onde os estudos focaram essencialmente o comportamento transitório, o qual é muito importante em serviços de proteção em AT e onde os TIs convencionais apresentam um dos principais problemas: a saturação.

Desde a década de 90 até os dias atuais, vários estudos tem tratado de melhorias nas aplicações de TCO em sistemas de proteção, com o estudo de diferentes variações do efeito Faraday e a análise da influência de condições ambientais (como temperatura e vibrações) sobre o dispositivo (KUCUKSARI, 2010).

Leung e outros pesquisadores realizaram um estudo revisando vários tipos de sensores a fibras ópticas para aplicação em SEP, apresentando configurações e características que permitiram desenvolver um novo modelo de TCO que foi utilizado em detecção de faltas (LEUNG; CHIU; DEMOKAN, 1991).

Cruden e outros pesquisadores realizaram um comparativo do TCO frente às normas britânicas (BS3938), usando para isto um sensor a base de *Terbium*. Neste estudo foram verificados os desempenhos com relação à linearidade e exatidão, onde esta última se manteve em torno de 0,1% numa faixa de 0 a 5000A (CRUDEN et al., 1993).

Um trabalho emblemático que pode ser considerado, sob determinado ponto de vista, um dos precursores da utilização do TCO *in situ* foi realizado por *Maffetone* e *McClelland*. Neste trabalho através de utilização e comparação entre o dispositivo óptico e o convencional em uma subestação, concluíram que o TCO, apesar de mais ruidoso poderia substituir plenamente o seu equivalente eletromagnético (MAFFETONE; MCCLELLAND, 1991).

Werthen realizou um dos primeiros estudos em TCO comercial e abordou temas como resposta em frequência (desde de corrente contínua (DC) até AC em 16kHz) e efeito da temperatura (-60°C até 100°C), uma vez que boa parte dos materiais magneto-ópticos são sensíveis à mesma. Dentre as principais conclusões foram relatados que não existe defasagem no sinal obtido do TCO para frequências inferiores a 1kHz, e que a saída degrada com o aumento da temperatura (WERTHEN et al., 1996).

Blake realizou um estudo muito interessante nas perspectivas desta dissertação, sobre técnicas de calibração de sensores de corrente a fibras ópticas destinadas aos produtos da empresa *NxtPhase*. Ele observou que em baixas correntes a exatidão degrada e portanto dividiu suas investigações em dois grupos: um até 100A, e outra de 100A até 3600A, as quais foram calibradas utilizando um TC de alta precisão, separadamente. Foi a introdução das saídas *Low-Energy Level* (LEA) e *High Energy Level* (HEA) nos TCO comerciais (BLAKE, 2001).

2.2.4.1 Caracterização e modelagem de um transformador óptico de corrente

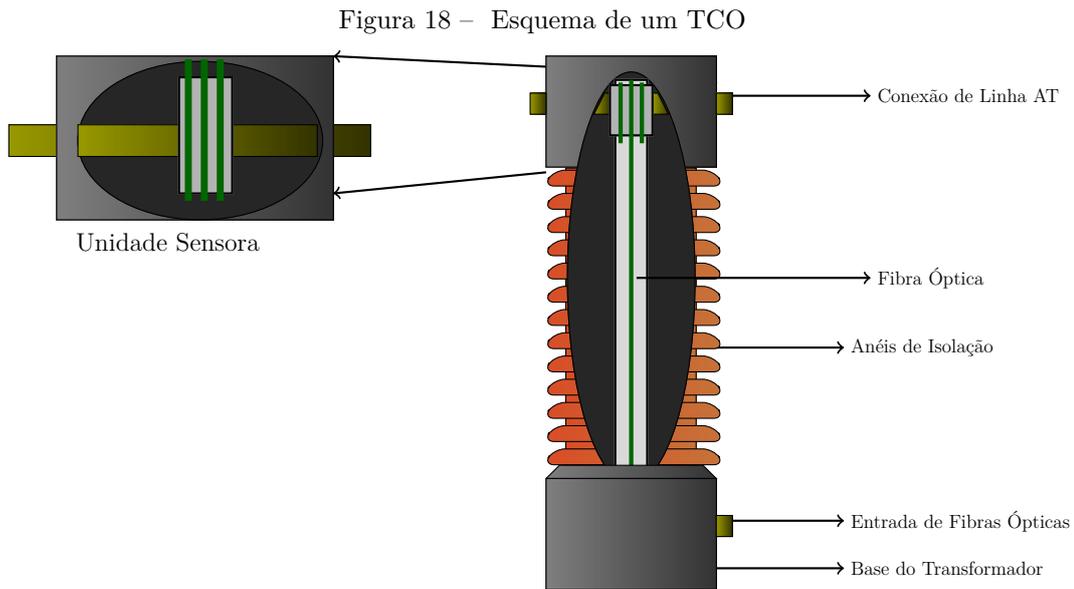
O esquema tradicional de um TCO encontra-se na figura (18). O funcionamento deste dispositivo, apesar de sua aparente simplicidade, envolve a compreensão de teorias complexas, como o efeito *Zeeman* (que será brevemente descrito a seguir), uma vez que o efeito *Faraday* encontra-se fortemente ligado a ele.

Na figura (18) observa-se, de forma análoga ao secundário de um TC, que a fibra óptica envolve o condutor de alta tensão em algumas espiras, onde a rotação será proporcional à corrente envolvida e ao número de espiras utilizados, os quais podem ser modelados conforme a equação (8).

O diagrama de blocos da figura (19) ilustra um modelo clássico de um TCO. A fonte de luz (geralmente um SLD) gera o sinal luminoso que, ao passar por um acoplador será, separada em duas componentes ortogonais. A seguir estas ondas são encaminhadas a um polarizador.

Depois de polarizadas, elas passam por um modulador que as injeta em uma fibra polarização mantida (PM) cuja principal finalidade é conduzi-las até a unidade sensora para a medição da corrente. Entretanto, porém antes elas passam por uma placa de quarto de onda, que converte a polarização linear em polarização circular (uma à esquerda e outra à direita).

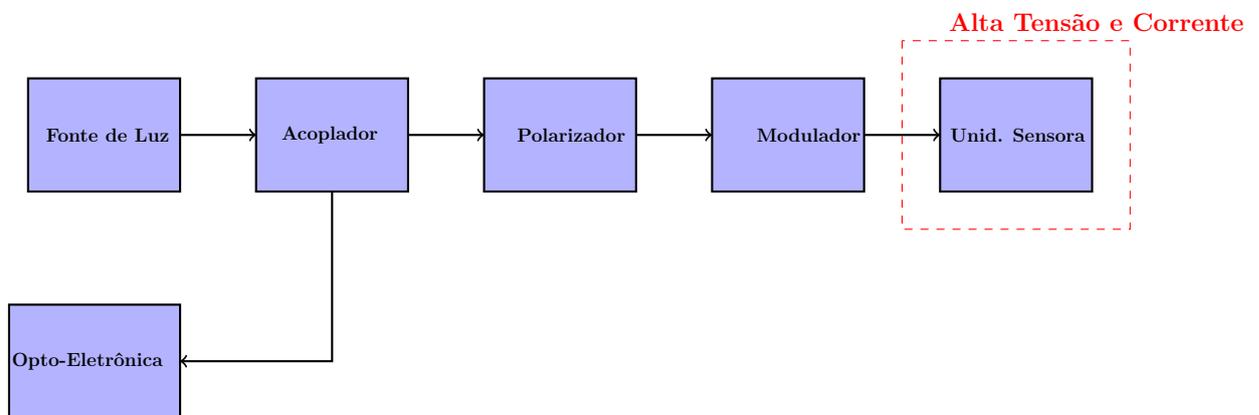
Após passar ao redor do condutor algumas vezes e retornar por meio de um espelho na unidade sensora, a onda luminosa percorre o caminho inverso e, ao chegar novamente



Fonte: Autor

ao acoplador, ter-se-á novamente duas componentes ortogonais polarizadas, porém invertidas, isto é, a componente x vira y e vice-versa (KUCUKSARI, 2010).

Figura 19 – Diagrama em blocos de TCO clássico



Fonte: KUCUKSARI (2010)

A finalidade de polarização circular é relacionada com o efeito *Zeeman*. Um material qualquer, livre da ação de campos magnéticos, apresenta um pico de absorção em uma dada frequência ν_0 . Contudo ao aplicarmos um campo magnético na direção de propagação do vetor \vec{k} , haverá um desdobramento da frequência da absorção deste material em dois valores distintos de frequência (ν_1 e ν_2) cada uma correspondendo a um modo de polarização circular, isto é uma circular à esquerda e outra circular à direita. Isto ocorre devido a degradação dos níveis de energia, este fenômeno é conhecido por efeito *Zeeman* (MUNIN, 1990).

Como consequência direta, fora da região compreendida entre as frequências ν_1 e ν_2 , o índice de refração da onda polarizada circularmente à esquerda fica maior e a sua

velocidade de propagação diminui em relação à circularmente à direita . Fora desta região ocorre o inverso.

O conhecimento deste efeito, além de propiciar um melhor entendimento de um TCO, tem importância na escolha de materiais para sensores magneto-ópticos em função da absorção de energia.

Finalmente, é possível relacionar a rotação através da seguinte expressão:

$$\theta(t) = \left(\frac{\omega}{2c} \right) (n_- - n_+) l \quad (16)$$

onde:

- θ = ângulo de rotação
- ω = frequência angular da onda incidente
- n_- = índice de refração da polarização à esquerda
- n_+ = índice de refração da polarização à direita

Metrologia aplicada em transformadores de instrumentos

METROLOGIA É DEFINIDA como a ciência da medição, e tem por meta fundamental determinar o valor de uma grandeza: um número seguido de uma unidade de medida. Sua etimologia (*Metron*: **medida** e *Logos*: **ciência**), assim como outros conceitos a ela relacionados, podem ser vistos em (INMETRO, 2012).

O foco principal da metrologia é prover confiabilidade, credibilidade, universalidade e qualidade às medidas. Como as medições estão presentes, direta ou indiretamente, em praticamente todos os processos de tomada de decisão, a sua abrangência é imensa, envolvendo a indústria, o comércio, a saúde, a segurança, a energia e o meio ambiente, para citar apenas algumas áreas. Em países desenvolvidos, parte considerável do produto interno bruto (PIB) é dedicado às melhorias dos processos de medição.

Tais processos estão sempre sujeitos a erros, e um dos principais causadores de erro em uma medição são os instrumentos. Para verificar se um dispositivo atende ou não aos limites de erros que lhes são previstos, realiza-se um procedimento experimental que visa levantar os erros que esses instrumentos apresentam ao longo de suas faixas de medição. Esse procedimento experimental é chamado de **calibração** (SILVA, 2012).

Um processo de calibração procura estabelecer, numa primeira abordagem, uma relação entre os valores e incertezas medidos, podendo estas comparações serem efetuadas de duas formas: a direta, onde a comparação é feita com um padrão reconhecido, e a forma indireta, onde a comparação é feita com uma medição considerada de referência, denominada de *cálibre* (como será o caso da calibração de TI's).

Particularmente, o procedimento de medição no SEP alicerça-se na determinação de grandezas eficazes *Root Mean Square* (RMS) e desvios fase dos sinais medidos, os quais são representados por meio de fasores na frequência fundamental da rede.

3.1 Introdução aos Fasores

As representações fasoriais tem sido amplamente utilizadas pelos engenheiros de sistemas de potência há mais de um século, precisamente desde sua divulgação realizada por Steinmetz (1894). Nesta publicação, adotou-se o fasor como sendo uma representação complexa, na forma polar, de um sinal cossenoidal em regime permanente.

Matematicamente um sinal cossenoidal é expresso na forma:

$$x(t) = A\cos(\omega t + \varphi) \quad (17)$$

onde :

- A representa a amplitude (ou valor de pico) do sinal cossenoidal
- ω é a frequência angular em rad/s
- φ é a fase do sinal em rad

A representação fasorial, em valores eficazes, para o sinal descrito pela equação (17) é dada por:

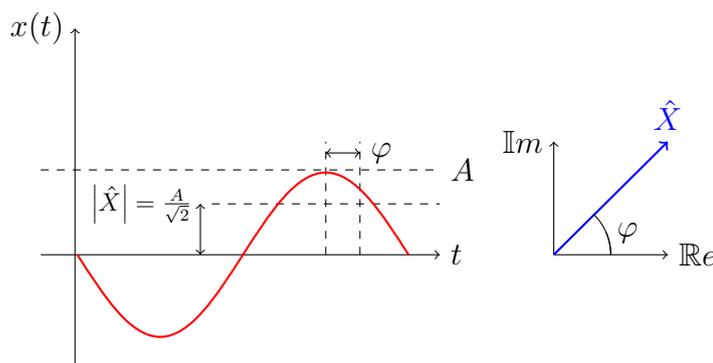
$$X = \frac{A}{\sqrt{2}}e^{j\varphi} \quad (18)$$

onde:

- $\frac{A}{\sqrt{2}}$ representa o valor RMS
- φ é a fase do sinal no instante $t=0$.

O propósito das medições fasoriais visa essencialmente prover um modelo prático e suficiente dos sinais alternados de tensão e corrente do SEP, usando para isto números complexos (por exemplo, na sua forma polar) representando a magnitude e a fase, conforme ilustrado na figura (20), onde a curva em vermelho representa um sinal cossenoidal $x(t)$, com seu fasor \hat{X} em azul (SERNA; MARTIN, 2003).

Figura 20 – Representação de fasores



Fonte: Autor

Entre as inúmeras vantagens dos fasores, como as já conhecidas facilidades de cálculo, esta representação também pode ser obtida diretamente por meio de microprocessadores e técnicas de processamento digital de sinais (como a aplicação da transformada discreta de *Fourier* (TDF). por exemplo), o que a torna uma solução atraente nesta dissertação.

3.2 Método Clássico de Cálculo da transformada discreta de *Fourier*

Dentre as diversas técnicas de determinação de fasores, o método da TDF sem dúvida é o mais utilizado, e seus princípios fundamentais serão abordados a seguir.

A ideia central da série de *Fourier* é representar sinais no domínio do tempo, periódicos, contínuos e de período 2π como a soma de uma série trigonométrica da forma:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^N b_n \sin(n\omega_0 t) \quad (19)$$

onde:

□ ω_0 é a frequência fundamental do sinal representado (rad/s).

Coube a *Dirichlet* (1805-1859) demonstrar a validade de (19), enunciando as conclusões em um teorema que leva seu nome. Ele demonstrou que se uma função $f(x)$ é de variação limitada, então a série de *Fourier* de $f(x)$ expressa por (19) converge ao valor de $f(x)$ nos pontos de continuidade, e ao valor médio de seus limites laterais nos pontos de descontinuidade. Esta conclusão é base das técnicas de processamento de sinais, pois permite que sinais complexos sejam decompostos em soma de sinais mais simples, facilitando a análise dos mesmos.

Os coeficientes a_0 , a_n e b_n de (19) são expressos por:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (20)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (21)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sen(n\omega_0 t) dt \quad (22)$$

Considerando então que um sinal como $x(t)$ apresentado em (19) seja amostrado por um conversor A/D a uma taxa de amostragem constante de $\Delta t = \frac{1}{f_s}$, conforme ilustrado na figura 21. Os coeficientes do sinal discreto (amostrado) podem ser aproximados por somatórios da forma:

$$a_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \quad (23)$$

$$a_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (24)$$

$$b_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] \sen\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (25)$$

onde:

- k é o número ordinal de cada amostra.
- N é a relação entre a frequência de amostragem angular $2\pi f_s$ e a frequência angular fundamental do sinal ω_0

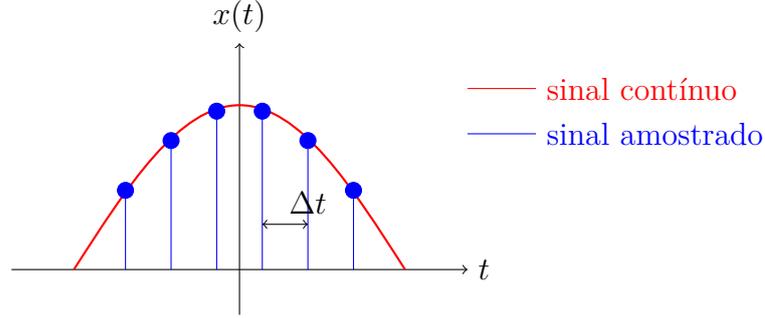
Reescrevendo a equação (19) considerando-o como um sinal de tempo discreto:

$$x[n] = a_0 + \sum_{n=1}^N \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) + b_n \sen\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right) \quad (26)$$

Utilizando a fórmula de *Euler* e as equações (24) e (25), observa-se que:

$$a_n \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) + b_n \sen\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) = \frac{1}{2} (a_n - jb_n) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} + \frac{1}{2} (a_n + jb_n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (27)$$

Figura 21 – Sinais contínuos e amostrados



Fonte: Autor

Substituindo (27) em (26) :

$$x[n] = a_0 + \sum_{n=1}^{N-1} \left(\frac{1}{2} (a_n - jb_n) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} + \frac{1}{2} (a_n + jb_n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right) \quad (28)$$

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} c_n e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (29)$$

$$c_n = \frac{1}{2} (a_n - jb_n) \quad (30)$$

Fazendo $c_n = \bar{X}[k]$:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \bar{X}[k] e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (31)$$

A equação (31) é conhecida como equação de síntese da TDF e o termo $\bar{X}[k]$ é o coeficiente complexo da série de *Fourier*, e indica o peso que a k-ésima componente harmônica possui na composição do sinal analisado.

Para fins metrológicos, somente a componente de frequência fundamental será analisada, ou seja a harmônica correspondente a 60Hz no caso da rede elétrica brasileira.

Os sinais elétricos de interesse ao sistema proposto são, em teoria, senoidais, de período 2π e de regime permanente. Portanto, enquadrados nas condições do teorema de *Dirichlet*, satisfazendo as condições necessárias e suficientes para serem representados por séries de *Fourier*, conforme a equação (19).

Assim, amostrando este sinal, pode-se calcular o valor RMS das componentes harmônicas pela equação (32), a qual é também conhecida por *equação de análise*.

$$X[k] = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=(-\frac{N}{2}+1)}^{\frac{N}{2}} x[k] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (32)$$

As relações (31) e (32) são a base para o cálculo clássico da TDF de sinais periódicos de tempo discreto.

3.3 Metrologia dos transformadores de potencial

3.3.1 Caracterização do transformador de potencial

Como consequência direta do seu princípio de funcionamento, os TP's são bem caracterizados por dois erros que cometem ao reproduzir, no secundário, a tensão que esta sendo aplicada no primário. Esses erros são: erro de relação de transformação e erro do ângulo de fase (MAMEDE, 2013).

O erro de relação de transformação é registrado na medição de tensão com um TP que faz com que a tensão primária não seja igual ao produto da relação de transformação de potencial nominal (RTPn) pela tensão lida no secundário (MAMEDE, 2013).

Desta forma o erro de relação percentual pode ser calculado a partir da expressão (33):

$$\varepsilon_p = \frac{RTPn \times V_S - V_P}{V_P} \times 100\% \quad (33)$$

onde:

- ε_p é o erro percentual de relação de transformação
- V_P é a tensão primária (em V)
- V_S é a tensão secundária (em V)

Consequentemente o fator de correção de relação percentual (FCRp) é expresso a partir de RTPn e relação de transformação de potencial real (RTPr):

$$FCRp = \frac{RTPr}{RTPn} \times 100\% \quad (34)$$

Com base nas equações (33) e (34) podem ser feitas as seguintes conclusões:

- Se $RTPn > RTPr$ então $FCRp < 100\%$, $\varepsilon_p > 0\%$ e $V_P < RTPn \times V_S$
- Se $RTPn < RTPr$ então $FCRp > 100\%$, $\varepsilon_p < 0\%$ e $V_P > RTPn \times V_S$

De forma semelhante, o erro de ângulo de fase mede a defasagem entra a tensão fasorial primária e a tensão fasorial secundária de um TP, por meio da equação (35) determinada de forma empírica (MAMEDE, 2013):

$$\gamma = 26 \times (FCTp - FCRp)(') \quad (35)$$

Onde o fator de correção de transformação percentual (FCTp) é o fator de correção de transformação que considera tanto o FCRp como o erro do ângulo de fase nos processos de medição de potência (MAMEDE, 2013).

A partir da equação (35) é possível estabelecer uma representação gráfica que simplifica a compreensão quantitativa dos erros de relação e fase. Tal representação recebe o nome de paralelogramos de exatidão e está representada na figura (22):

Figura 22 – Paralelogramos de exatidão do TP - classe 0,3/classe 0,6/classe 1,2



Fonte: ABNT (2009a)

As classes associadas aos paralelogramos da figura (22) são relacionadas ao conceito de classes de exatidão, as quais exprimem nominalmente o erro esperado do TP.

Dessa forma, conclui-se que o $FCTp$ é o número a ser multiplicado pelo valor de leitura de determinados aparelhos de medida, para se obter a correção simultânea de erros de relação e fase entre as tensões primárias e secundárias (MAMEDE, 2013).

Considera-se que um TP está dentro de uma determinada classe de exatidão, quando os pontos determinados pelas medidas das grandezas $FCRp$ e o ângulo γ estiverem dentro do respectivo paralelogramo.

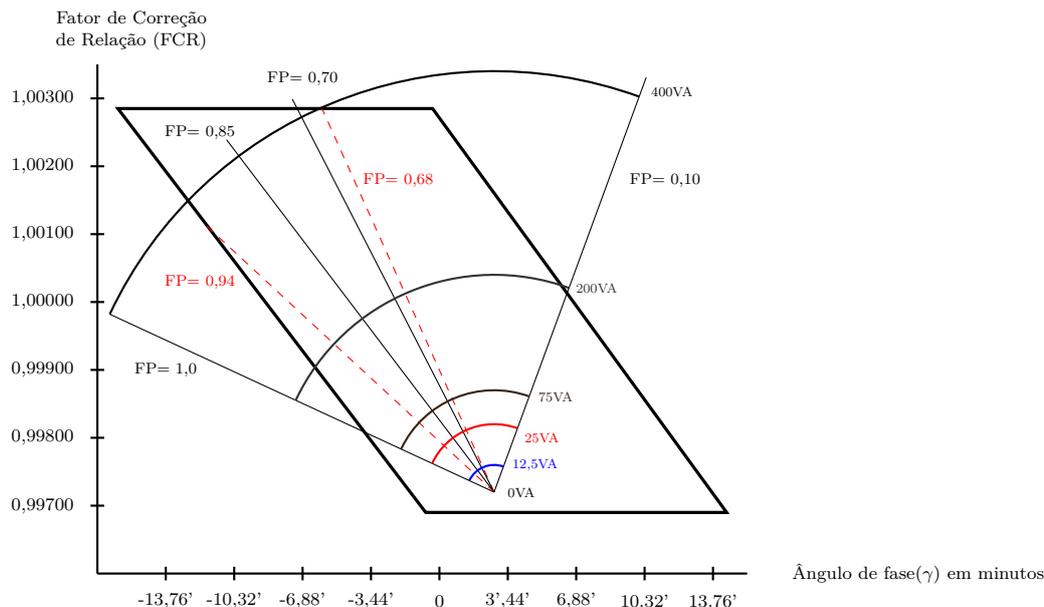
Em termos práticos, as classes de exatidão possuem categorizam os equipamentos de medição nas seguintes finalidades:

1. Classe 0,3 : Medição com propósitos de faturamento
2. Classe 0,6 : Medição com propósitos de indicação (sem faturamento)
3. Classe 1,2 : Medição indicativa de tensão e proteção

Existem ainda os de classe 0,1, utilizados em laboratórios metrológicos, como referência de calibração, ou em aplicações onde se necessite alta exatidão do resultado obtido.

As cargas apresentam forte influência na determinação da classe de exatidão, a figura (23) mostra a influência do fator de potência da carga na classe 0,3. Comumente as cargas associadas a transformadores desta classe não costumam exceder 75VA de potência aparente, além de apresentar alta impedância (como mostrado na tabela (3)) o que faz com que o TP opere próximo da condição de vazio.

Figura 23 – Curva de ensaio de exatidão do TP - classe 0,3



Fonte: MAMEDE (2013)

Numa condição de operação normal de um TP, a soma das cargas conectadas aos seus terminais secundários deve ser compatível com seus valores nominais padronizados (ABNT, 2009a).

Desta forma deve-se atentar-se para a queda de tensão no caso de utilização de longas distâncias entre o TP e sua respectiva carga, de forma a não induzir falsos erros nas medições efetuadas por ele.

3.3.2 Transformadores de potencial para serviços de medição e faturamento

Um dos objetivos deste trabalho é da calibração dos TP's da classe 0,3, e sendo assim as seguintes características devem ser observadas.

Para a faixa de tensão entre 90% e 110% da sua tensão nominal (V_n) deve-se ter:

- Erro de relação de tensão entre -0,3% e +0,3%
- Erro de ângulo de fase (minutos) entre -15' e +15' (minutos de grau)

- Fator de Potência entre 0,6 a 1,0
- Carga secundária entre 0 a 100% da nominal, e fator de potência entre 0,6 a 1,0.

Nessa condições, um TP deve manter sua classe de exatidão especificada.

3.4 Metrologia dos transformadores de corrente

3.4.1 Caracterização dos transformadores de corrente

Os TC's são caracterizados pela relação de transformação entre as correntes primária e secundária. Elas podem ser de dois tipos: a nominal e a real.

A relação nominal é o valor para o qual o TC fora projetado, e é um dado fornecido pelo fabricante. A real é a obtida quando se exprime a relação entre as correntes primária e secundária, obtidas através de medidas precisas em laboratórios, as quais são feitas durante processos de calibração.

Estas correntes são muito próximas dos valores nominais, e esta pequena diferença é consequência direta do material ferromagnético do núcleo. Seu conhecimento é de suma importância quando o serviço prestado for de medição, uma vez que a parcela de erro corresponderá à corrente de magnetização, conforme figura (7).

Outro erro típico é a defasagem entre as correntes primária e secundária, a qual pode, em medições de fator de potência, produzir falsas informações, pois o resultado estará acrescido (ou decrescido) de uma fase induzida pela reatância de magnetização e, portanto, um parâmetro que deve ser conhecido.

Outro ponto que pode produzir erros nos TC's são variações de frequência na corrente primária, contudo devido a alta estabilidade do SEP, tal fato é minimizado.

3.4.1.1 Erro de Relação de Transformação

O erro de relação pode ser definido como sendo aquele onde a corrente primária não corresponde ao produto da relação de transformação nominal pela corrente secundária medida (MAMEDE, 2013).

Este erro pode ser corrigido através do fator de correção de relação real (FCRr) expresso pela seguinte equação:

$$FCRr = \frac{I_e + I_s}{I_s} \quad (36)$$

onde:

- I_s : Corrente Secundária
- I_e : Corrente de Excitação Referida ao Secundário

Uma forma alternativa para calcular FCR_r é expressa na equação (37)

$$FCR_r = \frac{RTCr}{RTC} \quad (37)$$

onde:

- RTC - Relação de Transformação de Corrente Nominal
- $RTCr$ - Relação de Transformação Real

Portanto, o erro de relação pode ser quantificado pela expressão (38):

$$\varepsilon = \frac{RTC \times I_s - I_p}{I_p} \times 100\% \quad (38)$$

O FCR_p é dado por:

$$FCR_p = \frac{RTCr}{RTC} \times 100\% \quad (39)$$

3.4.1.2 Erro de Ângulo de Fase

O erro de fase (γ) é definido como a defasagem entre a corrente primária e a secundária. Desta forma, para qualquer valor de FCR_p , os limites positivos e negativos do ângulo de erro de fase (γ) (em minutos de grau) pode ser expresso por:

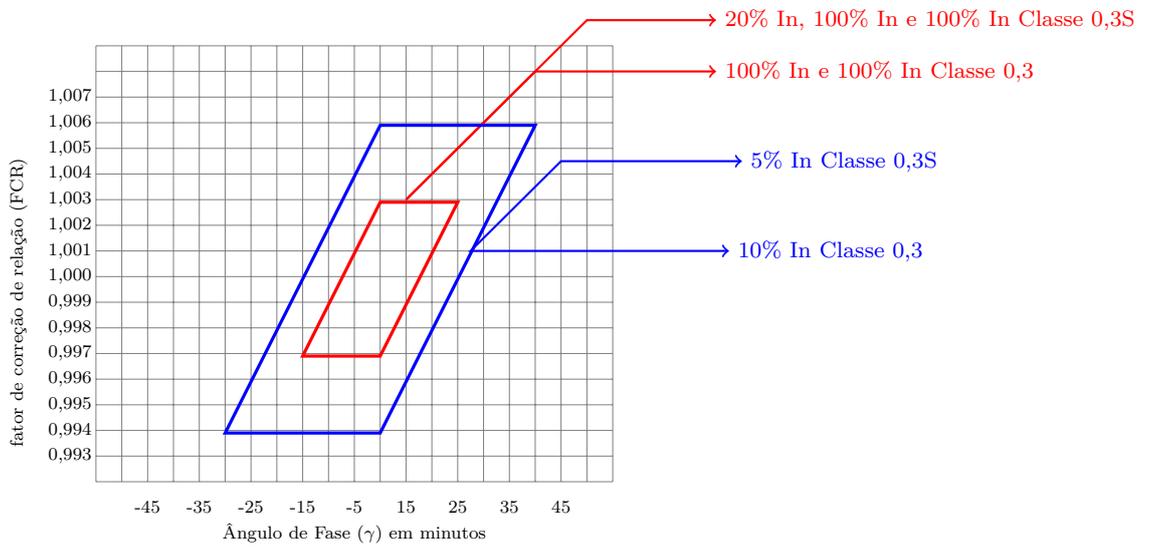
$$\gamma = 26 \times (FCR_p - FCT_p)(') \quad (40)$$

A partir da equação (40) podem ser construídos os gráficos ilustrados nas figuras (24), (25) e (26), os paralelogramos de exatidão, divididos da seguinte forma:

- Classe 0,1 → Para aferição de instrumentos de laboratório
- Classe 0,3 → Para medição para faturamento
- Classe 0,6 → Para medição sem faturamento
- Classe 1,2 → Para instrumentos indicadores e registradores

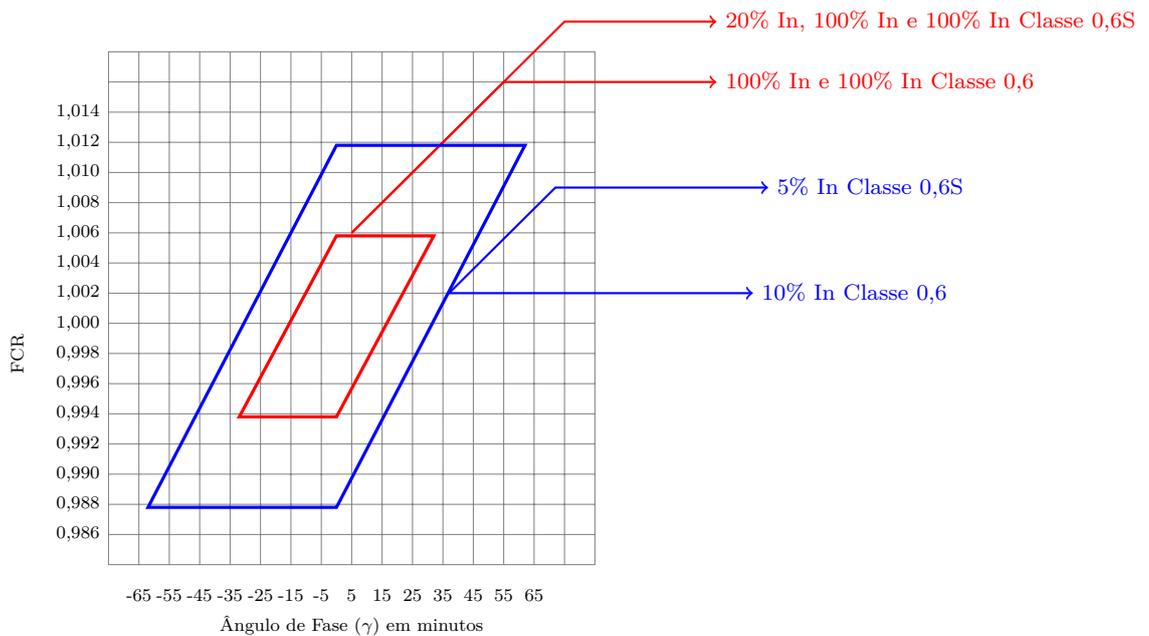
De acordo com a ABNT (2009b), cada uma das classes possui um paralelogramo vermelho menor e um azul maior que são limites para correntes de 10% ou 20% da nominal e 100% da nominal, uma vez que estes dispositivos serão submetidos à corrente de linha do circuito primário.

Figura 24 – Paralelogramos de exatidão do TC - classe 0,3



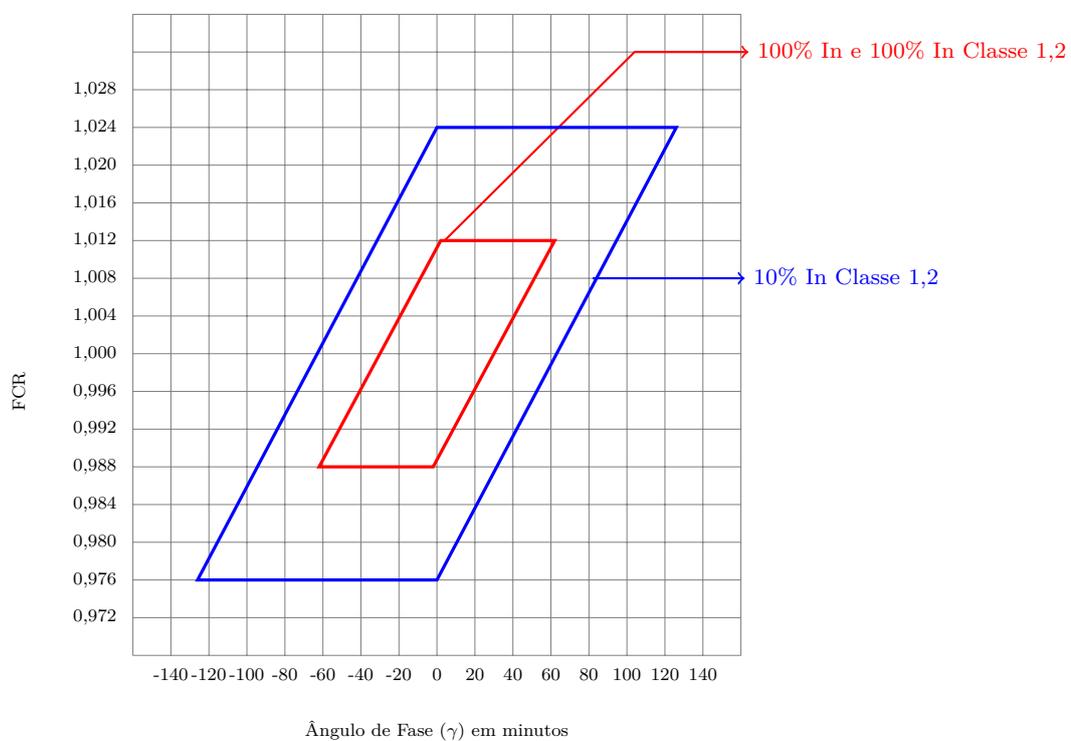
Fonte: ABNT (2009b)

Figura 25 – Paralelogramos de exatidão do TC - classe 0,6



Fonte: ABNT (2009b)

Figura 26 – Paralelogramos de exatidão do TC - classe 1,2



Fonte: ABNT (2009b)

Aplicações *in situ*

ATÉ O PRESENTE momento, a calibração de TI's no país sempre foi realizada em laboratórios credenciados e rastreáveis pelo INMETRO, onde principal característica está pautada em um ambiente altamente controlado, com fontes geradoras de sinais elétricos reguladas e estáveis, assim como as cargas a serem acopladas ao secundário dos dispositivos sob teste.

Por se estarem na maioria das vezes distantes destes laboratórios, o processo de calibração envolve elevados custos, tanto logísticos como operacionais, por vezes proibitivos, o que justifica o fato de que muitos TI's estejam há um longo tempo sem calibração, comprometendo a fidelidade das informações proferidas por eles.

Paralelamente, o avanço nas pesquisas sobre TO's mostrou que, devido a sua robustez, *design* compacto e volume reduzido, eles se tornam potenciais candidatos a padrões de referência, abrindo a possibilidade de serem transportados com facilidade para execução dos serviços de calibração *in situ*.

O primeiro trabalho relevante foi proposto por KOBAYASHI et al. (1991), através da utilização de sensores ópticos baseados no efeito *Faraday* e no efeito *Pockels*, para medição de corrente de 1200A e tensão na ordem de $77/\sqrt{3}$ kV, respectivamente. Este trabalho apresentou resultados surpreendentes, comparando com as especificações das normas japonesas.

Outro trabalho relevante foi proposto por Costa e Costa (2013), que descreve uma pesquisa sobre a utilização de sensores ópticos de corrente em uma subestação de 230kV. As conclusões direcionaram positivamente para a continuidade das pesquisas, além de mostrar resultados em conformidade com as especificações da norma (ABNT, 2009b). Foram observados erros de relação inferiores a 0,1% e de fase menor que 5 minutos (em valor absoluto). Um ponto importante abordado foi a possibilidade realizar tais procedimentos sem necessidade de interrupção no fornecimento de energia.

Um sistema de calibração *in situ* foi apresentado por Santos, Sillos e Nascimento (2014), através de um protótipo com os requisitos necessários para calibração de TI's para fins de medição com propósito de faturamento, onde um dos pontos mais emblemáticos

foi a possibilidade de calibração sem a necessidade de desligamento. Este trabalho é um dos pilares desta dissertação.

Para iniciar a abordagem sobre aplicações metrológicas *in situ*, é importante mencionar as condições operacionais ideais que o SEP deve apresentar em regime permanente:

- ❑ Tensões e correntes alternadas na forma senoidal, com amplitudes máximas constante
- ❑ Frequência constante, no valor síncrono da geração
- ❑ Tensões trifásicas equilibradas
- ❑ Cargas com fator de potência unitário
- ❑ Perdas nulas na transmissão e distribuição

Serão detalhado a seguir, os tópicos relevantes a esta dissertação.

Forma senoidal

A utilização da forma senoidal tem fortes bases históricas e matemáticas, já abordadas no capítulo anterior. Esta forma de onda possui apenas uma frequência, o que permite que todo o conceito de impedância, reatância e cálculo fasorial mencionados anteriormente pudessem ser consolidados. Tratando-se de sistemas essencialmente lineares, operações mais complexas, como aplicações do cálculo diferencial e integral no modelamento destes sinais, apenas modificariam a amplitude e a fase, sem alterar sua natureza senoidal, e consequentemente seu conteúdo espectral.

Amplitude constante

Considerando na prática que, na área de abrangência das subestações de distribuição, as cargas possam ser modeladas como impedância constante, manter a tensão estabilizada garante que o nível de potência nelas estará num patamar desejado. Entretanto, a manutenção desta constância passa obrigatoriamente por todos os elos da cadeia geradora, transmissora e distribuidora, ou seja: nos geradores síncronos a amplitude é controlada através do corrente de excitação de campo, em transformadores de potência a mesma pode ser controlada através de derivações (*taps*). Em diversos outros pontos do SEP, a tensão ainda pode ser controlada através de banco de capacitores e compensadores estáticos que comandam a compensação de reativos na rede.

Frequência constante

A frequência constante permite manter o sincronismo entre os diversos geradores que compõe o sistema interligado nacional (SIN), garantindo assim o equilíbrio dinâmico entre

a potência gerada e a potência demandada pelas cargas, que são ligadas e desligadas no decorrer do tempo.

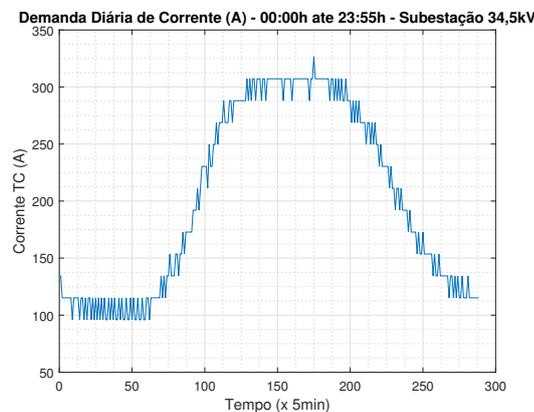
Uma redução na frequência em relação a síncrona indica que há geração insuficiente, já um aumento indica produção em excesso.

É importante frisar que o sincronismo entre geradores, independentemente da distância geográfica entre eles, permite que suas capacidades em potência sejam somadas na rede elétrica do SIN. Em função de quaisquer flutuações no consumo, a potência requerida pelo sistema está distribuída entre vários geradores, e devido a suas constantes de inércia e reguladores de velocidade e tensão, o comportamento transitório da frequência frente a essas variações é muito pequeno, podendo ser considerada em determinadas condições como de frequência praticamente constante.

Em um sistema real é impossível satisfazer totalmente as condições ideais descritas anteriormente, uma vez que a rede e os equipamentos elétricos estão sempre sujeitos a falhas ou perturbações que deterioram de alguma maneira as condições que seriam desejáveis para a operação dos TI's.

As figuras (27) e (28) ilustram a situação real em uma subestação de 34,5kV, observa-se que a tensão e corrente elétricas não apresentam um comportamento estacionário em longos intervalos de tempo.

Figura 27 – Medição de corrente em uma subestação de distribuição de 34,5kV

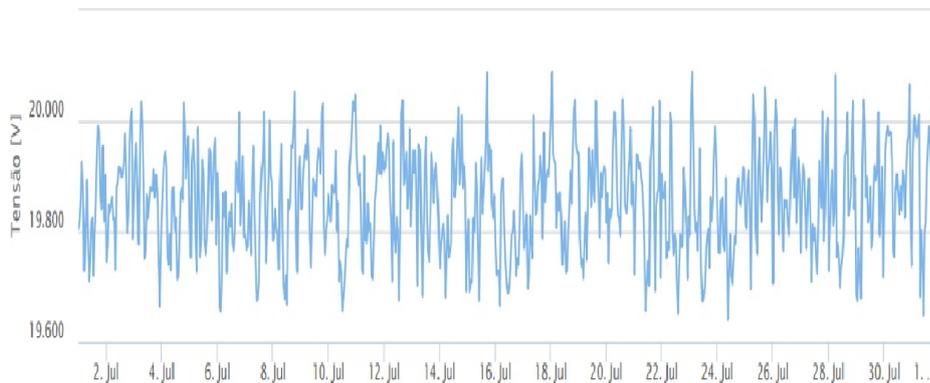


Fonte: Comunicação Social- Eletropaulo

4.1 Influência das condições dinâmicas do sistema elétrico de potência na medição de fasores

Conforme visto anteriormente, os fasores são definidos como quantidades complexas representativas da amplitude e fase de um sinal senoidal em condições estacionárias (SERNA, 2007).

Figura 28 – Medição de tensão em uma subestação de distribuição de 34,5kV



Fonte: Comunicação Social- Eletropaulo

Matematicamente estes sinais podem ser representados por:

$$s(t) = a_0 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_0), \left(-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}\right) \quad (41)$$

Na equação (41) os parâmetros a_0 e φ_0 (amplitude e fase, respectivamente) são considerados grandezas constantes, em todo o intervalo definido por ela.

Entretanto com o passar do tempo, esta representação tornou-se ineficiente em sua aplicabilidade ao SEP, de acordo com sua proposição inicial. Isto pode ser observado em operações indevidas dos sistemas de controle e proteção empregados na rede elétrica chegando inclusive a abranger uma vasta área.

Tais fatos são atribuídos às oscilações em amplitude e frequência presentes na rede oriundos, principalmente, pelos efeitos de uma maior penetração de cargas não lineares, novos tipos de geradores distribuídos, maior presença de conversores eletrônicos na rede, entre outros fatores.

O impacto dessas variações podem inclusive comprometer a eficácia dos sistemas de controle, automação e proteção existentes, que são baseados em medições fasoriais que consideram a frequência da rede constante. As consequências para o sistema elétrico interligado podem ser desde a desconexão de partes do sistema pela abertura indevida de proteções, incapacidade de operação de sistemas isolados, perda de seletividade e coordenação até desligamentos em cascata, levando ao colapso ou *blackout* do SIN.

Estas oscilações em amplitude e frequência presentes na rede elétrica, sugerem uma representação alternativa para os sinais senoidais (SERNA, 2007).

Com base nas condições ilustradas figuras (27) e (28), um modelo para os sinais elétricos foi proposto em IEEE (2011):

$$x(t) = \sqrt{2} X_m(t) \cos\left(\int_t^0 2\pi f(t) dt + \phi_0\right) \quad (42)$$

Observa-se na equação (42) a amplitude e a frequência são funções do tempo, de forma a representar o mais fielmente possível as condições reais dos SEP.

A estimativa de fasores baseados no método TDF sob condições dinâmicas não apresenta resultados satisfatórios, principalmente quando o propósito é a medição. Este método apresenta duas grandes deficiências nestas condições:

- **Vazamento Espectral** - Ocorre quando a amostragem do sinal não cobre ciclos inteiros do mesmo, resultando em achatamento das amplitudes calculadas criando assim um espalhamento em torno das raias espectrais originais.
- **Efeito Médio** - Baseado na média utilizada nos cálculos da TDF, a qual apresenta erros significativos quando sob condições dinâmicas (devido ao janelamento).

Reescrevendo a equação (42) vem que:

$$x(t) = \Re e \left\{ [e^{j(2\pi f_0 t)}] X_m e^{j(2\pi \int_t^0 \Delta f(t) dt + \varphi_0)} \right\} \quad (43)$$

Rescrevendo a equação (43) no espaço de estados tendo como base $\{\cos(2\pi f_0 n), \sin(2\pi f_0 n)\}$:

$$\phi = \{\phi_k | \phi_k = x(k) e^{jk2\pi f_0 \Delta t}\}$$

Portanto, extraíndo a parte real e imaginária :

$$C_x = \Re e(\phi) = XC$$

$$S_x = \text{Im}(\phi) = XS$$

A TDF pode ser expresso por:

$$\hat{X} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (C(k) - jS(k)) \quad (44)$$

A partir do modelo expresso por (44), os fenômenos de vazamento espectral e efeito médio, comumente presentes devido às oscilações no SEP podem ser analisados e modelados (BI et al., 2015).

□ Condições Normais

Considere um sinal elétrico modelado por um fasor “estático” (convencional) da forma:

$$x(t) = \sqrt{2} X_m \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (45)$$

onde X_m é o valor máximo do sinal.

Substituindo (45) em (44) :

$$C(k) = x(k)\cos(2\pi f_0 k \Delta t) = \frac{\sqrt{2}}{2} X_m \cos(4\pi k f_0 \Delta t + \varphi_0) + \frac{\sqrt{2}}{2} X_m \cos(\varphi_0) \quad (46)$$

$$S(k) = x(k)\sen(2\pi f_0 k \Delta t) = \frac{\sqrt{2}}{2} X_m \sen(4\pi k f_0 \Delta t + \varphi_0) - \frac{\sqrt{2}}{2} X_m \sen(\varphi_0) \quad (47)$$

Realizando a média através do somatório o termo dependente de $2f_0$ desaparece restando apenas o componente dependente de φ_0 , resultando o seguinte modelo matemático do sinal já conhecido:

$$\hat{X} = \frac{\sqrt{2}}{2} X_m \cos(\varphi_0) + j \frac{\sqrt{2}}{2} X_m \sen(\varphi_0) = X_m \angle \varphi_0 \quad (48)$$

□ Influência das condições dinâmicas

Um dos dos principais efeitos das condições dinâmicas do SEP é o vazamento espectral, onde desvios na frequência nominal e variações na amplitude são suas prováveis fontes causadoras.

Para observar os efeitos de desvio de frequência, considere um sinal conforme (42) e utilizando (44) onde a frequência não é constante

$$C(k) = \frac{\sqrt{2}}{2} X_m(k\Delta t) \cos \left[2\pi \int_0^{k\Delta t} f(t) dt + 2\pi k f_0 \Delta t + \varphi_0 \right] + \frac{\sqrt{2}}{2} X_m(k\Delta t) \cos \left(2\pi \int_0^{k\Delta t} \Delta f(t) dt + \varphi_0 \right) \quad (49)$$

$$S(k) = \frac{\sqrt{2}}{2} X_m(k\Delta t) \sen \left[2\pi \int_0^{k\Delta t} f(t) dt + 2\pi k f_0 \Delta t + \varphi_0 \right] - \frac{\sqrt{2}}{2} X_m(k\Delta t) \sen \left(2\pi \int_0^{k\Delta t} \Delta f(t) dt + \varphi_0 \right) \quad (50)$$

Observando (49) e (50) os argumentos do primeiro termo não podem ser anulados tomando a media dos mesmos sobre um ciclo do sinal, pois suas frequências não são mais múltiplos inteiros f_0 (BI et al., 2015).

Considerando agora modulação na amplitude conforme modelado em (51):

$$x(t) = \sqrt{2} X_m (1 + k_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (51)$$

Substituindo (51) em (44):

$$C(k) = \frac{\sqrt{2}}{2}X_m \cos(\varphi_0) + \frac{\sqrt{2}}{2}k_1 X_m \cos(2\pi k f_1 \Delta t + \varphi_1) \cos(\varphi_0) + y(2\pi(2f_0)) + y(2\pi(2f_0 - f_1)) + y(2\pi(2f_0 + f_1)) \quad (52)$$

$$S(k) = \frac{\sqrt{2}}{2}X_m \sin(\varphi_0) + \frac{\sqrt{2}}{2}k_1 X_m \sin(2\pi k f_1 \Delta t + \varphi_1) \sin(\varphi_0) + y(2\pi(2f_0)) + y(2\pi(2f_0 - f_1)) + y(2\pi(2f_0 + f_1)) \quad (53)$$

Observa-se que em (52) e (53) tem-se um primeiro termo constante, o segundo termo dependente em f_1 , o terceiro termo dependente de $2f_0$, o quarto termo dependente de $2f_0 - f_1$ e o quinto termo dependente de $2f_0 + f_1$.

Mesmo com o aumento de “k”, o que significa aumentar o numero de ciclos, seria minimizada a componente dependente de $2f_0$ mas não as demais, os quais resultarão em erros nas medições fasoriais (BI et al., 2015).

4.2 Estimativa fasorial sob condições dinâmicas

Com o avanço da eletrônica digital, várias pesquisas tiveram início na busca por métodos computacionais eficientes e rápidos, de forma que pudessem atender principais serviços metrológicos aplicados ao SEP: a medição e a proteção.

Vários métodos foram desenvolvidos ao longo do tempo, contudo nesta dissertação foram utilizados o método de interpolação da DFT de acordo com NGUYEN e LI (2006), o método da *Modulated Sliding Discrete Fourier Transform* (MSDFT) deslizante de acordo com ROMANO e PAOLONE (2014), além do método *Short Time Fourier Transform* (STFT), própria para sinais com parâmetros variáveis no tempo.

Tais métodos são apresentados e descritos com mais detalhes a seguir.

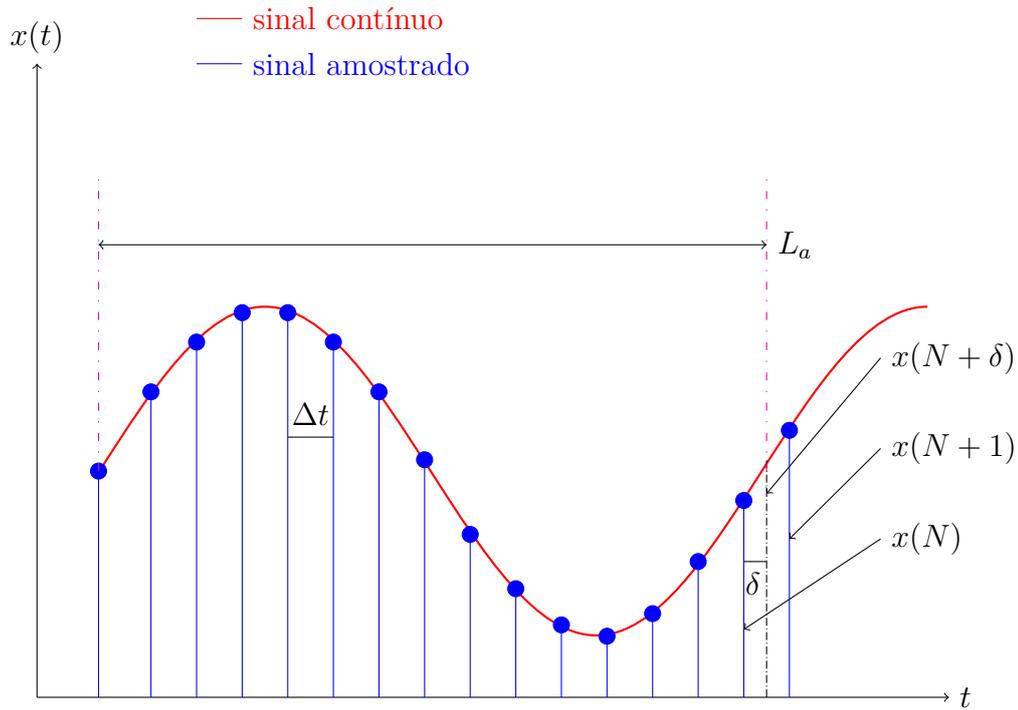
4.2.1 Estimativa de fasores com transformada discreta de *Fourier* interpolada

Esta técnica apresentada por NGUYEN e LI (2006) estabelece um método de cálculo de fasores utilizando o método clássico da TDF com correção por meio de interpolação linear, de forma a compensar erros de desvio de frequência, que causam forte influência na exatidão dos valores de fasores obtidos das amostras de tensão ou corrente medidas.

Este é um dos métodos mais simples, que permite a correção de erros oriundos da estimativa de fasores devido a mudança de parâmetros importantes do mesmo.

Na figura 29 encontra-se ilustrado o esboço desta técnica, onde pode-se notar que a frequência de amostragem não é múltipla inteira da frequência fundamental do sinal.

Figura 29 – Interpolação linear baseado nas duas últimas amostras consecutivas



Fonte: NGUYEN e LI (2006)

- L_a é o período fundamental do sinal
- Δt é o período de amostragem
- δ é a parte fracionária da janela de amostragem

O princípio da interpolação é aplicável à harmônica fundamental e admite que a região compreendida entre as duas últimas amostras consecutivas possa ser aproximada por uma reta. Deve-se mencionar que o limite superior do intervalo correspondente ao período fundamental estará entre estas amostras. Esta aproximação será tanto melhor quanto maior for a frequência de amostragem

Através de (31) e calculando sua integral numericamente, segundo a regra de aproximação da integração numérica trapezoidal, de uma função $f(x)$ no intervalo $[a, b]$ é expresso por:

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{\Delta x}{2} [f_0 + f_n + 2 \sum_{j=1}^{N-1} f_j] \quad (54)$$

Pode-se melhorar a expressão (54) incluindo o erro, portanto:

$$\int_a^b f(x)dx \approx \frac{\Delta x}{2} \left[f_0 + f_n + 2 \sum_{j=1}^{N-1} f_j \right] - \frac{(\Delta x)^2}{12} \left[\frac{df(x)}{dx} \Big|_{x=b} - \frac{df(x)}{dx} \Big|_{x=a} \right] \quad (55)$$

Reescrevendo a equação (31) considerando o período fundamental como $T = (N + \delta)\Delta t$ vem que:

$$c_1 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{N\Delta t} x(t)e^{-j\omega_0 t} dt + \int_{N\Delta t}^{(N+\delta)\Delta t} x(t)e^{-j\omega_0 t} dt \right] \quad (56)$$

substituindo (55) em (56):

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^{N\Delta t} x(t)e^{-j\omega_0 t} dt \approx & \\ & \frac{\Delta t}{2T} \left[x(0) + x(N)e^{-j\omega_0 N\Delta t} + 2 \sum_{k=1}^{N-1} x(k)e^{-j\omega_0 k\Delta t} \right] \\ & - \frac{\Delta t}{12T} \left[x(N)e^{-j\omega_0 N\Delta t} - x(N-1)e^{-j\omega_0 (N-1)\Delta t} + x(1)e^{-j\omega_0 \Delta t} - x(0) \right] \end{aligned} \quad (57)$$

$$\frac{1}{T} \int_{N\Delta t}^{(N+\delta)\Delta t} x(t)e^{-j\omega_0 t} dt \approx \frac{\Delta t \delta}{2T} \left[x(N + \delta)e^{-j\omega_0 (N+\delta)\Delta t} + x(N)e^{-j\omega_0 N\Delta t} \right] \quad (58)$$

De (57) e (58) vem :

$$\begin{aligned} c_1 = & \frac{\Delta t}{2T} \left[x(0) + x(N)e^{-j\omega_0 N\Delta t} + 2 \sum_{k=1}^{N-1} x(k)e^{-j\omega_0 k\Delta t} \right] \\ & - \frac{\Delta t}{12T} \left[x(N)e^{-j\omega_0 N\Delta t} - x(N-1)e^{-j\omega_0 (N-1)\Delta t} + x(1)e^{-j\omega_0 \Delta t} - x(0) \right] \\ & + \frac{\Delta t \delta}{2T} \left[(x(N) + (x(N+1) - x(N))\delta)e^{-j\omega_0 (N+\delta)\Delta t} + x(N)e^{-j\omega_0 N\Delta t} \right] \end{aligned} \quad (59)$$

O coeficiente da harmônica expressa por (59) é a expressão corrigida para variações de frequência que ocorrem nos SEP. Contudo a grande vantagem deste método consiste na aplicabilidade, pois o mesmo pode ser utilizado tanto em condições nominais, como durante desvios de frequência.

Comparativamente com o cálculo clássico, o aumento do custo computacional é mínimo em face as vantagens de ter uma expressão aplicável às condições reais de variação de frequência, onde os resultados obtidos mostraram que para um desvio de frequência de 2 Hz, no método clássico ocorrem erros de amplitude e fase da ordem de 1% e 8°, respectivamente. Nesta técnica sob as mesmas condições os erros foram de 0,09% e 0,04°.

4.2.2 Estimativa fasorial da transformada discreta de *Fourier* por janela modulada deslizante

A MSDFT para aplicações em SEP foi inicialmente proposta por ROMANO e PAOLONE (2014), onde os principais objetivos eram atender às necessidades impostas pelos sistemas de proteção baseados em sincrofasores, conforme a (IEEE, 2011).

A principal característica está na redução da complexidade computacional em comparação ao procedimento clássico de cálculo da TDF, porém mantendo um compromisso otimizado entre baixa latência, alta precisão e alta taxa de transmissão de sincrofasores (milhares por segundo).

Utilizando a equação (32) e denominando $W_M = e^{\frac{j2\pi}{M}}$ como quantidade complexa tem-se:

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn} \quad (60)$$

Considerando amostras complexas, a equação (60) pode ser reescrita como:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} (A + jB) \quad (61)$$

Onde:

$$A = (\Re(x[n]) \times \Re(W_N^{kn}) - \Im(x[n]) \times \Re(W_N^{kn}))$$

$$B = (\Re(x[n]) \times \Im(W_N^{kn}) + \Im(x[n]) \times \Re(W_N^{kn}))$$

Para cada amostra k , temos 4 multiplicações e 2 adições reais. Desta forma para N amostras tem-se um total de $4N$ multiplicações e $(4N-2)$ adições, e conseqüentemente, a classe de complexidade do método tradicional é ordem $O(n^2)$ (OPPENHEIM; SCHAFER-CHAFER; BUCK, 2012).

De acordo com o método clássico, a cada nova amostra aquisitada um novo cálculo de N amostras deve ser efetuado o que se torna por demais oneroso para um sistema embarcado.

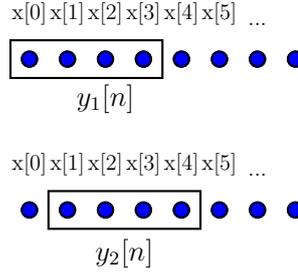
O MSDFT é baseado no método recursivo *Sliding Discrete Fourier Transform* (SDFT) proposto por Jacobsen e Lyons (2003), cujos cálculos baseiam-se na análise dos efeitos quantitativos da inclusão e/ou exclusão de amostras do conjunto observado, isto reduz o custo computacional para ordem $O(n \cdot \log n)$.

A figura (30) ilustra este método, onde a cada ciclo uma nova amostra é incluída e uma mais antiga é excluída da fila de amostras do sinal de entrada x .

As sequências da entrada x , denominadas de y_1 e y_2 possuem a mesma quantidade de amostras, diferindo apenas no primeiro e último elementos de cada uma. Sendo assim a TDF da sequência y_1 é expressa por:

$$Y_1[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y_1[n] W_N^{-kn} = x_0 + \sum_{n=1}^{N-1} y_1[n] W_N^{-kn} \quad (62)$$

Figura 30 – Técnica de estimativa de TDF por janela deslizante



Fonte: Autor

A TDF da sequência y_2 é:

$$Y_2[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y_2[n] W_N^{-kn} = x_N W_N^{k(N-1)} + \sum_{n=1}^{N-2} y_2[n] W_N^{-kn} = x_N W_N^k + \sum_{n=1}^{N-2} y_2[n] W_N^{-kn} \quad (63)$$

Substituindo n por $n-1$ em (63):

$$Y_2[k] = x_N W_N^k + \sum_{n=1}^{N-1} y_2[n-1] W_N^{-k(n-1)} = x_N W_N^k + W_N^k \sum_{n=1}^{N-1} y_2[n-1] W_N^{-kn} \quad (64)$$

Como $y_2[n-1] = y_1[n]$, $1 \leq n \leq N-1$ a equação (64) pode ser reescrita como:

$$Y_2[k] = x_N W_N^k + W_N^k \sum_{n=1}^{N-1} y_1[n] W_N^{-kn} \quad (65)$$

Utilizando (62) em (65):

$$Y_2[k] = x_N W_N^k + W_N^k (Y_1[k] - x_0) = W_N^k (Y_1[k] + x_N - x_0) \quad (66)$$

A equação (66) é susceptível a erros acumulados devido aos mecanismos numéricos de arredondamento da aritmética em ponto flutuante, o que o torna potencialmente instável (ROMANO; PAOLONE, 2014).

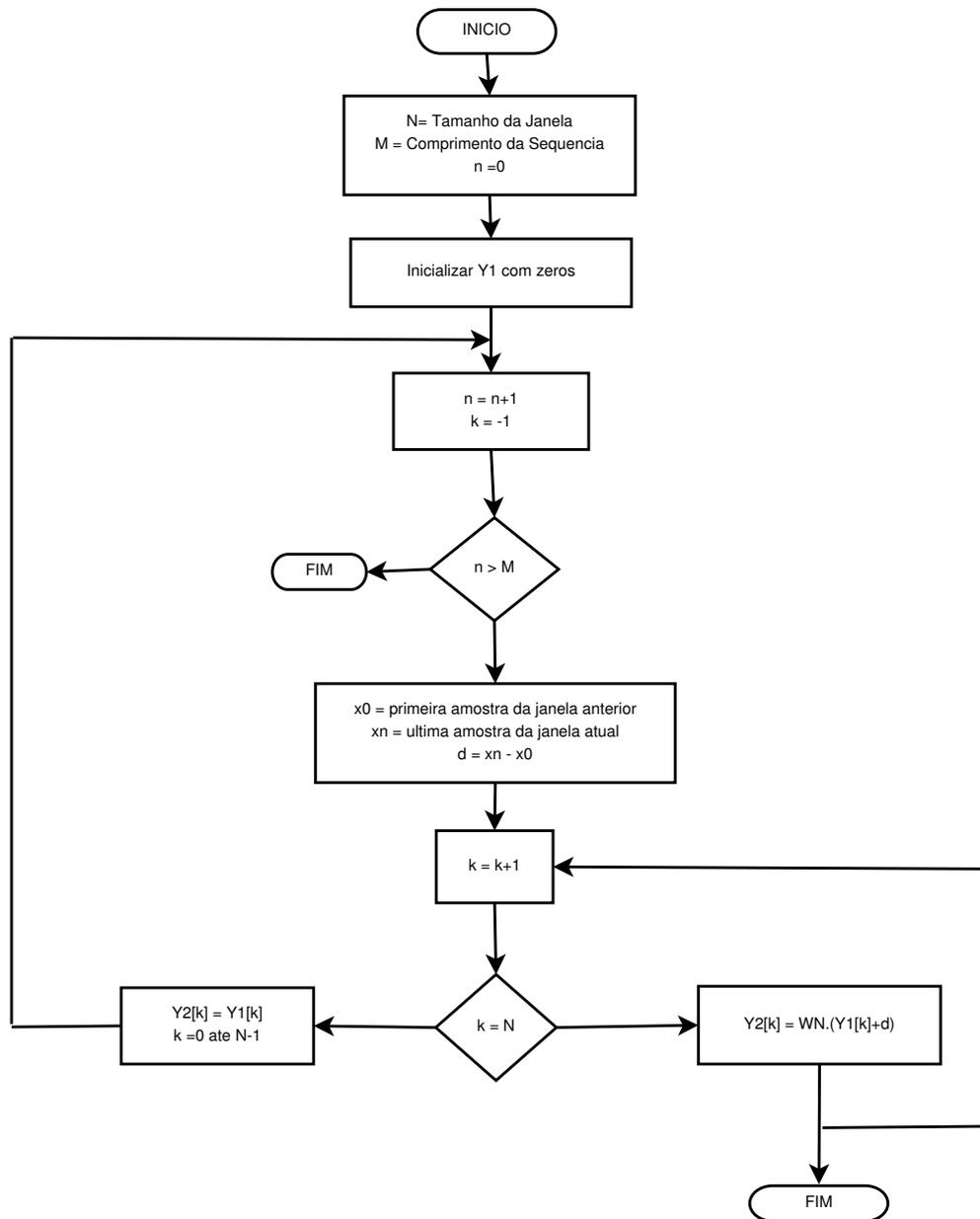
Entretanto, utilizando as propriedades de periodicidade e considerando $k=0$ a equação (66) pode se tornar estável pela eliminação da quantidade complexa W_N^k .

$$Y_k[n] = Y_k[n-1] + x_N - x_0 \quad (67)$$

A quantidade complexa W_N apenas introduz um deslocamento de fase, portanto a partir da equação (67) tem-se:

$$Y_k[n] = W_k^{k(m+1)} \cdot Y_0[n] \quad (68)$$

Figura 31 – Algoritmo de cálculo de MSDFT



Fonte - Autor

As equações (67) e (68) compõem a base do método MSDFT proposto por ROMANO e PAOLONE (2014) e cuja autorização de uso nesta dissertação encontra-se nos anexos (ver figura 81).

Além do exposto na técnica, a aplicação da janela de *Hanning* tem por objetivo reduzir os efeitos do espalhamento espectral ao qual os SEP estão sujeitos. De acordo com WARICHET, SEZI e MAUN (2009) a escolha da janela minimiza os efeitos de espelhamento espectral. No caso, a janela de *Hanning*, ela estreita a largura do espectro.

Ainda segundo sugestões do próprio do autor da técnica, é recomendado realizar o cálculo em 4 ou 5 períodos para uma melhor caracterização dos TI's.

4.2.3 Estimativa fasorial da transformada de *Fourier* de tempo curto

De todos os métodos apresentados, a STFT é originalmente planejada para lidar com sinais variáveis no tempo, quer seja nos seus parâmetros fundamentais, tais como amplitude e frequência, ou na sua composição (senóides de frequência diferentes).

Suas principais aplicações são sinais vocais, radar, efeito *Doppler* entre outros. No caso dos SEP's esta técnica não somente permite lidar com situações dinâmica da rede como também permite efetuar algumas análises espectrais com propósito de estudos de qualidade de energia.

Na análise STFT as amostras são subdividas em intervalos pequenos suficientes para que o sinal possa ser considerado estacionário e grande o suficiente para uma boa resolução em frequência. Em seguida é calculada a TDF de cada um destes intervalos.

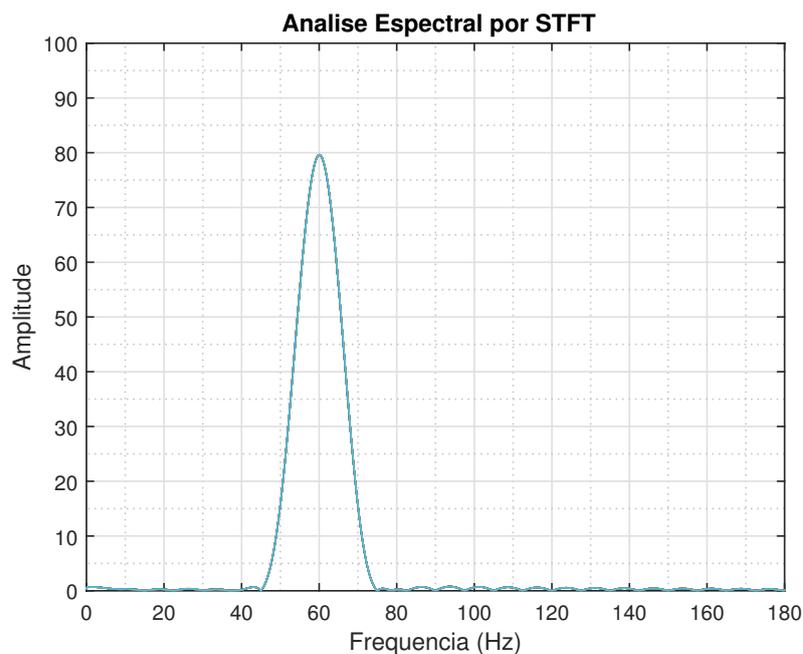
A STFT pode ser expressa por:

$$X[m, \omega] = \sum_{-\infty}^{\infty} x[n + m]w[n]e^{-j\omega m} \quad (69)$$

onde: $w[n]$ é a janela de comprimento L.

A figura (32) mostra a análise espectral de um sinal de corrente da rede elétrica usando o método STFT.

Figura 32 – Análise espectral por STFT



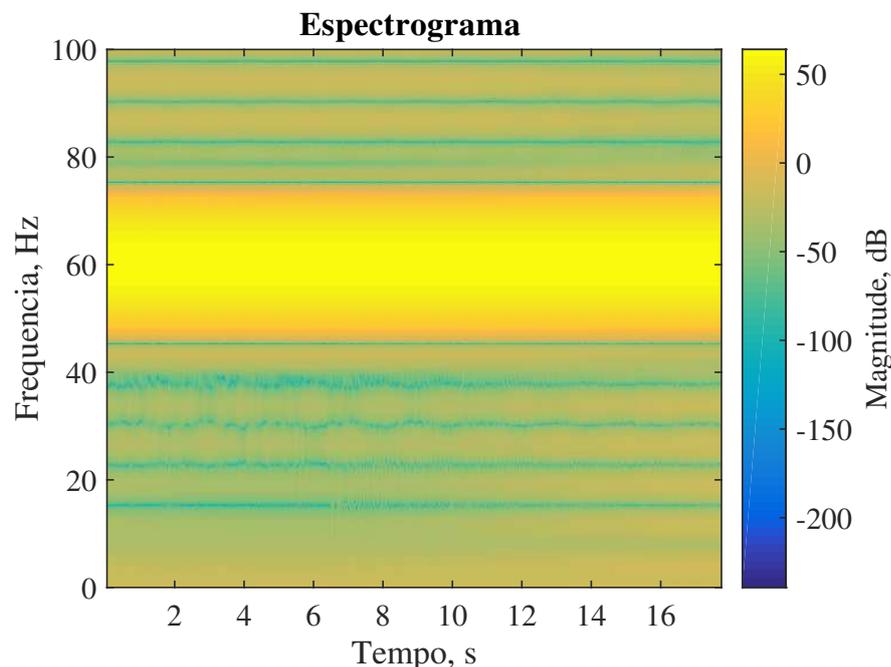
Fonte - Autor

Na aplicação deste método é recomendado não utilizar janelas com bordas abruptas, como por exemplo janela retangular, pois podem gerar oscilações de *Gibbs* nas amplitudes estimadas (OPPENHEIM; SCHAFERCHAFER; BUCK, 2012).

Uma das desvantagens deste método é que essencialmente são utilizadas janelas de curta duração, o que contraria longos períodos para compensar eventuais variações de frequência nominal da rede, o que acaba por comprometer sua exatidão.

Uma forma de representação alternativa e muito utilizada é o espectrograma que mostra a superposição de todos os cálculos da TDF que permite uma visualização do comportamento dinâmico do sinal amostrado. A figura (33) ilustra um espectrograma típico de um sinal de corrente elétrica do SEP, onde é possível verificar a maior densidade de energia ao redor da frequência de 60Hz. Por meio do espectrograma é possível analisar se a rede encontra-se com algum distúrbio notável de frequência e amplitude, principalmente pela observação do comportamento das energias distribuídas nas demais raias ao redor da fundamental. Em virtude de uma determinada composição espectral, pode-se por exemplo descartar uma determinada medida em um dado processo de calibração.

Figura 33 – Espectrograma por STFT

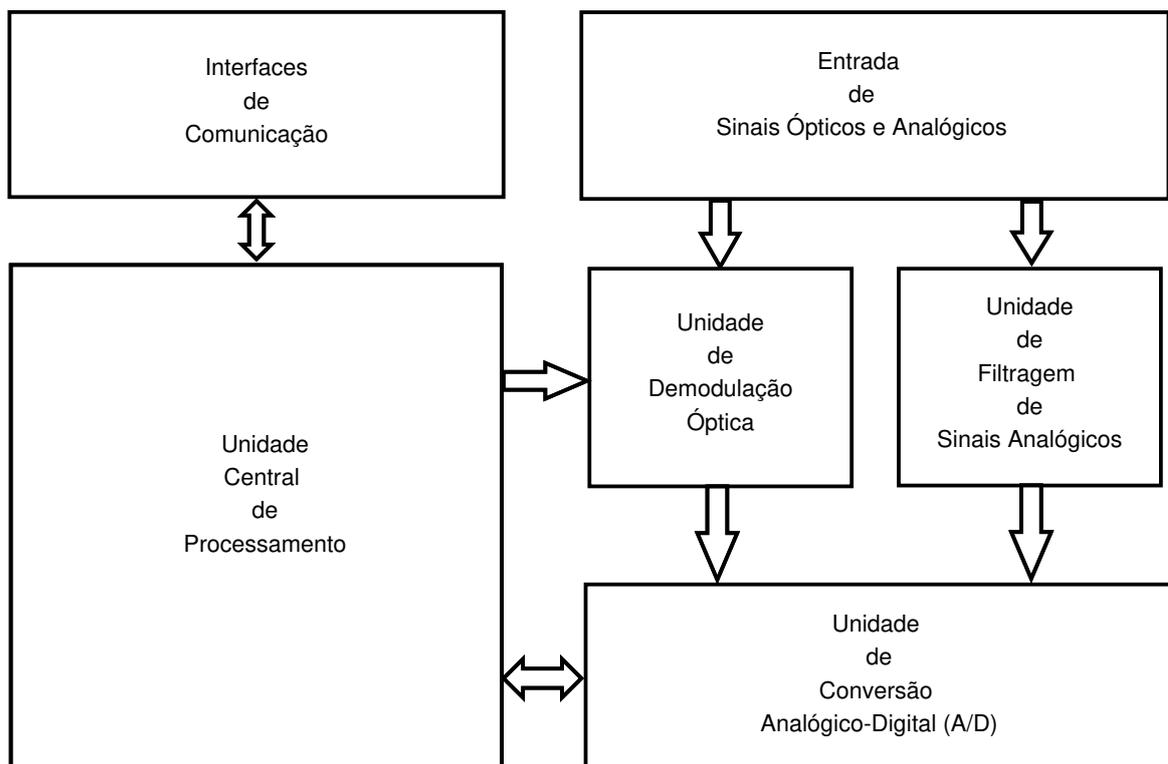


Fonte - Autor

Metodologia de desenvolvimento

NESTE CAPÍTULO ABORDA-SE A IMPLEMENTAÇÃO da unidade eletrônica proposta nesta dissertação. Para facilitar a compreensão, a mesma foi dividida em blocos funcionais, conforme ilustrado na figura (34). Estes blocos serão detalhados nas seções seguintes deste capítulo.

Figura 34 – Diagrama de blocos da unidade eletrônica



Fonte - Autor

Os sinais provenientes dos TI's e TO's são conectados no bloco *Entrada de Sinais Ópticos e Analógicos*, de acordo com sua natureza. Existem duas entradas analógicas destinadas aos dispositivos convencionais, e uma para os do tipo óptico, permitindo que sejam executados os serviços descritos a seguir:

- ❑ **Serviços de Calibração em Laboratório:** Estes são os serviços clássicos executados em laboratórios metrológicos credenciados para calibração de TI's. Nesta categoria de serviços podemos ter dois TI's convencionais ou um TI convencional e um TO.
- ❑ **Serviços de Calibração *in situ*:** Nesta categoria, ainda sem precedentes relevantes, a calibração é feita na própria subestação, onde os instrumentos (denominados de corpos de prova) a serem calibrados estão ligados a suas respectivas cargas operacionais, garantindo assim maior confiabilidade na curva de calibração obtida. Esta modalidade pode ser executado em dois TI's convencionais ou um TI convencional e um TO, sendo este último o *cálibre*.

A seguir, os sinais recebidos são encaminhados para unidades específicas de tratamento de acordo com sua natureza.

Os sinais analógicos serão encaminhados a uma *Unidade de Filtragem de Sinais Analógicos*, de forma a garantir que o conteúdo espectral máximo esteja de acordo com o critério de *Nyquist* aplicado à taxa de amostragem, que será explanada em momento oportuno.

Os de natureza óptica são direcionados para a *Unidade de Demodulação Óptica*, onde será empregada o *Método dos Vales e Picos* para a obtenção da informação contida na fase óptica da onda luminosa, isto é, os valores de tensão ou corrente primários lidos nos TO's.

O módulo *Interfaces de Comunicação* possui duas interfaces padronizadas para fins de interconectividade e configuração. Cada uma possui um padrão específico, conforme listado a seguir:

- ❑ **Interface de Comunicação IEEE 802.3:** Esta interface permite a interligação com o barramento de processo elétrico conforme a IEC (2004) e calibração *on line*.
- ❑ **Interface Serial EIA/RS-232:** Esta interface é destinada para configuração local da unidade microprocessada, o qual pode ser feita por qualquer *software* terminal de comunicação serial, tipo *HyperTerminal* ou *TeraTerm*.

A *Unidade de Conversão Analógico-Digital (A/D)* realiza a amostragem simultânea dos sinais analógicos e ópticos para posterior processamento e tratamento de dados.

A *Unidade Central de Processamento* é o núcleo de desta unidade. Nela são executados o gerenciamento de recursos computacionais, o controle e os cálculos necessários ao correto funcionamento da mesma.

5.1 Entrada de sinais ópticos e analógicos

O bloco de entrada de sinais deve prover adequação simultânea tanto aos requisitos da eletrônica como aos sinais provenientes dos TI's e TO's, tanto para tensão como corrente.

As entradas analógicas são ligadas aos TI's, e conforme abordado no capítulo 2 desta dissertação, na modalidade de medição de tensão, os TP's possuem saída secundária nominal padronizada em 115 V ou $115/\sqrt{3}$ V, segundo ABNT (2009a).

Os altos valores de tensão acima mencionados são proibitivos para a maioria dos componentes eletrônicos da unidade. Desta forma torna-se mandatório a redução destes níveis, o qual é feito externamente através de uma década resistiva de alta precisão (da ordem de 50 parte por milhão (ppm)), fabricada especialmente para fins metrológicos.

Já no caso de medição de correntes, os TC's possuem saída secundária padronizada em 5A e em casos específicos 1A conforme ABNT (2009b).

Como os TC's fornecem corrente elétrica, a mesma deve ser convertida num valor proporcional de tensão para que possa ser ligada a unidade eletrônica. Este processo é realizado através da utilização de resistores externos tipo *shunt* padronizados, que também não permite que o secundário do TC fique em vazio.

Uma vez reduzidos e/ou convertidos, os sinais analógicos passam por um limitador composto por diodos zener cuja finalidade é proteger o sistema contra eventuais surtos na rede elétrica e que podem ser reproduzidos no secundário dos TI's. Isto poderia propagar dentro da placa de circuitos e provocar danos ou defeitos que comprometeriam seu funcionamento.

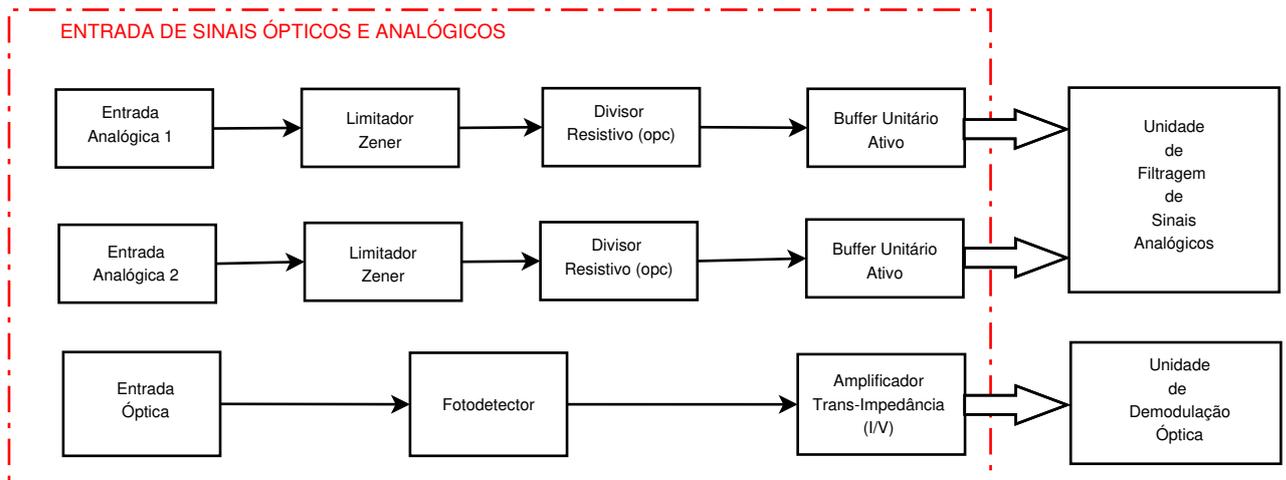
Existe ainda um divisor resistivo opcional, que pode ser utilizado mediante a inserção de resistores nos espaços apropriados.

O *buffer* ativo unitário tem como objetivo garantir alta impedância ao circuito resistivo, pois caso este divisor tenha resistência na mesma ordem de grandeza que os módulos adjacentes o funcionamento do mesmo ficaria incorreto.

A entrada óptica é realizada por meio de conectores de fibras ópticas que são acopladas a um fotodetector (geralmente um foto-diodo) que converte a intensidade luminosa em corrente elétrica, que por ser muito pequena, necessita ser amplificada e convertida em tensão. Isto é feito por um amplificador de transimpedância, cujo ganho é comandado pelo resistor da malha de realimentação.

A figura (35) ilustra o esquema da unidade de entrada.

Figura 35 – Unidade de entrada de sinais ópticos e analógicos



Fonte - Autor

5.2 Unidade de demodulação de sinais ópticos

O processo de demodulação do sinal óptico é o método pelo qual se extrai as informações da variável física mensurada, contida em sua fase óptica.

Conforme abordado anteriormente, os sensores ópticos são baseados na interferometria, pois os detectores utilizados para recuperar a informação medem apenas a intensidade resultante da interferência de dois sinais luminosos.

Desta forma, tanto no TPO quanto no TCO, faz-se um circuito óptico que permite que tanto a onda de luz original, proveniente do SLD, quanto a onda de luz que emerge após sua propagação através do cristal sensor, sejam projetadas contra um foto-detector para que ocorra a interferência entre ambas. Assim, o sinal de potência luminosa resultante pode alcançar desde um valor máximo (interferência puramente construtiva das ondas), até um valor mínimo (interferência puramente destrutiva), dependendo da diferença de fase ϕ entre as mesmas. Como os fotodetectores do tipo foto-diodo tradicionalmente convertem potência luminosa em corrente, sua expressão típica de resposta é do tipo:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} \cdot [1 + \cos(\phi)] \quad (70)$$

Onde I_0 é a corrente máxima captada pelo fotodetector.

Medindo essa intensidade de corrente, pode-se então inferir a defasagem entre os sinais. Entretanto, qualquer processo de interferência realizado dessa forma possui uma ambiguidade, uma vez que caso uma onda luminosa esteja atrasada de uma certa fase " $-\phi$ ", ou adiantada " $+\phi$ ", com relação a outra onda luminosa, a interferência das mesmas irá produzir a mesma corrente no fotodetector. Dessa forma, na recuperação da informação não seria possível identificar se a fase da primeira onda é de positiva ou negativa com relação à segunda.

Para evitar esse efeito, usualmente a fonte luminosa é artificialmente modulada em fase por uma outra onda, senoidal, que denominamos de portadora. A frequência dessa portadora (ω_2) deve ser algumas ordens de grandeza mais elevada do que a frequência natural do sinal que se deseja detectar com o interferômetro. Ainda, a amplitude dessa onda portadora (ϕ_2) deve ser cuidadosamente ajustada para maximizar a sensibilidade do dispositivo, como poderá ser visto a seguir. A expressão da corrente no diodo torna-se então:

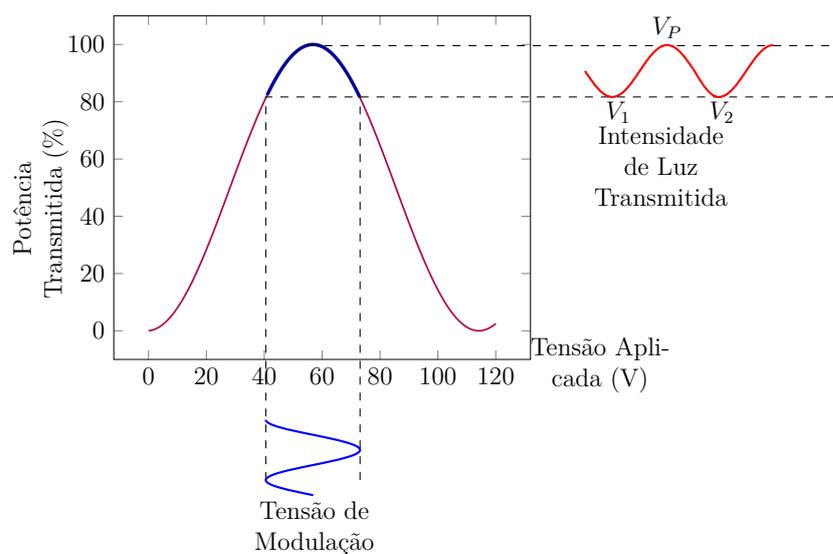
$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\phi_1(t) + \phi_2 \sin(\omega_2 t))] \quad (71)$$

onde:

- ϕ_2 é o sinal da portadora
- ω_2 é a frequência angular da portadora
- ϕ_1 é o sinal da moduladora proveniente do elemento sensor ($\phi_1(t) = \phi_1 \cos \omega_1 t$)
- ω_1 é a frequência angular da moduladora, no nosso caso a rede elétrica.

Dessa forma, a resposta típica de potência recebida pelo foto-diodo assume o comportamento mostrado na Fig. (36). Nesse caso, o sinal de modulação da rede elétrica foi feito nulo, mas a intensidade de luz transmitida varia devido à portadora, com vales (V_1 e V_2) e picos (V_P), comentados adiante.

Figura 36 – Método dos vales e picos - sem modulação da rede elétrica aplicada



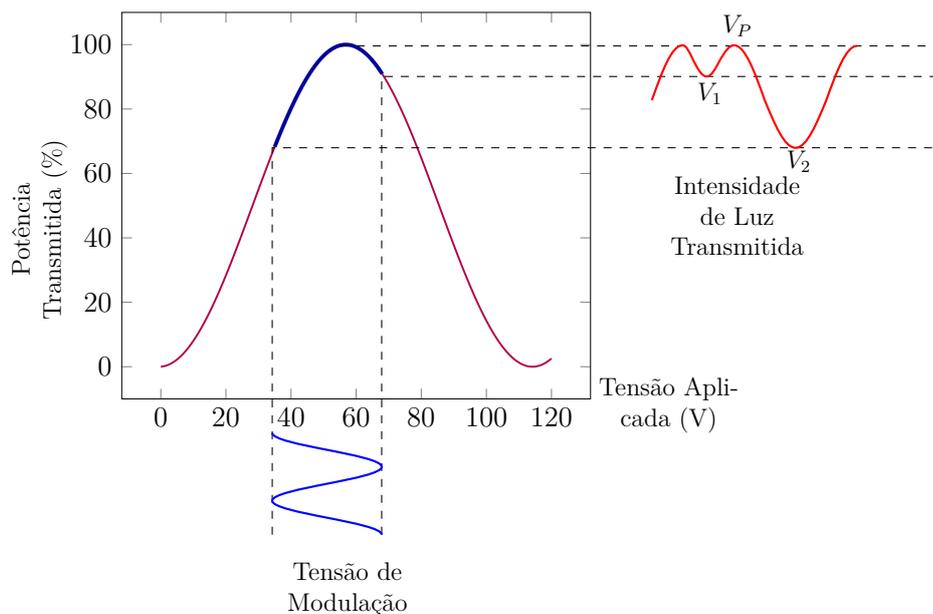
Fonte: Autor

É possível observar que no sinal de saída (sinal em vermelho), os vales encontra-se alinhados horizontalmente, pois o sinal de portadora de entrada é simétrico em relação ao valor máximo de intensidade luminosa (pico). Devido a linearidade do processo interferométrico (princípio da superposição de *Young*) as formas de onda são semelhantes.

No caso dos TO's, ao aplicarmos um campo elétrico ou submetemos o sensor a um intenso campo magnético (ambos alternados e com forma senoidal), ocorrerão modificações nas profundidades dos vales do sinal de saída, pois a simetria observada na figura (36) deixa de existir, porém o pico se mantém no mesmo valor por estar relacionado diretamente com a máxima intensidade.

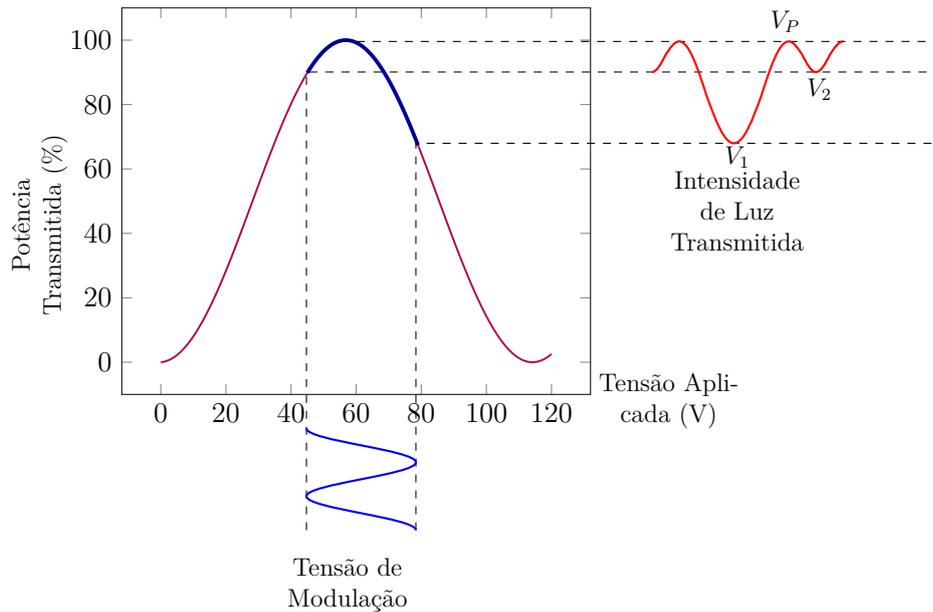
As figuras (37) e (38) ilustram os cenários relacionados aos campos magnético e elétrico quando eles passam por um mínimo e por um máximo, respectivamente.

Figura 37 – Método dos vales e picos - com modulação da rede elétrica aplicada - valor mínimo



Fonte: Autor

Figura 38 – Método dos vales e picos - com modulação da rede elétrica aplicada - valor máximo



Fonte: Autor

Isto conclui uma análise qualitativa do "Método dos Vales e Picos" proposto originalmente por ALMEIDA (2001).

Inicialmente este método foi proposto para aplicação em sistemas de navegação inercial baseados em giroscópios a fibras ópticas, onde sua robustez e estabilidade permitiu que se atingissem resultados excelentes.

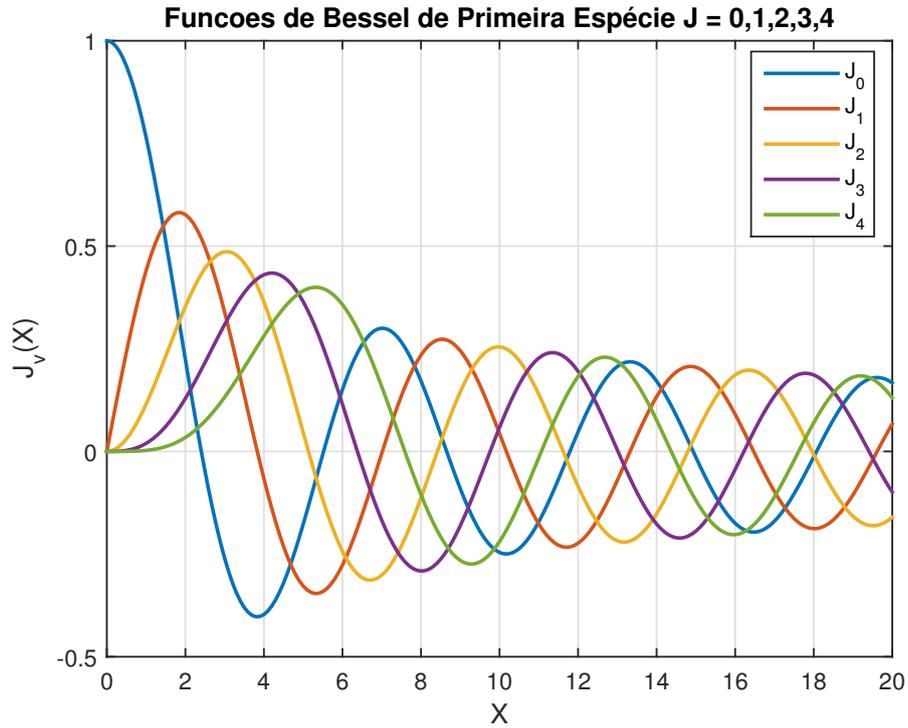
A seguir é feito um detalhamento matemático mais profundo para apresentar os blocos que fazem a demodulação do sinal óptico desta unidade.

A equação (71) da corrente no foto-diodo é claramente não linear. Sua expansão em série de *Bessel* permite uma aproximação linear, e é dada por:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} \left\{ 1 + \left[J_0(\phi_2) + 2 \sum_{n=0}^n J_{2n}(\phi_2) \cos(2n\omega_2 t) \right] \cos(\phi_1(t)) \right\} - \frac{I_0}{2} \left\{ 2 \sum_{n=0}^n J_{2n-1}(\phi_2) \text{sen}[(2n-1)\omega_2 t] \text{sen}(\phi_1(t)) \right\} \quad (72)$$

onde: J_n é a função de *Bessel* de ordem n e primeira espécie, conforme ilustrado na figura (39).

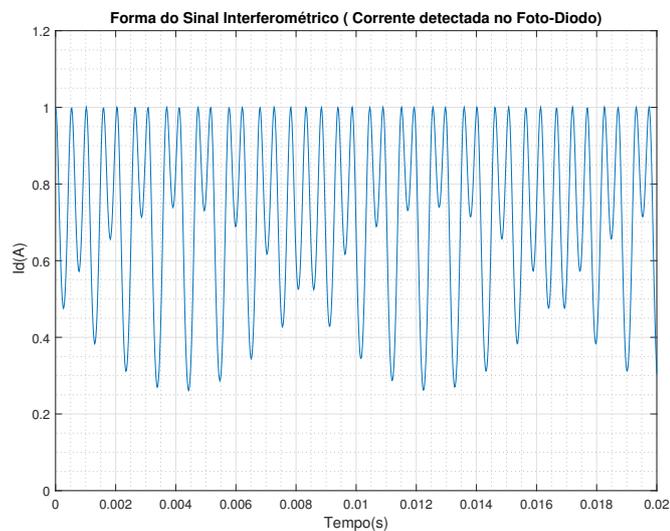
Figura 39 – Função de *Bessel* de primeira espécie



Fonte - Autor

Com base nas figuras (36), (37) e (38) conclui-se que o sinal de entrada apresentará o ponto médio variando senoidalmente, isto é devido a modulação ser função da rede elétrica, portanto, o sinal óptico resultante, detectada pelo interferômetro, em função do tempo apresenta um gráfico conforme ilustrado na figura (40).

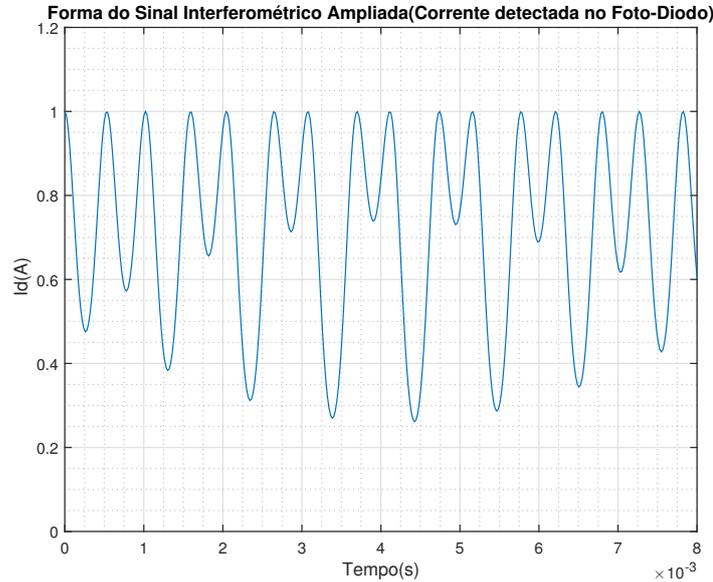
Figura 40 – Sinal interferométrico no domínio do tempo



Fonte - ALMEIDA e SANTOS (2005)

Observando em um trecho ampliado da figura (40) tem-se:

Figura 41 – Sinal interferométrico no domínio do tempo (ampliado)



Fonte - ALMEIDA e SANTOS (2005)

Nas figuras (40) e (41) nota-se que os valores máximos (picos) possuem valor constante e estão sempre entre dois vales. Contudo, a profundidade dos vales obedece ao sinal modulador, que neste caso é função da rede elétrica.

É possível observar que, com o passar do tempo, os valores mínimos seguem uma função senoidal e ocorrem sempre em instantes fixos, diferentemente dos valores de pico.

Utilizando a expressão (72), com o auxílio da figura (39) temos a seguinte expressão para componentes de baixa frequência:

$$I_{bf}(t) = \frac{I_0}{2} [1 + J_0(\phi_2)\cos(\phi_1 t)] \quad (73)$$

Combinando as equações (71) e (73) temos as componentes de alta frequência ($\omega \gg \omega_1$) expressas por:

$$I_{af}(t) = \frac{I_0}{2} [\cos(\phi_1(t) + \phi_2 \text{sen} \omega t) - J_0(\phi_2)\cos(\phi_1(t))] \quad (74)$$

A partir de (74) obtém-se as expressões de dois vales consecutivos dados por:

$$I_{v1} = \frac{I_0}{2} [\cos(\phi_2 + \phi_1(t)) - J_0(\phi_2)\cos(\phi_1(t))] \quad (75)$$

$$I_{v2} = \frac{I_0}{2} [\cos(\phi_2 - \phi_1(t)) - J_0(\phi_2)\cos(\phi_1(t))] \quad (76)$$

O diferença entre (75) e (76) é dada por:

$$|\Delta I_v| = |I_{v1} - I_{v2}| = \frac{I_0}{2} |\text{sen}\phi_2| \text{sen}(\phi_1(t)) \quad (77)$$

Considerando $\phi_2 = \pi/2$ em (77) :

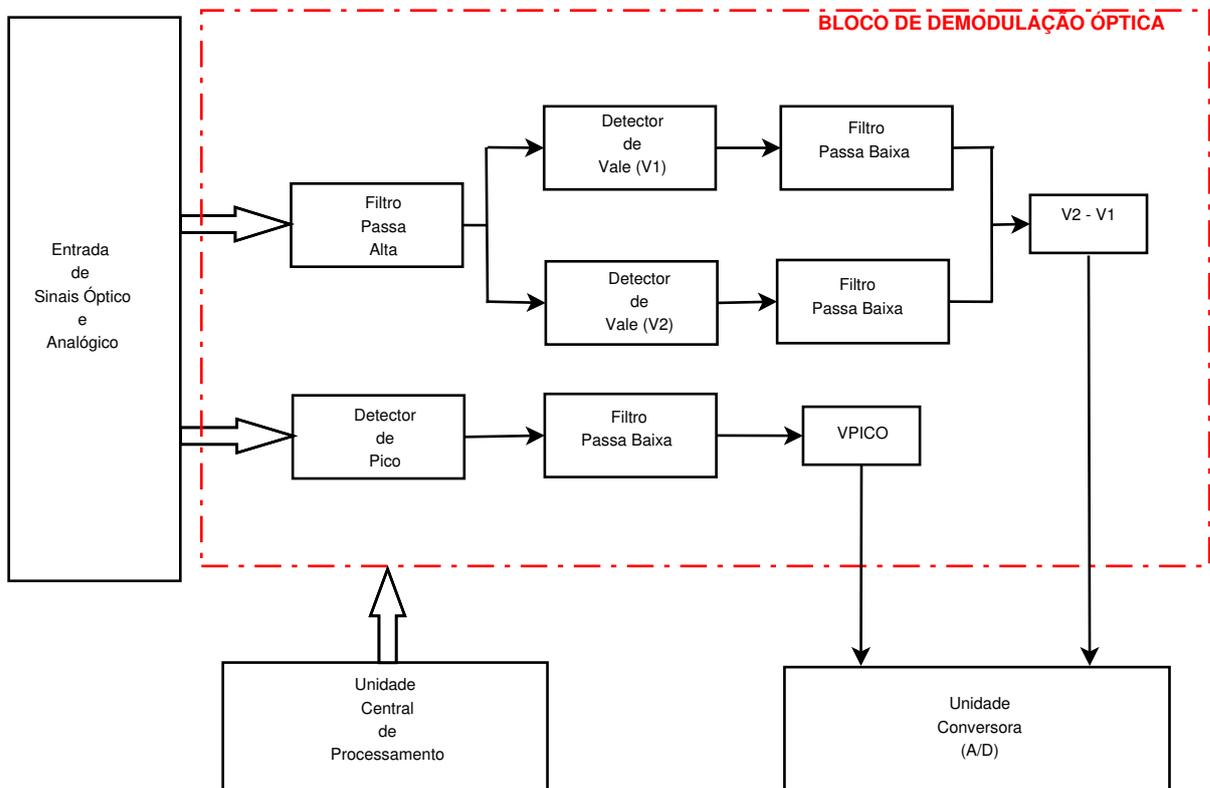
$$\phi_1(t)|_{(\phi_2=\frac{\pi}{2})} = \text{arcsen}\left(\frac{I_{v2} - I_{v1}}{I_0}\right) \quad (78)$$

Conforme descrito por ALMEIDA e SANTOS (2005), a partir da equação (78) no intervalo $|\phi_2| \leq \pi$ rad, $\phi_2 = \frac{\pi}{2}$ rad é o valor da amplitude de modulação de fase óptica que:

- maximiza a sensibilidade diferencial dos valores dos vales com relação à $\phi_1(t)$
- minimiza a deriva do fator de escala eletrônico em relação à variação de ϕ_2
- maximiza a faixa dinâmica de medida de $\phi_1(t)$, i.e. $\phi_1(t)_{max} = \frac{\pi}{2}$ rad

A figura (42) representa a unidade de demodulação óptica de acordo com o detalhamento matemático descrito anteriormente.

Figura 42 – Diagrama de blocos da unidade de demodulação óptica



Os sinais ópticos são inseridos num filtro passa-alta, permitindo a passagem apenas das componentes de alta frequência necessárias a determinação dos vales, de acordo com (75) e (76).

O sinal filtrado é então inserido nos módulos detectores de vales 1 e 2, que são unidades compostas de sistemas de aquisição tipo *Sample-and-Hold* (S/H) composto por chaves *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS) de alta performance.

O detector de pico é composto de um sistema S/H à base de chaves CMOS, porém com maior complexidade em relação ao detector de vales. Isto se deve ao fato de que não se pode garantir o instante preciso de ocorrência de pico, apenas pode-se garantir a existência do mesmo entre dois vales consecutivos.

Desta forma a detecção de pico ocorre em três etapas:

- ❑ **Etapa de descarga:** Esta etapa é sincronizada com um instante de vale, onde é realizado a descarga do capacitor que armazena o valor de pico. Por ser sincronizado com um vale, este capacitor irá armazenar o valor do mesmo e ir aumentando a medida que o sinal for subindo em direção ao pico. Isto corresponde ao processo de *Hold*.
- ❑ **Etapa de rastreamento de máximo:** um circuito detector rastreia e memoriza o máximo da forma de onda, para posterior amostragem
- ❑ **Etapa de amostragem :** Esta etapa ocorrerá quase que simultaneamente com o próximo vale, nesta hora será realizado o processo de *Sample*, armazenando o valor de pico.

A unidade realiza a amostragem destes sinais a uma taxa de 128 amostras por ciclo da rede elétrica, o que requer uma frequência de amostragem de 7680Hz. Desta forma, segundo o critério de *Nyquist*, a máxima frequência admissível de forma a evitar o efeito de *aliasing* é de 3840 Hz.

Outro ponto de destaque esta relacionado com a análise de qualidade de energia, onde existe um desejo ainda incipiente de analisar até a 50^a harmônica, o que ocorreria por volta da frequência de 3kHz.

Os TI's apresentam discrepâncias mais acentuadas na fase para frequências acima de 1kHz o que pode induzir a erros. Isto faz com que sua faixa de resposta em frequência seja fortemente afetada (geralmente a banda máxima é de 1 kHz), o que impede de ser obtido uma análise qualitativa de energia satisfatória nas condições expostas acima. Porém os TO's não possuem esta limitação podendo ser amplamente utilizados para esta finalidade (BORGES, 2014).

Com base no exposto acima uma filtragem *Butterworth* analógica de 4^a ordem foi implementada na unidade com frequência de corte em 3kHz atendendo tanto os padrões de qualidade energética, como taxa de amostragem.

Por ser um sistema S/H de alta precisão, o comando das aquisições de vales e picos é fornecido através da unidade central de processamento, contando para isto com um circuito de síntese digital tipo FPGA, que permite a síntese de uma máquina de estados de controle da demodulação com excelente precisão temporal, o que minimiza atrasos inerentes ao sistema computacional embarcado.

Finalizando, os sinais de vales são inseridos num bloco subtrator analógico baseado em amplificadores operacionais do tipo *rail-to-rail* e o resultado obtido, juntamente com o valor de pico serão lidos pela Unidade Conversora A/D.

5.3 Unidade de filtragem de sinais analógicos

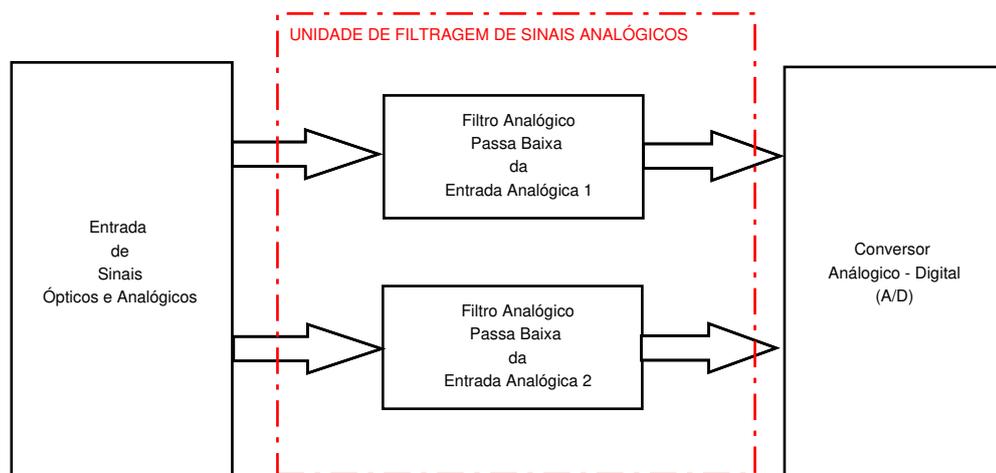
Conforme abordado no capítulo 2, o secundário dos TI's reproduzem o mais fielmente possível o sinal elétrico que alimenta seu circuito primário, diferenciado apenas por um fator de escala denominado de relação de transformação.

Nas aplicações metrológicas *in situ*, este sinal (seja ele de corrente ou tensão elétrica) possui conteúdos harmônicos indesejados que podem comprometer seriamente as medições via PDS.

Da mesma forma que no filtro passa-baixas da unidade de demodulação óptica, temos uma unidade de filtragem para os sinais analógicos uma vez que, embora de natureza diferente, eles procedem da mesma fonte elétrica.

O diagrama desta unidade está ilustrado na figura (43)

Figura 43 – Diagrama de blocos da filtragem de sinais analógicos



Fonte - Autor

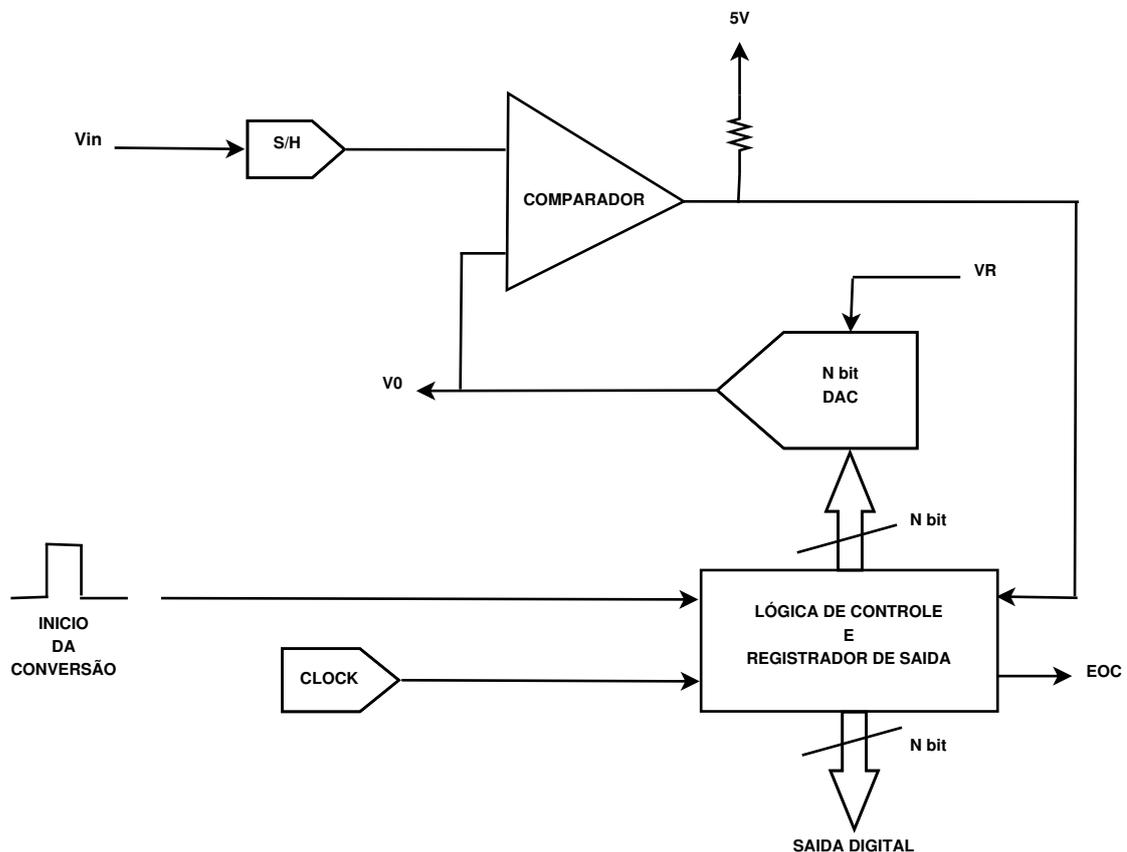
5.4 Unidade de conversão A/D

A unidade de conversão A/D é a interface entre a parte analógica e digital. Nela ocorre a quantização dos valores analógicos em digitais, para que sejam devidamente manuseados na *Unidade central de processamento*. O conversor utilizado possui 4 canais e amostragem simultânea, o que proporciona confiabilidade nos cálculos de desvio de fase, uma vez que todas as amostras são tomadas ao mesmo tempo.

O princípio de conversão é a tecnologia *Successive Approximation Rate* (SAR), a qual é mais utilizada no mundo, por apresentar baixo custo e velocidade de conversão de moderada a alta, entretanto necessita de um circuito S/H, para evitar perda de exatidão de saída (NORTHROP, 2005).

Na figura (44) está ilustrado o diagrama clássico de um conversor A/D tipo SAR .

Figura 44 – Diagrama de blocos do conversor A/D N bits tipo SAR



Fonte - NORTHROP (2005)

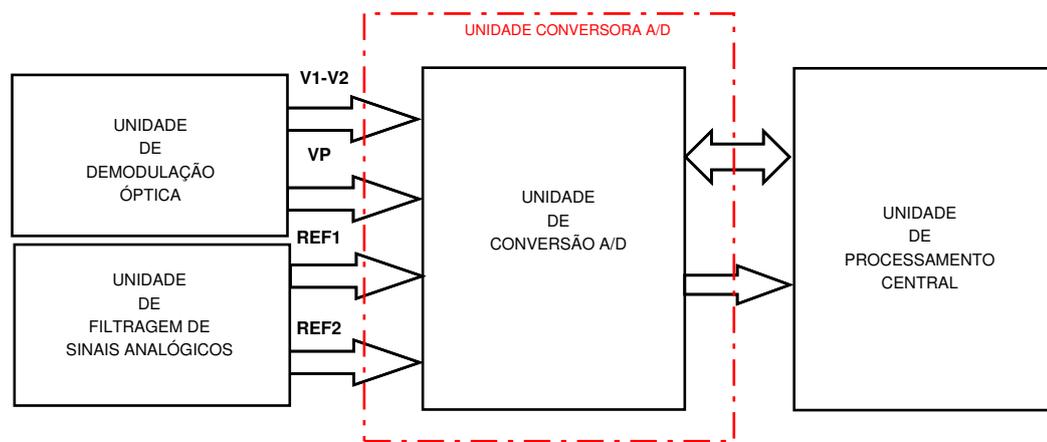
A conversão inicia com o valor analógico sendo amostrado e armazenado no bloco S/H. Ao mesmo tempo o registro de saída é resetado e todos os N bits do mesmo são colocados em nível lógico zero. No próximo ciclo de relógio, o primeiro bit (D_1) é colocado em "1", fazendo com que a saída do bloco N bits DAC apresente o valor $V_0 = V_R/2$. A seguir o comparador executa a operação $V_x \geq V_0$. Se verdadeiro, então D_1 é mantido em "1", senão é colocado em "0".

No próximo ciclo o procedimento de comparação se repete, porém o valor de saída será $V_0 = D_1 \frac{V_R}{2} + \frac{V_R}{4}$. Se a comparação for verdadeira então $D_2 = "1"$ senão $D_2 = "0"$. Este procedimento se repete para todos os N bits, em qualquer situação, e seu custo computacional é $O(n)$, onde n é o número de bits.

Outro ponto importante é que este processo inicia-se pelo bit mais significativo e termina no menos significativo.

A figura (45) mostra a *unidade de conversão A/D* e suas interconexões com os demais blocos.

Figura 45 – Diagrama de blocos da unidade conversora A/D



Fonte - Autor

5.5 Unidade central de processamento

Nesta unidade estão localizados o microcontrolador da arquitetura ARM CORTEX M4F com recursos de ponto flutuante embutidos, alta velocidade, alta capacidade de memória, alta capacidade de entrada/saída (E/S) e amplo suporte a interfaces de comunicação. O circuito de síntese digital FPGA, que são responsáveis pelas seguintes atribuições, respectivamente.

Microcontrolador

- ❑ Gerenciar as Interfaces de Comunicação
- ❑ Efetuar o Controle de Malha Fechada para compensação de Efeitos Térmicos
- ❑ Ajuste dos Instante e Largura dos Pulsos de Sincronismo para o Método de Vales e Picos
- ❑ Realização do Cálculo dos Valores Amostrados
- ❑ Comandar a Taxa de Amostragem da Unidade Conversora A/D

- ❑ Operação e Configuração do Sistema
- ❑ Inicialização da FPGA

FPGA

- ❑ Preceder a Leitura e Armazenamento dos Valores Amostrados pela Unidade Conversora A/D
- ❑ Emitir Pulsos de Sincronismo previamente configurados para a Unidade de Modulação Óptica
- ❑ Realizar a Leitura de Temperatura

Para atender as especificações mencionadas anteriormente, o *software* desenvolvido foi dividido nos seguintes processos pré-definidos, num esquema de sistema executivo, cíclico, de tarefas:

Inicialização do sistema

Este bloco é responsável por:

- ❑ Inicialização da FPGA
- ❑ Inicialização da Interface IEEE802.3
- ❑ Inicialização dos Serviços *User Datagram Protocol* (UDP)
- ❑ Inicialização do módulo de conversão digital-analógico (D/A)
- ❑ Carregamento das Configurações Armazenadas do Sistema
- ❑ Inicialização dos Filtros Digitais
- ❑ Inicialização das Variáveis de Controle do Sistema

Verifica pacotes IEEE 802.3

Este bloco é responsável por verificar se foram recebidos pacotes de dados via interface IEEE802.3 e em caso afirmativo proceder com o tratamento dos dados.

Verifica FPGA

Realiza verificações periódicas sobre o funcionamento da FPGA emitindo uma mensagem de alerta via interface serial em caso de falha.

Envia pacotes IEEE802.3

Realiza o envio de pacotes sempre que existir dados a serem transmitidos via interface IEEE 802.3, entre eles estão os serviços de UDP responsável pelos dados amostrados dos

TO's e TI's.

Controle de malha fechada

Anular a diferença de vales do sinal óptico quando não existe modulação proveniente da rede elétrica. Este fenômeno ocorre por influência da deriva térmica sobre o circuito óptico. Este controle é efetuado via um controlador do tipo proporcional-integral (PI), visando manter o valor de $\phi_m = \frac{\pi}{2}$.

Monitoração de variáveis

Tem por finalidade específica a manutenção do sistema, verificando variáveis de interesse como valores amostrados no conversor A/D, temperatura, saída do D/A e temperatura da unidade óptica e da placa eletrônica.

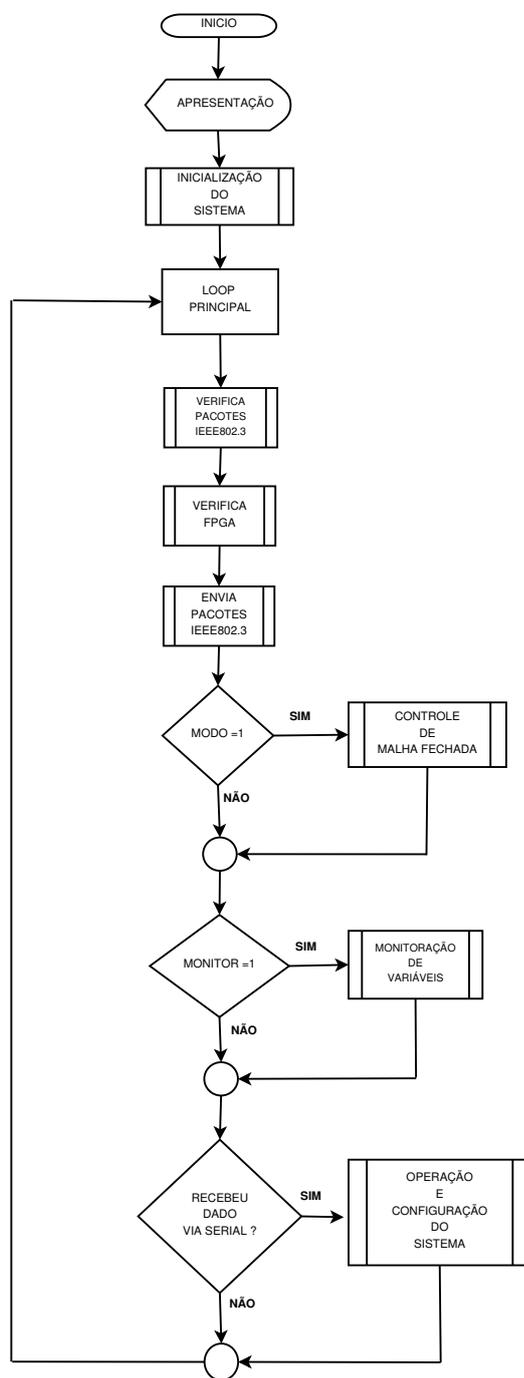
Operação e configuração do sistema

É acionado através de dados recebidos via comunicação serial e apresenta as seguintes opções:

- Leitura, apagamento e escrita de configuração da memória *FLASH*
- Ler os registros na FPGA
- Verifica bits de status e autoteste de FPGA
- Contadores e temporizadores internos do microcontrolador
- Geração manual de Pacotes IEEE802.3 para testes da rede *EtherNet*
- Configuração dos pulsos de sincronismo da FPGA
- Ajuste do valor do D/A - modo manual
- Malha de controle ligada/desligado
- Leitura manual dos conversores A/D internos
- Monitoração do valor de pico (dado digital bruto)
- Monitoração dos valores de diferença de vale (pós filtro digital)
- Monitoração da diferença de vales (dado digital bruto)
- Monitoração interna de temperatura

A figura (46) mostra um fluxograma simplificado do software do microcontrolador.

Figura 46 – Fluxograma de *software* do microcontrolador

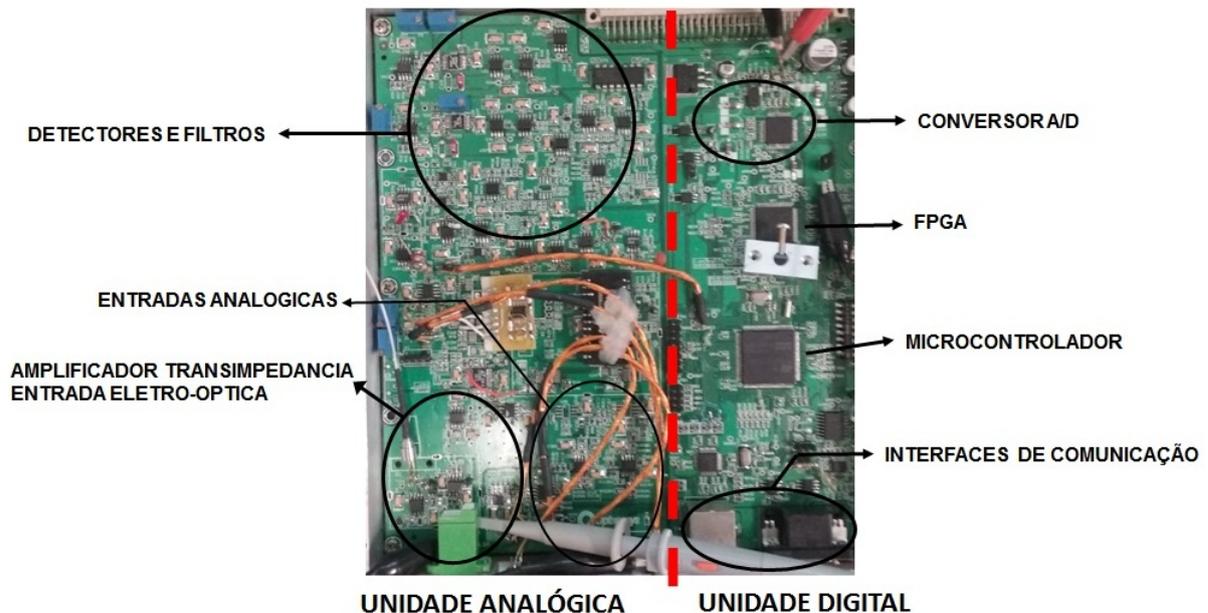


Fonte - Autor

5.6 Unidade eletrônica desenvolvida

A figura (47) mostra a unidade eletrônica desenvolvida nesta dissertação bem como a localização dos componentes e unidades mencionadas neste capítulo.

Figura 47 – Unidade eletrônica desenvolvida na dissertação



Fonte - Autor

Além da unidade descrita, o sistema completo é composto por fontes de alimentação, módulos SLD, os quais podem ser interligados em bastidor especialmente desenvolvido para este propósito.

5.7 Ferramentas auxiliares de desenvolvimento e depuração

Neste desenvolvimento foram utilizadas ferramentas computacionais que podem ser categorizadas como:

- ❑ **Desenvolvimento:** São aquelas ferramentas utilizadas para desenvolvimento de algoritmos computacionais para sistemas embarcados. Podem ser tanto destinadas à programação do microcontrolador (comumente executado em linguagem ANSI C) como programação em FPGA, onde os representantes mais conhecidos são o *VHSIC*

Hardware Description Language (VHDL) e o Verilog. Neste projeto optou-se pela linguagem VHDL

- ❑ **Depuração:** São ferramentas auxiliares que auxiliam nos testes e permitem aos projetistas analisarem performances, investigar erros e visualizar resultados. Esta categoria é bem diversificada e sua gama de abrangência é extremamente dependente do projeto a ser desenvolvido. São representantes conhecidos: *softwares* de cálculo, tais como: *Matlab*, *Octave* e *Scilabe* ambientes de programação, representados por: *Visual C ++*, *NetBeans* *Visual Studio*.

5.7.1 Ferramentas de desenvolvimento

5.7.1.1 Ambiente de desenvolvimento dos algoritmos do microcontrolador

Atualmente os microcontroladores possuem inúmeras aplicações, o que faz deles componentes imprescindíveis nos desenvolvimentos. Contudo esta gama permite que suas capacidades e características sejam diversificadas o que garante uma boa relação custo-benefício.

A escolha do microcontrolador é direcionada pela aplicação e, conseqüentemente sua interface de programação onde, algumas são *freeware* e outras necessitam licenças.

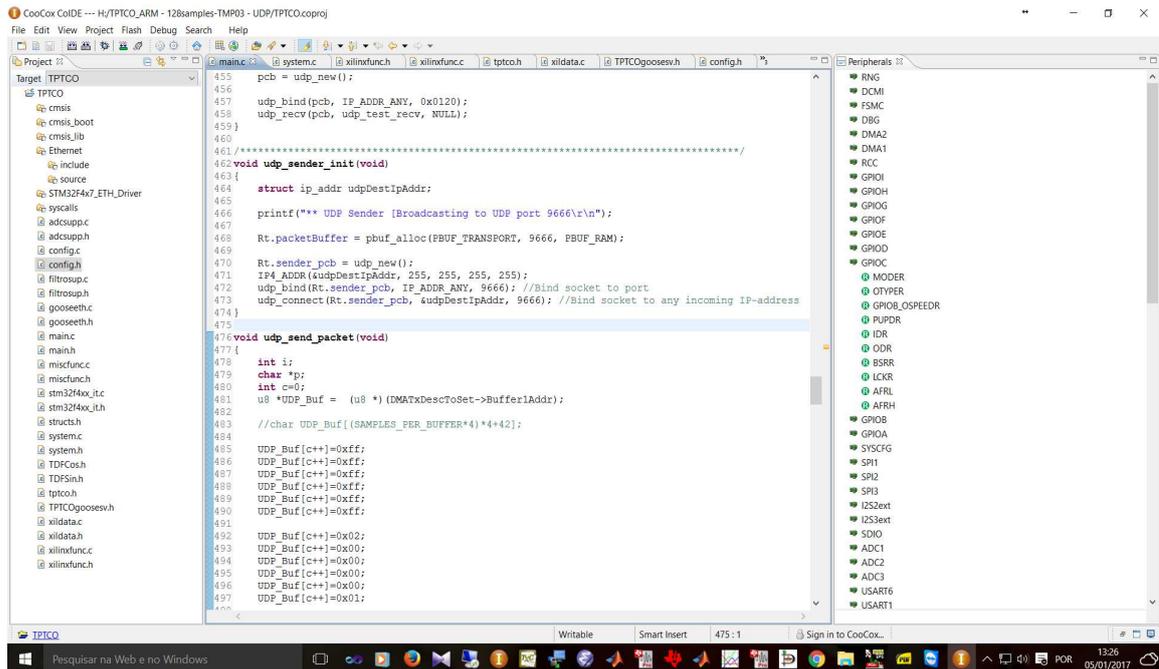
A interface de programação utilizada foi o *CooCox*, em conjunto com o compilador *GNU ARM*, ambos *freeware*. A figura (48) mostra esta interface onde está o programa desenvolvido para a unidade objeto desta dissertação.

Na Fig. (48) pode ser observado a existência de três janelas dispostas lado a lado, onde:

- ❑ Primeira janela (esquerda) fornece os arquivos anexados ou criados pertencentes ao programa principal.
- ❑ Segunda janela (central) mostra os arquivos em uso, seja para criação ou modificações.
- ❑ Terceira janela (direita) mostra os recursos dos microcontroladores e suas características.

Cabe ainda mencionar que, na janela central em questão encontra-se trecho do código destinado a comunicação UDP, para monitoração de grandezas via oscilografia digital (mencionada mais adiante) e parâmetros de calibração *on-line* para aplicações *in situ*.

Figura 48 – Interface de programação de microcontroladores



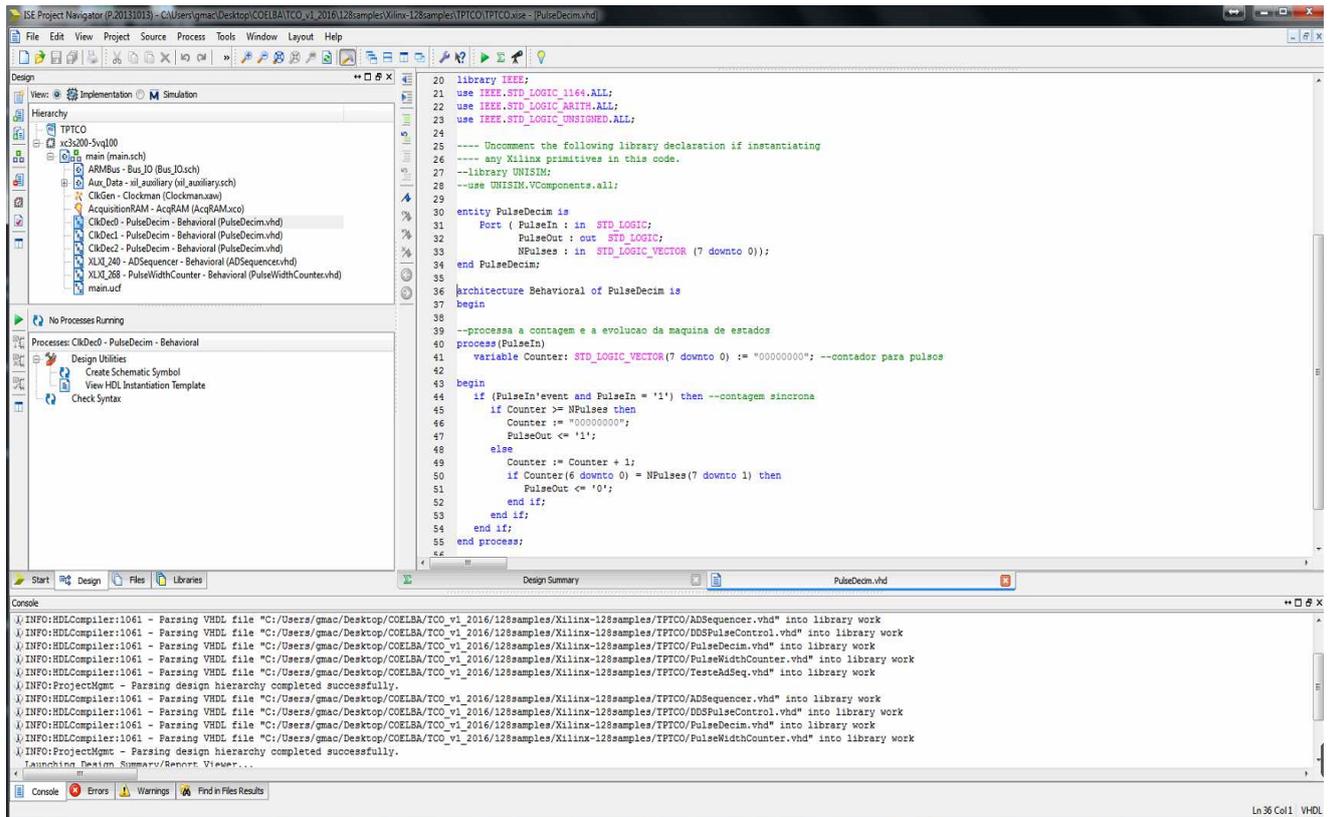
Fonte - Autor

5.7.1.2 Ambiente de programação de síntese digital de alto nível

Os dispositivos de lógica programável (do qual a FPGA faz parte) possuem grande destaque na implementação de modernos sistemas eletrônicos, devido a sua versatilidade e funcionalidade, permitindo dessa forma que o sistema do qual eles integram possam ser substancialmente modificados, sem que para isto necessite mudanças significativas de *hardware*.

Neste projeto foi utilizado dispositivos *Xilinx Spartan 3* e sua interface gráfica de desenvolvimento, o *ISE Suite*. Porém deve-se frisar que, assim como os microcontroladores, as *FPGA's* também possuem diferentes características que a adequam as especificações de projeto. A Fig. (49) ilustra o ambiente de desenvolvimento utilizado.

Figura 49 – Interface de programação de dispositivos de síntese digital



Fonte - Autor

5.7.2 Ferramentas de depuração

As ferramentas abordadas a seguir, foram desenvolvidas com a finalidade de suportar os testes funcionais e de depuração de erros do sistema.

Interface homem-máquina

- Capacidade de processamento *offline* de pacotes UDP recebidos via IEC (2004)
- Processamento *online* de pacotes via UDP.
- Métodos de PDS
- Gráficos diversos, tipificados mais adiante.

Osciloscópio digital compatível com (IEC, 2004)

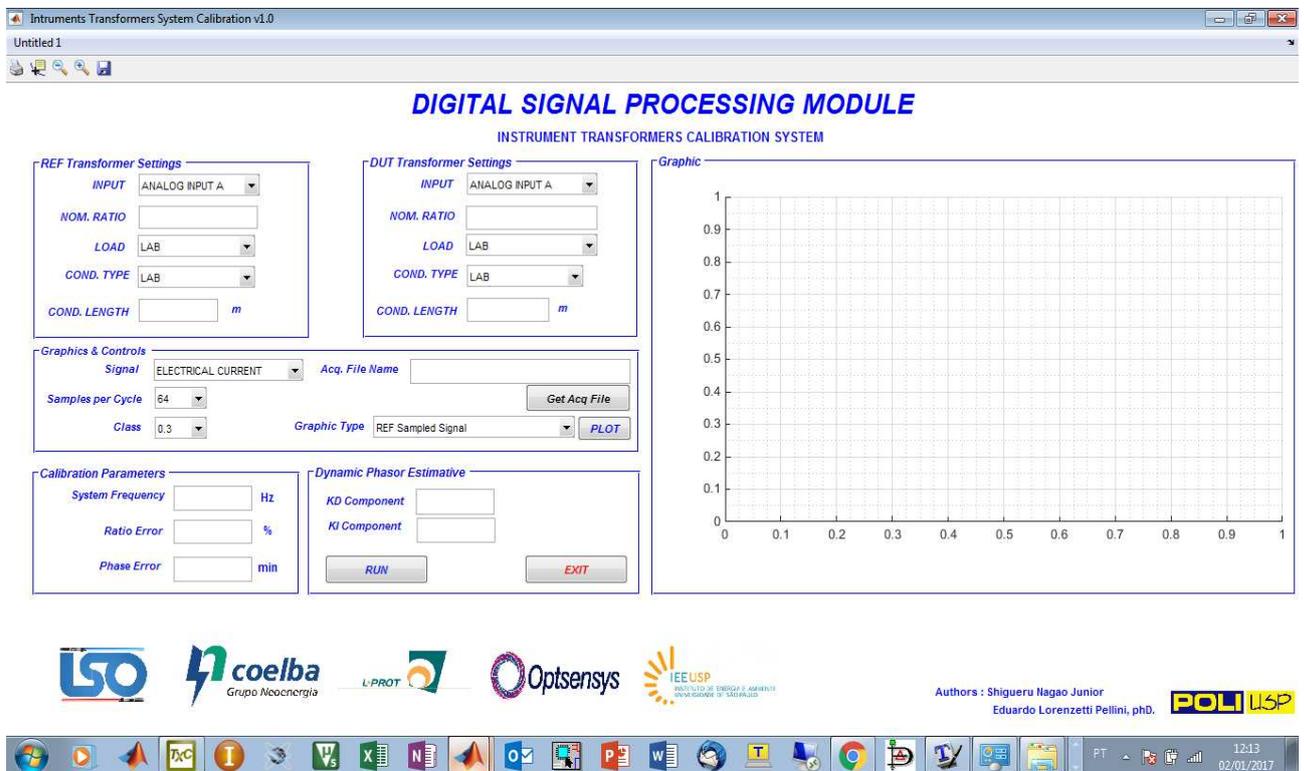
- Monitoração das grandezas físicas de interesse metrológico.
- Compatibilidade com IEC (2004).
- Possui as funções básicas de um osciloscópio convencional

A primeira foi desenvolvida em linguagem C++ utilizando para isto a plataforma de desenvolvimento *Visual C++ Express*. A segunda em *MATLAB*, cuja principal vantagem é o suporte do *Simulink* e uma grande biblioteca de funções de cálculo avançado disponíveis.

5.7.2.1 Interface homem-máquina

Nesta seção será mostrado a interface homem-máquina (IHM) utilizada para execução dos ensaios e testes descritos no próximo capítulo. Trata-se de uma interface desenvolvida em *MATLAB* conforme ilustrada na figura (50). Por simplicidade de notação, estaremos nos referindo a esta interface em textos ou figuras como “*MATLAB IHM*”.

Figura 50 – Interface homem-máquina para tratamento de dados



Fonte - Autor

Esta interface dispõe dos recursos listados a seguir:

Características dos Transformadores

- Tipo (Convencional ou Óptico ,selecionada através da Entrada)
- Relação Nominal de Transformação
- Carga Acoplada (conforme tabelas(3) e (6))
- Modelo de Cabo de Interligação (conforme figura 9)
- Comprimento do Cabo de Interligação

Características dos Sinais e Gráficos de Análise

- Tipo de Sinal Elétrico (Tensão ou Corrente Elétrica)
- Amostras por Ciclo (64 ou 128)
- Classe de Exatidão (0,3 - 0,6 - 1,2)
- Tipo de Gráfico (Sinal Bruto, Sinal Filtrado, *Interpolated Discrete Fourier Transform* (IpDFT), MSDFT, STFT (Gráfico e Espectrograma) e Paralelogramos de Exatidão, conforme ABNT (2009a) e ABNT (2009b))

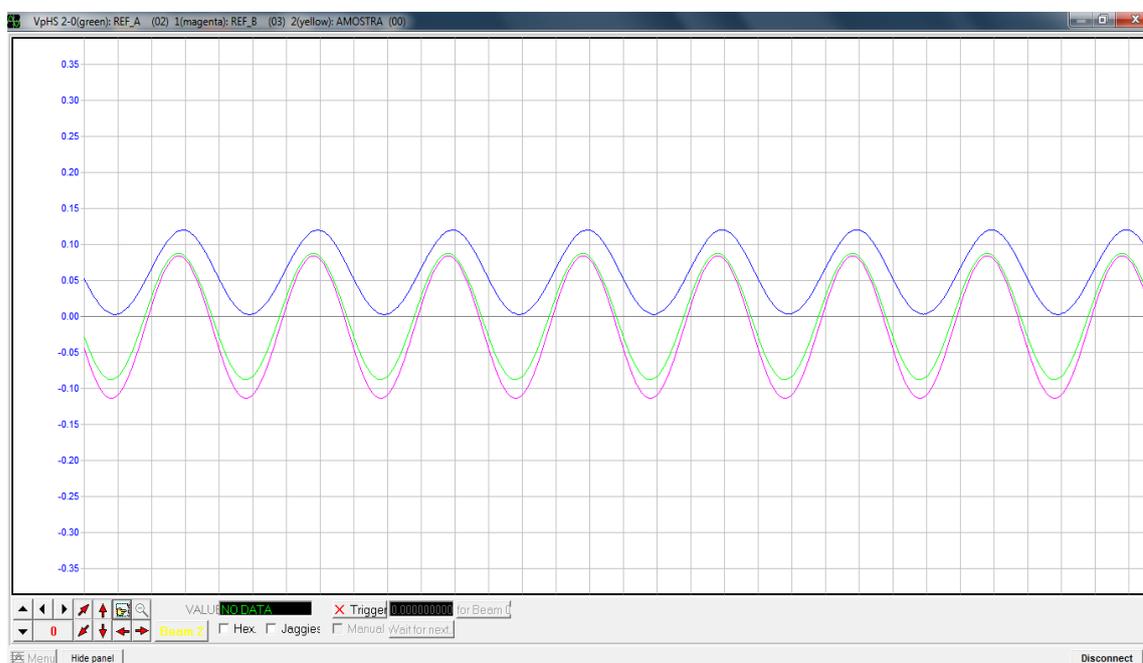
Parâmetros de Análise

- Frequência do SEP, conforme mostrado no apêndice B.
- Erro de Relação em percentual
- Erro de Fase em minutos, segundo o algoritmo detalhado no apêndice C.
- Parâmetros de Análise de Condições Dinâmicas do SEP - Variáveis KD e KI para detalhamento de correção fasorial segundo análise por espaço de estados, de acordo com (WARICHET; SEZI; MAUN, 2009).

5.7.2.2 Osciloscópio digital compatível com IEC 61850

O osciloscópio digital foi desenvolvido para auxiliar na monitoração das variáveis localizadas a partir da *unidade de conversão A/D*, ou seja dentro de microcontrolador. Ele ocupa uma papel importante para a quantificação da relação sinal/ruído, permitindo o ajuste dos parâmetros do filtro digital implementado, conforme abordado no próximo capítulo.

Figura 51 – Osciloscópio digital compatível com IEC 61850



Fonte - Autor

Testes, Ensaios e Resultados

OS PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS relatados neste capítulo visam comprovar a teoria abordada nos capítulos anteriores e, em especial validar a metodologia adotada no capítulo 5. Para este propósito foram realizados os seguintes testes:

- ❑ **Testes funcionais do demodulador óptico:** Validar a funcionalidade do método interferométrico e demais sinais importantes ao correto funcionamento da unidade eletrônica desenvolvida. Este teste pode ser realizado com simuladores, isto é instrumentos geradores de funções que possam substituir os TI's, e emuladores implementados em *hardware* para prover o sinal óptico dos TO's. Podem ser realizados em laboratórios equipados com instrumentação padrão, isto é : osciloscópios, multímetros, geradores de função e assim por diante.
- ❑ **Testes de integração e aferição do sistema:** São responsáveis por verificar a funcionalidade de todo o sistema eletrônico interligado, isto é: fontes de alimentação, placas de SLD com controle de temperatura, circuitos ópticos, divisores resistivos e cargas padronizadas, além de aferições do sistema. Não se pretende inicialmente verificar procedimentos de calibração, mas sim uma análise qualitativa funcional de todo o sistema.
- ❑ **Testes de calibração:** É recomendável, se possível, que esta etapa seja executada preferencialmente em laboratórios credenciados pelo INMETRO, utilizando para isto padrões reconhecidos. Os procedimentos experimentais aqui executados devem ser embasados nas normas ABNT (2009a) e ABNT (2009b).

6.1 Testes funcionais do demodulador óptico

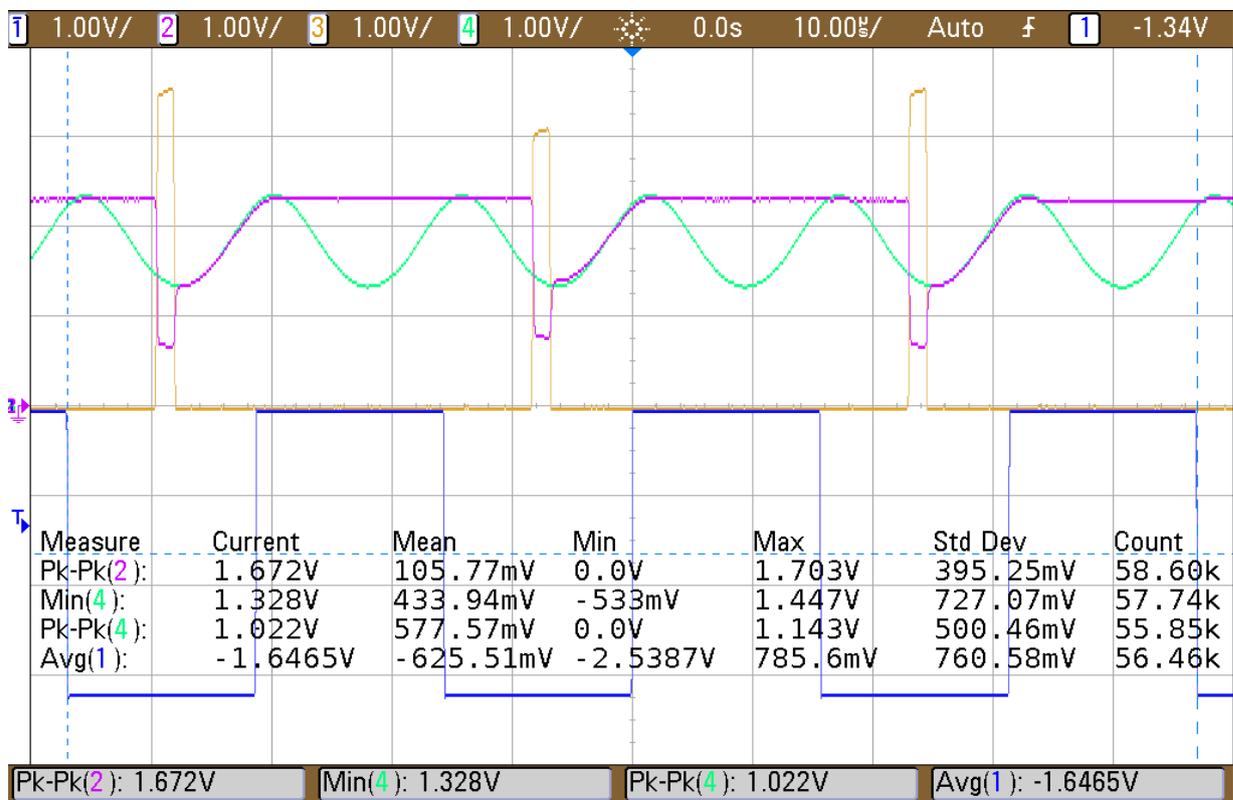
Nesta seção serão mostrados os testes realizados nos laboratórios do Laboratório de Sensores Ópticos (LSO) e da *Optsensys* em São José dos Campos-SP. Estes testes tiveram como objetivos principais os seguintes itens:

- ❑ Ajuste dos pulsos de sincronismo utilizados no método dos vales e picos
- ❑ Verificação do sinal interferométrico
- ❑ Verificação das entradas analógicas

6.1.1 Ajuste do detector de pico

Esta etapa tem por objetivo ajustar e verificar o funcionamento do detector de pico da *unidade de demodulação óptica*.

Figura 52 – Etapa de descarga e amostragem do valor de pico



Fonte - Autor

Observando a figura (52) notam-se quatro formas de ondas distintas e identificadas como:

- ❑ **Azul:** Corresponde a saída do comparador que recebe o sinal do oscilador de alta frequência (portadora 32kHz). Ela é responsável pela interface entre o sistema analógico e digital, sendo executada por amplificador operacional com alimentação monopolar e com alto *Slew Rate* para minimizar os efeitos do tempo de transição entre os níveis lógicos "0" e "1" (NORTHROP, 2005).

- ❑ **Marron:** Corresponde ao pulso de descarga do valor de pico, sua largura é da ordem de $1,5 \mu s$ e ocorre quase que simultaneamente a vales intercalados. Nos vales onde o mesmo não ocorre, corresponde a etapa de amostragem de pico.
- ❑ **Verde:** Corresponde ao sinal interferométrico que contém a informação dos TO's.
- ❑ **Roxo:** Corresponde ao sinal de saída do detector de pico da *unidade de demodulação óptica*.

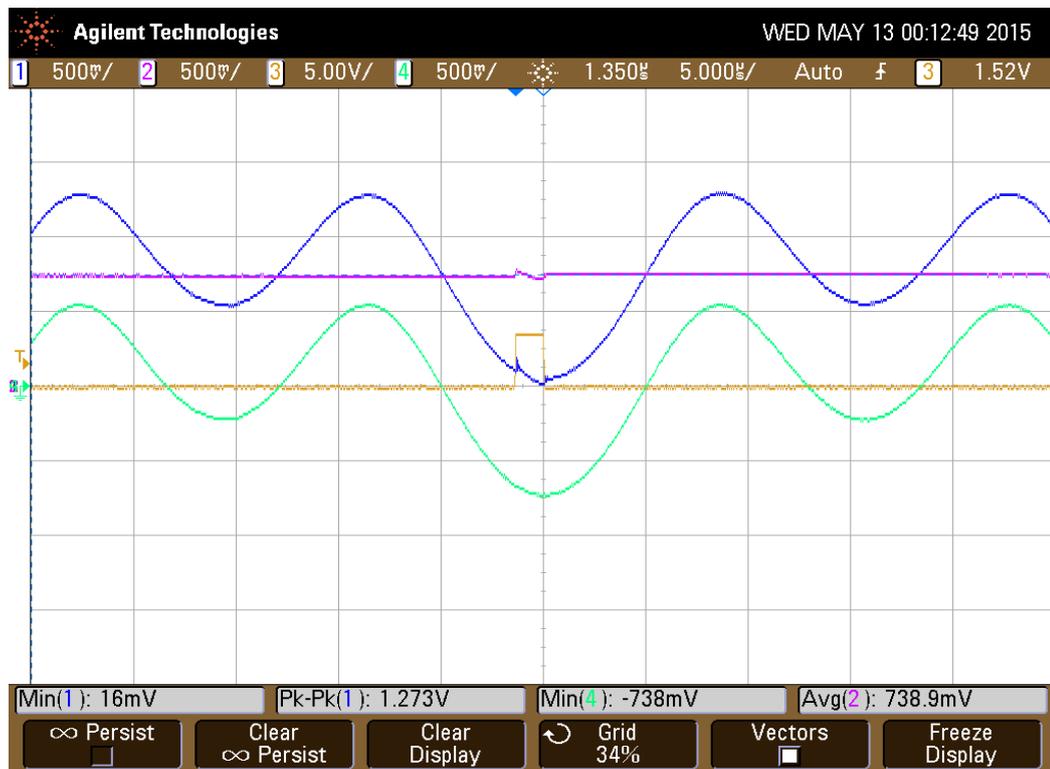
O sinal **roxo** após a descarga acompanha o sinal interferométrico até o instante de pico. A partir deste momento, o valor do saída do detector de pico permanece praticamente constante. Este valor permanece com a tensão do último pico encontrado até o próximo instante de descarga.

As formas de onda foram tomadas com a mesma escala e no mesmo ponto de aterramento (exceto a onda **AZUL**) para mostrar que o detector mantém o valor de pico mensurado.

6.1.2 Ajuste do detector de vale

Esta etapa tem por objetivo ajustar e verificar o funcionamento do detector de vale da *unidade de demodulação óptica*.

Figura 53 – Etapa de amostragem do valor de vale



Estamos ilustrando na figura (53) apenas um detector de vale. Na unidade eletrônica existem dois, porém o procedimento de ajuste é análogo o que não justifica repetição desse procedimento.

As formas de onda observadas são:

- **Azul:** Corresponde ao sinal de saída do amplificador de transimpedância, responsável por converter o sinal de corrente em tensão e amplificá-lo. Existe neste sinal um nível DC que corresponde a tensão aplicada no modulador óptico para posicioná-lo no ponto $\phi = \frac{\pi}{2}$ rad, que corresponde a diferença de vales nula na ausência de perturbações externas.
- **Verde:** Corresponde ao mesmo sinal em **AMARELO**, porém com a remoção do nível DC. Este é o sinal de entrada do detector de vales.
- **Marron:** Corresponde ao pulso de sincronismo responsável pela amostragem do vale. É possível ajustar a largura e o instante de ocorrência do mesmo através da *unidade central de processamento*
- **Roxo:** Corresponde à saída do detector de vale é seu valor esta relacionado quantitativamente ao valor de vale lido. Foi amostrado invertido para facilitar a visualização no osciloscópio.

Comparando o valor mínimo do sinal **verde** com o sinal **roxo** observa-se uma diferença da ordem de 0,9mV. Entretanto, verificou-se também que esta diferença não é constante em todo o range excursionado pelo vale monitorado, sendo que o valor máximo observado foi aproximadamente 30mV.

Muito desta diferença se deve à injeção de cargas, que ocorre nos períodos de comutação da chave CMOS de amostragem. Embora este efeito foi minimizado com a inclusão de divisores resistivos e capacitores adicionais, uma pequena parcela ainda persiste, e pode ser compensada utilizando uma largura de pulso apropriada. Neste caso esta na ordem de $1,5\mu s$.

Este fenômeno pode ser observado no sinal **roxo** durante o período da chave ligada. Neste instante nota-se um ligeiro acréscimo do valor de tensão que decai de forma aproximadamente linear até o instante de desligamento.

Isto serve de parâmetro para ajuste da largura de vale. Na situação onde não há influência externa, ou seja na ausência de campos aplicados, a diferença de vales deve ser nula. Neste instante deve ser efetuado o ajuste de largura de pulso de modo a obter uma forma de onda semelhante a ilustrada na figura (53).

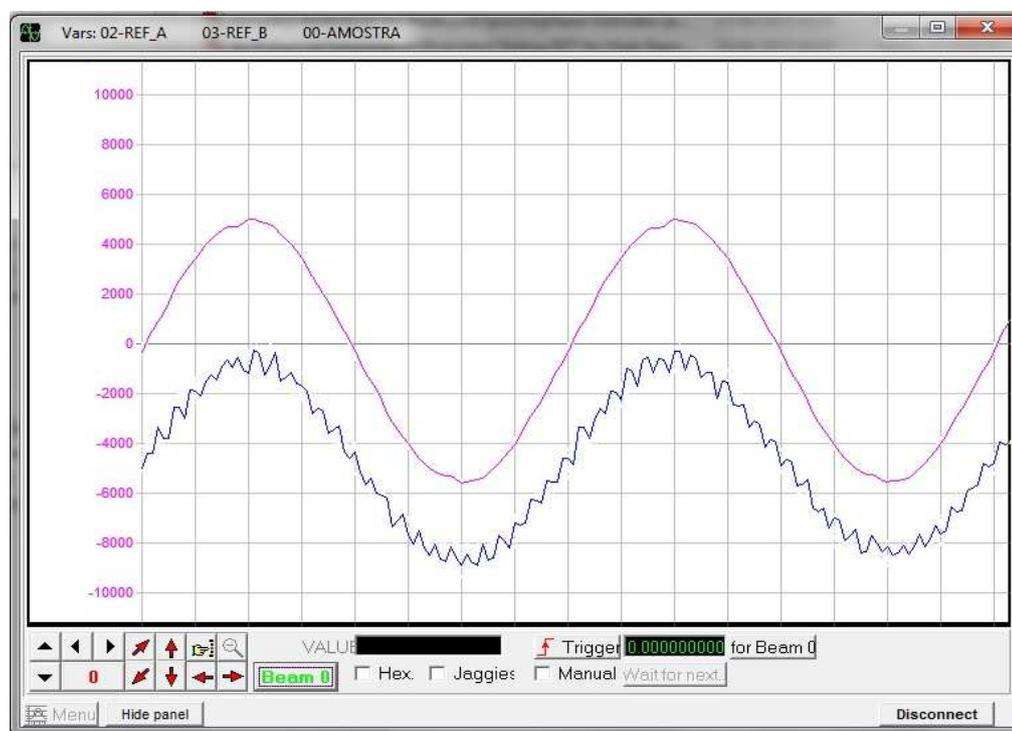
6.1.3 Ajuste de filtragem digital do sinal eletro-óptico

O sinal proveniente de dispositivos ópticos apresenta ruídos que podem afetar as medições a serem proferidas, muito embora alguns autores mencionem que para finalidades de proteção isto pode ser irrelevante (KUCUKSARI; KARADY, 2010).

Contudo nas condições metrológicas de calibração proposta este fato é indesejado e deve ser eliminado. Para tanto foi utilizado filtros digitais tipo *Finite Impulse Response* (FIR). Como o filtro afeta a fase do sinal, o mesmo foi replicado para os sinais das entradas analógicas de forma a compensar qualquer desvio adicional que não seja o desvio de fase real dos instrumentos sob calibração.

A figura (54) mostra o sinal de saída de um TPO sem filtragem.

Figura 54 – Sinais do TPO e TI sem filtragem



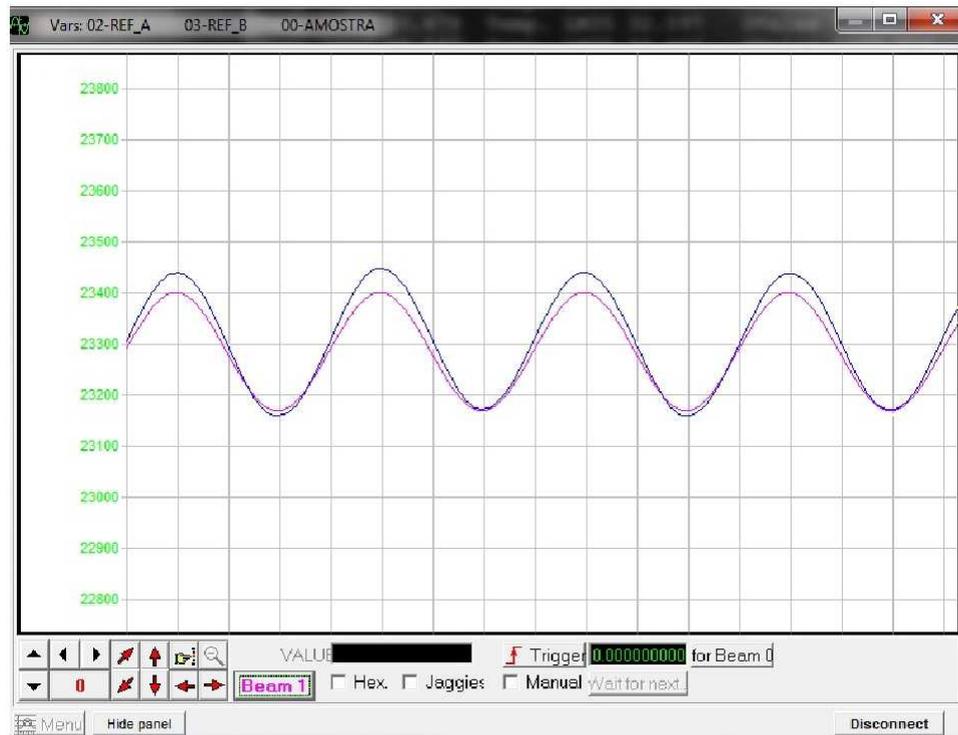
Fonte - Autor

O sinal **roxo** representa o sinal do secundário de um TI convencional e o sinal **azul** o de saída de um TPO. É possível observar que existe muito mais ruído no sinal óptico e o mesmo deve ser eliminado para os processos de calibração.

Após a implementação da filtragem passa-baixa de 1ª ordem com frequência de corte em 180Hz nos dois sinais, as formas de onda obtidas ficaram conforme mostrado na figura (55).

Os sinais **azul** que representa o TPO e **roxo** que representa o TI convencional praticamente são coincidentes, a menos de um erro de relação, e um de fase que, serão averiguados posteriormente.

Figura 55 – Sinais do TPO e TI com filtragem



Fonte - Autor

6.2 Testes de integração e aferição da unidade de medição de corrente

Estes testes tem por finalidade verificar a funcionalidade do sistema interligado, isto é com seus emissores SLD, fontes de alimentação, unidades eletrônicas e interfaces de comunicação. Por ser realizado dentro das instalações do LSO, estes testes foram feitos no TC pois este não exige altas tensões, que estariam em desconformidade com as políticas de segurança aplicadas a este laboratório.

As medições de corrente primaria, considerada como teórica, foram executadas por um osciloscópio digital equipado com uma ponta de prova de medição de corrente (tipo garra). E os dados foram coletados via pacotes UDP e posteriormente tratados via MATLAB IHM.

Na figura (56) está ilustrada as instalações do LSO, enfatizando o *setup* experimental para os testes em medições de corrente. Para este teste foi utilizado um TC tipo 0,1C2,5, isto é classe de exatidão 0,1, para carga padronizada de C2,5, de acordo com a tabela (6).

Figura 56 – Setup experimental de integração e aferição do TCO



Fonte - Autor

6.2.1 Aferição da unidade de entradas analógicas e óptica da unidade eletrônica de corrente

Com base no exposto no capítulo 5, existem filtros e componentes de chaveamento que induzem mudanças de fase que não são oriundas dos dispositivos a elas conectados, sendo assim é importante levantar uma curva de calibração da unidade, para isto estamos considerando a entrada analógica 1 (denominada de REFA) como a referência principal.

A tabela (10) mostra as principais características elétricas do TC utilizado como dispositivo referência (REF) nestes testes e denominado TC REF:

Tabela 10 – Características elétricas do TC - TC REF

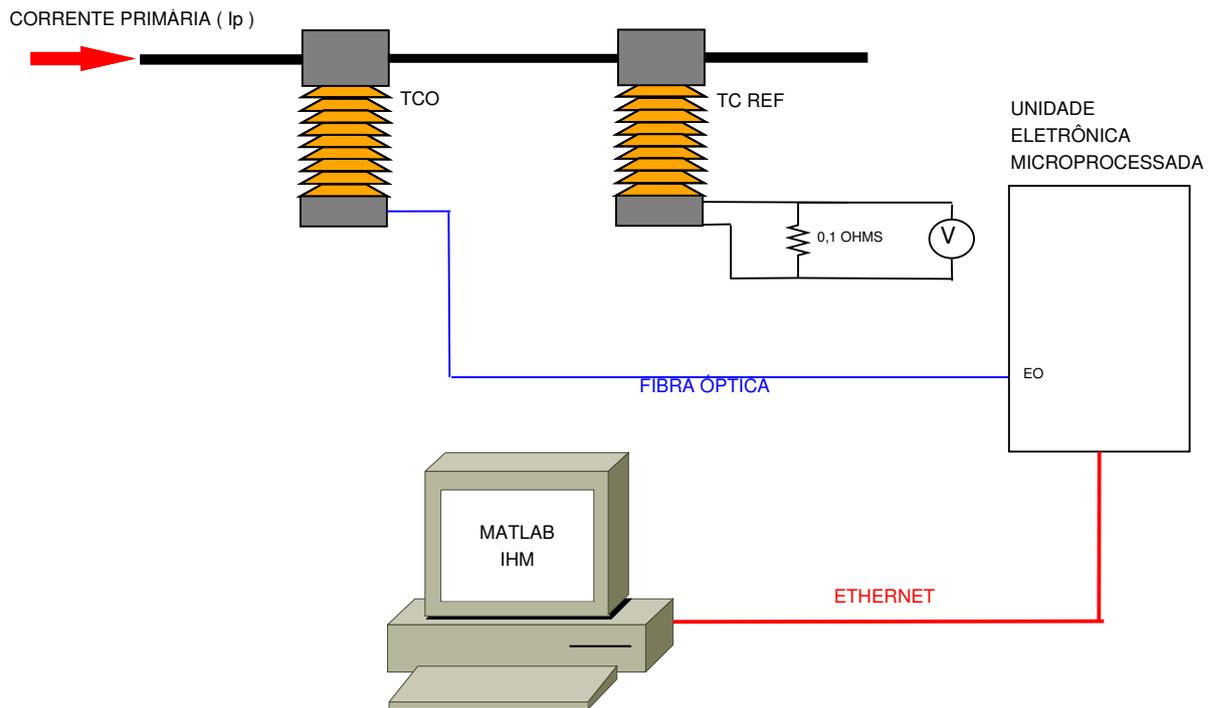
Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente Primária Nominal (A)	I_P	150 X 300
Corrente Secundária Nominal (A)	I_S	5
Fator Térmico	Ft	1,2
Classe de Exatidão	-	0,1C2,5
Norma	-	NBR6856/92

Fonte - IEE

6.2.1.1 Determinação experimental do ganho do TCO

Para determinação do ganho experimental do TCO utilizou-se o circuito ilustrado na figura (57).

Figura 57 – Arranjo experimental de determinação do ganho do TCO



Fonte - Autor

Foram realizadas medições na faixa de 50A até 150A utilizando a relação nominal de transformação do TC configurada para 300:5A. De acordo com as especificações do fabricante, a resolução do conversor A/D é de $1,2207 \times 10^{-3}$.

□ Procedimento experimental de determinação do ganho do TCO

- Coloca-se um resistor *shunt* padronizado interligando os terminais secundários do TC REF, paralelamente com um multímetro. Pela lei de *Ohm* obtêm-se o valor da corrente secundária do TC.

- Através da relação nominal de transformação extrai-se o valor da corrente primária

- Utilizando o valor obtido pela aplicação do *método dos vales e picos* aplicada ao efeito *Faraday* do TCO obtêm-se o valor de tensão. No conversor A/D corresponde às entradas *ch1* (diferença de vales) e *ch2* (valor de pico).

- Relacionando o valor do item anterior ao valor de corrente primária tem-se o ganho experimental do TCO.

Os resultados destas medições encontram-se na tabela (11):

Tabela 11 – Determinação experimental do ganho do TCO

Corrente Primária Teórica (A)	Tensão no Multímetro V (V)	Corrente Secundária Experimental (A)	Corrente Primária Experimental (A)	Medição Fase Óptica $\Delta(V_1 - V_2)/V_P$ ($\times 10^{-6}$)	Ganho Experimental TCO ($\times 10^7$)
50	0,08411	0,8411	50,5	4,712	1,071
60	0,09995	0,9995	60,0	5,633	1,065
70	0,11728	1,1728	70,4	6,589	1,068
80	0,13374	1,3374	80,2	7,466	1,075
90	0,15058	1,5058	90,3	8,420	1,073
100	0,16707	1,6707	100,2	9,342	1,073
110	0,18440	1,8440	110,6	10,349	1,069
120	0,20084	2,0084	120,5	11,251	1,071
130	0,21655	2,1655	129,9	12,083	1,075
140	0,23429	2,3429	140,6	13,016	1,080
150	0,25033	2,5033	150,2	13,908	1,080

Fonte - Autor

Portanto, através do teorema do valor médio de *Gauss*, tem-se que o ganho experimental do TCO será: $(1,073 \pm 0,005) \times 10^7$

6.2.1.2 Ajuste de *offset* das entradas analógicas e óptica de medição de corrente

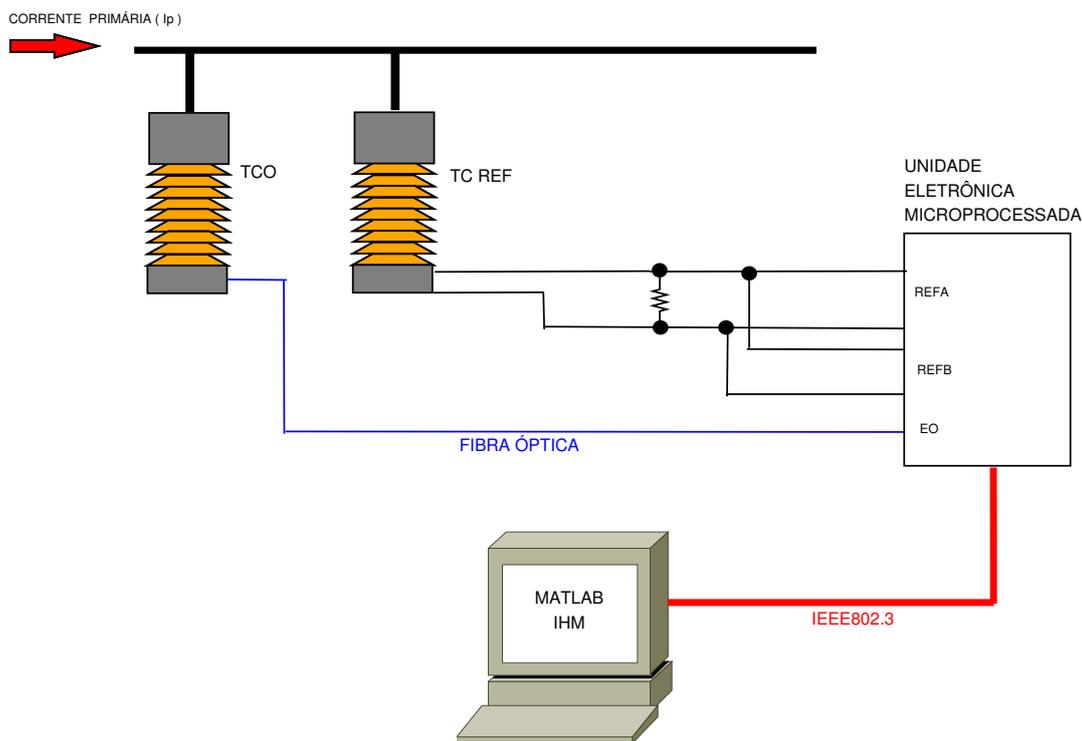
Nesta etapa será executado a aferição da unidade eletrônica (neste caso para medição de corrente). Neste ajuste busca-se minimizar os efeitos provocados pelos componentes eletrônicos. Uma vez determinado o ganho do TCO, e com base nos dados do TC REF, é possível corrigir o *offset*, permitindo a determinação da "curva de calibração" da unidade eletrônica.

□ Procedimento experimental de ajuste de *offset* das entradas analógicas e óptica de medição de corrente

- Conecta-se o secundário do TC a um resistor *shunt* padronizado de $0,1\Omega$.
- Em seguida conecta-se o resistor *shunt* às entradas REFA e REFB da unidade e o TCO na entrada óptica (denominada de EO).
- Faz-se uma varredura num range de corrente, com intervalos de 10A em 10A

Este experimento está ilustrado na figura (58).

Figura 58 – Aferição da unidade de entradas ópticas e analógicas da unidade eletrônica de corrente



Fonte - Autor

Nesta etapa a utilização da ferramenta MATLAB IHM é muito importante, pois permite a coleta de dados brutos sem nenhuma correção para, posteriormente, efetuar os ajustes de *offset* necessários.

Os dados do sistema após a aferição (curva de calibração) da unidade de medição de corrente estão na tabela (12):

Tabela 12 – Curva de calibração da unidade de medição de corrente

Transformador REFERÊNCIA	ENTRADA UTILIZADA		ENTRADA UTILIZADA	
	REFA	TC REF	REFA	TC REF
CORPO DE PROVA	REFB	TC REF	EO	TCO
Valor da Corrente Primária Teórica (A)	Erro de Relação (%)	Erro de Fase (min)	Erro de Relação (%)	Erro de Fase (min)
50	0,0045	-0,0357	-0,1830	1,9242
100	-0,0006	0,1932	0,1101	2,8670
150	-0,0069	-0,0134	0,0729	-4,7913

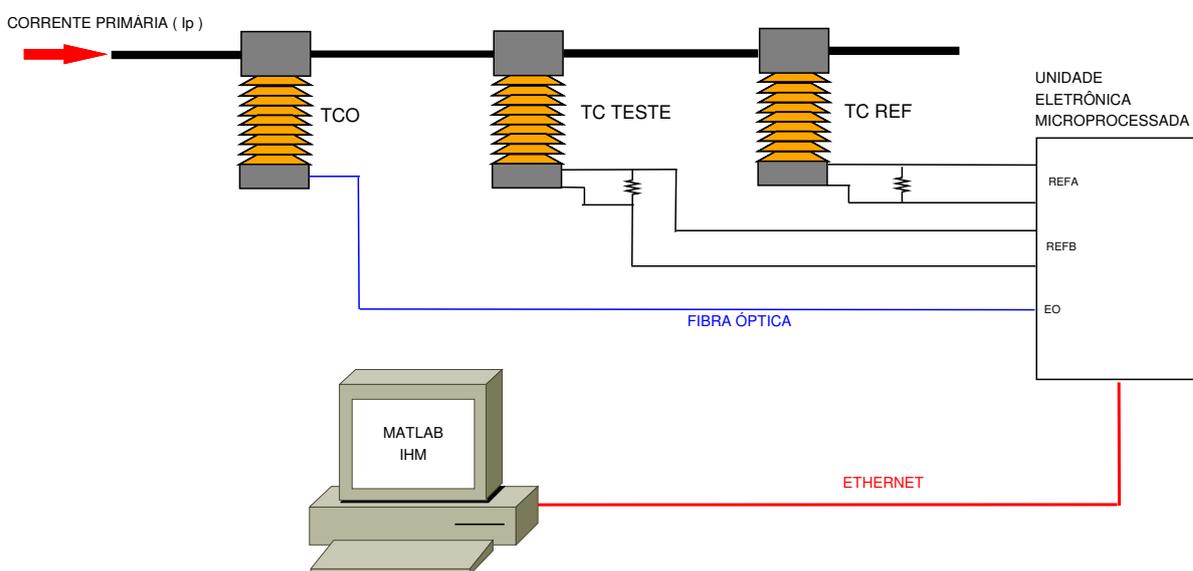
Fonte - Autor

É possível observar que para a entrada óptica, o erro de leitura é maior que da entrada analógica, pois o TCO utilizado ainda encontra-se em estágio intermediário de desenvolvimento e com poucas espiras comprometendo sensibilidade do sensor. Uma quantidade satisfatória seria de algumas dezenas para permitir sensibilidade em baixas correntes, por volta de 150A ou menos. De qualquer forma, esse resultado é bastante promissor.

6.3 Testes de calibração de transformadores de corrente ópticos e indutivos em laboratório

Nesta etapa foi realizado uma calibração preliminar de um TC, da mesma classe do TC REF. Este dispositivo foi denominado de TC TESTE e será ligado a entrada analógica REFB. O TC REF será ligado a entrada analógica REFA e o TCO na entrada óptica EO. O TC TESTE será calibrado alternadamente em relação ao TC REF e o TCO. Os dispositivos ligados às entradas analógicas possuem seus secundários conectados a um resistor *shunt* de $0,1\Omega$. Este experimento de calibração esta ilustrado na figura (59).

Figura 59 – Testes de calibração com unidade eletrônica de medição de corrente



Fonte - Autor

Os dados da calibração executado encontram-se na tabela (13), onde as colunas ilustram os resultados em comparação às duas referencias utilizadas (TC REF e TCO).

Tabela 13 – Testes de calibração do TC TESTE em relação ao TC REF(REFA) e o TCO(EO)

Valor de Corrente Primária Teórica (A)	REFA		EO	
	$\varepsilon(\%)$	$\delta(^{\circ})$	$\varepsilon(\%)$	$\delta(^{\circ})$
51,923	-0,0028	-1,2847	-0,0051	9,7516
61,453	-0,0173	-0,1485	-0,1073	-11,3156
72,310	0,0180	-1,3582	0,0855	-3,3884
82,166	-0,0216	-1,5000	0,0183	4,6867
92,533	0,0047	-0,8071	-0,1656	5,9991
102,832	-0,0170	-0,8372	0,1954	8,2039
113,395	-0,0261	-0,7387	-0,0094	6,7372
123,643	-0,0061	-1,6557	0,0894	1,6291
133,001	-0,0090	-1,2681	-0,0399	-2,1600
143,629	0,0158	-1,6632	-0,0486	-8,7984
153,420	0,0041	-1,4215	0,0386	-1,3451

Fonte - Autor

De acordo com a ABNT (2009b), os pontos compostos pelos erros de relação e de fase podem localizar-se no fora do paralelogramo inferior, mas devem estar dentro do paralelogramo exterior (ver figura (24)), desde que a corrente seja inferior a 10% do valor nominal.

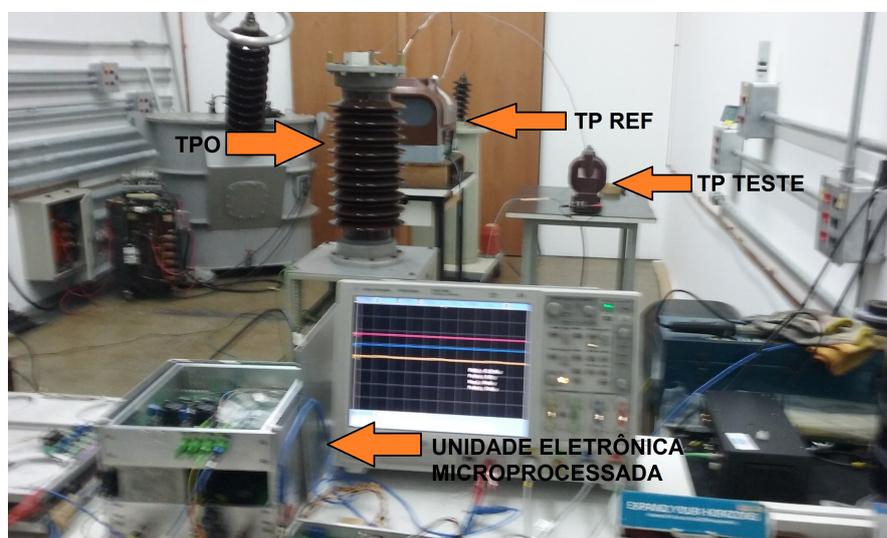
Embora ainda em fase de desenvolvimento, sabe-se que a corrente nominal do TCO é por volta de 5000A, o que faz com que a faixa dinâmica testada esteja dentro da tolerância permitida.

6.4 Testes de integração e aferição da unidade de medição de tensão

O propósito destes testes são equivalentes aos realizados para a medição de corrente, porém em função de utilização de AT, é necessário que seja executado em laboratórios adequados (normalmente laboratórios metrológicos) e tenha o suporte de uma equipe especializada no manuseio da mesma.

Estes testes foram realizados nas instalações dos laboratórios metrológicos do IEE conforme Fig. (60).

Figura 60 – *Setup* experimental dos testes com unidade eletrônica de medição de tensão



Fonte - Autor

Nas medições envolvendo tensão foram utilizados os seguintes equipamentos:

- ❑ TP de referência metrológica, cujo certificado de calibração encontra-se no anexo B (denominado TP REF).
- ❑ TP para corpo de prova padrão 0,3P75 (denominado TP TESTE) e relação de transformação $13800/\sqrt{3} : 115$.

As medidas de tensão necessárias foram feitas nos terminais secundários do TP REF por um multímetro e são denominadas de *tensão secundária teórica*. Dessa forma, a *tensão primária teórica* é obtida através da multiplicação deste valor pela relação de transformação nominal do TP REF. A entrada REFA será considerada a entrada de referência da unidade para todos os procedimentos descritos a seguir

Os dados foram coletados em modo *offline* via pacotes UDP no formato IEC (2004) e processados pela ferramenta MATLAB IHM, onde a tensão medida pela mesma será denominada *tensão primária experimental*.

Devido a problemas com a isolação do TPO, não foi possível realizar os todos os testes planejados. Contudo, foi possível analisar a performance da unidade eletrônica na medição de tensão de modo satisfatório.

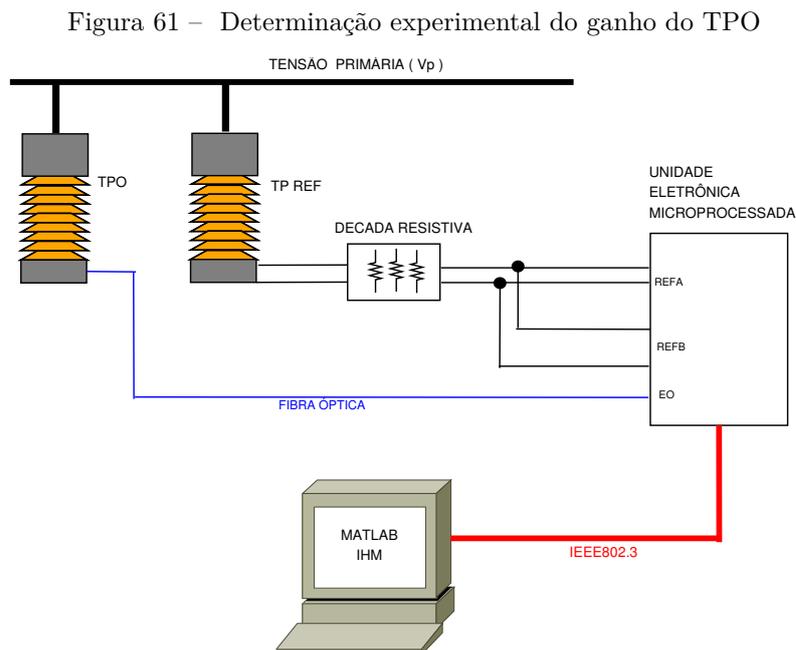
6.4.1 Aferição da unidade de entradas ópticas e analógicas da unidade eletrônica de tensão

Este item é composto de duas fases:

- ❑ Determinação do ganho do TPO.
- ❑ Ajuste de *offset* das entradas analógicas e óptica de medição de tensão.

6.4.1.1 Determinação experimental do ganho do transformador de potencial óptico

A figura (61) ilustra o arranjo experimental utilizado:



Fonte - Autor

□ Procedimento experimental de determinação do ganho do TPO

- Conecta-se o TP REF a um divisor resistivo padronizado de forma a reduzir a tensão secundária a valores adequados.

- Conecta-se o divisor resistivo na entrada REFA e o TPO na entrada EO.

- Com a ferramenta MATLAB IHM realizam-se as leituras do dados via pacotes UDP e posterior processamento.

Os resultados destas medidas encontram-se na tabela (14):

Tabela 14 – Determinação experimental do ganho do TPO

Tensão Secundária Teórica (V)	Relação de Transformação Nominal	Tensão Primária Teórica (V)	Tensão Primária Experimental (V)	Medição Fase Óptica $\Delta(V_1 - V_2)/V_P$ ($\times 10^{-7}$)	Ganho Experimental TPO ($\times 10^9$)
100,25	3000:100	3007,5	3013,8	9,044	3,325
100,35	5000:100	5017,5	5065,2	15,233	3,294
100,3	10000:100	10030	10023	30,390	3,300
100,25	15000:100	15037,5	15250	45,332	3,317

Fonte - Autor

Aplicando o teorema do valor médio de *Gauss* obtêm-se o ganho experimental do TPO será: $(3,309 \pm 0,054) \times 10^9$

6.4.1.2 Ajuste de *offset* das entradas ópticas e analógicas de medição de tensão

Da mesma forma que mencionado na medição de corrente, deve ser efetuada uma aferição das entradas responsáveis pelas medidas de tensão.

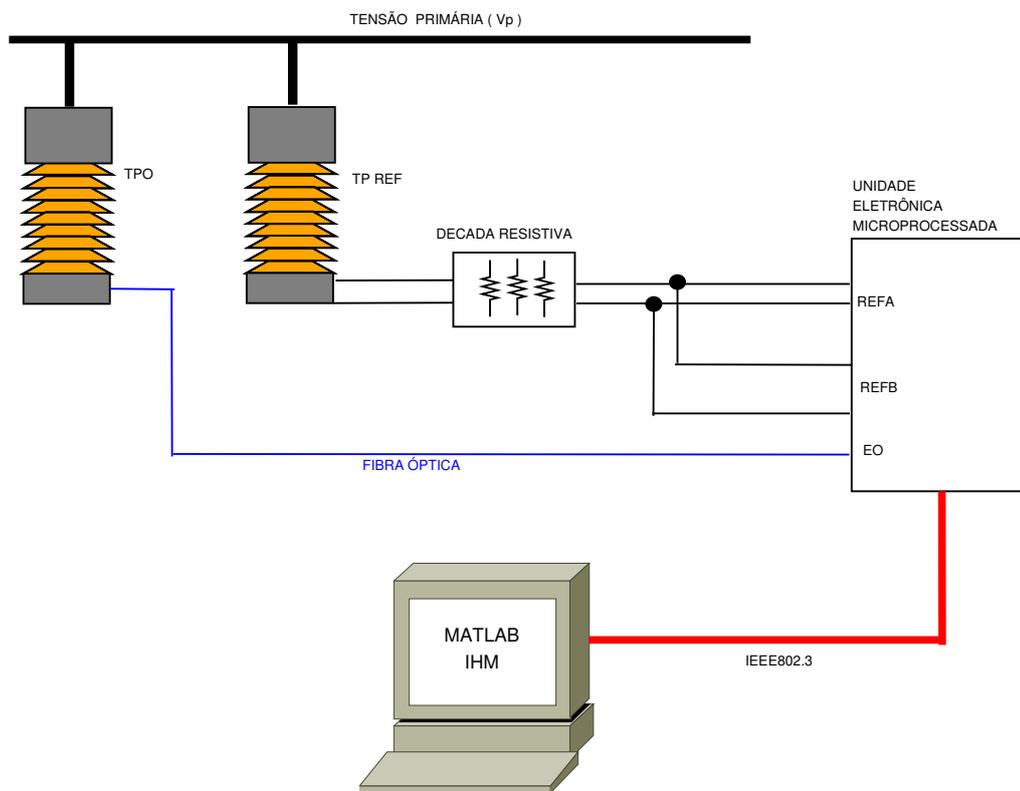
□ Procedimento experimental de ajuste de *offset* das entradas analógicas e ópticas de medição de tensão

- Conectar os terminais secundários do TP REF na entrada do divisor resistivo e a saída deste nas entradas REFA e REFB da unidade eletrônica

- Conectar o multímetro nos terminais secundários do TP REF.

- Conectar o TPO na entrada EO da unidade eletrônica

Figura 62 – Aferição da unidade de entradas ópticas e analógicas da unidade eletrônica de corrente



Fonte - Autor

A figura (62) ilustra o arranjo experimental destinado a este propósito.

Os dados do sistema após a aferição (curva de calibração) da unidade de medição de tensão estão na tabela (15):

Tabela 15 – Curva de calibração da unidade de medição de tensão

Tensão Primária Teórica (V)	Tensão Primária Experimental (V)	REFB		EO	
		Erro de Relação (%)	Erro de Fase (')	Erro de Relação (%)	Erro de Fase (')
3007,5	3013,8	0,0462	0,9818	0,0692	0,3885
3612,0	3585,7	-0,0506	1,9469	-0,1205	13,1379
4003,0	3965,2	0,0390	0,3511	0,1623	7,1440
5017,0	5065,2	-0,0423	-1,7666	-0,0105	-15,5640
6035,0	6116,8	0,0248	-2,2739	-0,1353	2,8514
8060,0	8194,1	-0,0106	-2,4919	0,0004	-4,3551
10030,0	10023,0	0,0490	-1,4141	-0,0014	-1,1559
12040,0	12078,0	-0,0490	-1,3281	0,0009	1,8510

Fonte - Autor

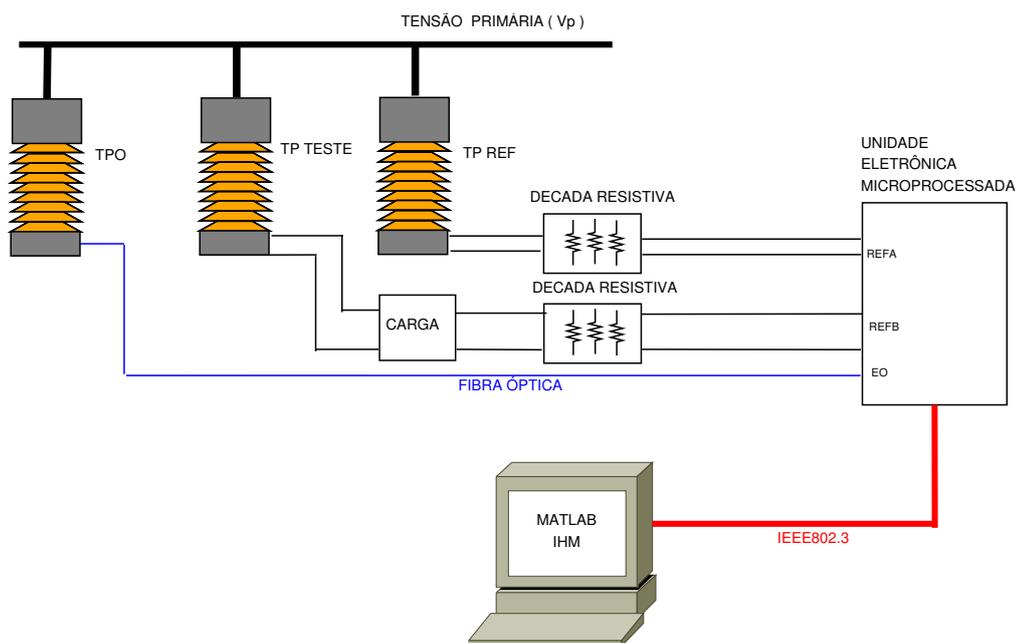
6.5 Testes de calibração de transformadores de potencial ópticos e indutivos

Nesta etapa foram realizados ensaios de calibração utilizando tanto o TP REF como o TPO se alternando como REF. Embora estes testes tiveram um caráter preliminar, atenderam os objetivos de verificação esperados. O TP TESTE foi o corpo de prova utilizado.

Para estes testes foram seguidas as recomendações da ABNT (2009a), utilizando as cargas padronizadas disponíveis (desde vazio até 75VA), onde a única divergência foi que para cada carga não testou-se com tensões em 90 e 110% do valor nominal e sim com o valor nominal apenas.

A figura (63) ilustra o arranjo experimental utilizado para os testes de calibração.

Figura 63 – Arranjo experimental para testes de calibração do TP e TPO



Fonte - Autor

As tabelas (16) e (17) mostram o resultado dos testes de calibração do TP TESTE tanto o como REF o TP REF e o TCO, respectivamente.

Tabela 16 – Calibração do TP TESTE utilizando como REF o TP REF

Tensão Primária Experimental TP REF (V)	Tensão Primária Experimental TP TESTE (V)	Carga Acoplada ao TP TESTE (VA)	Erro de Relação $\varepsilon(\%)$	Erro de Fase (')
8018,6	7975,6	Vazio	0,3205	-7,9709
7918,3	7869,9	5	0,3952	-5,6748
8134,4	8080,3	10	0,4468	-7,4799
8020,5	7972,8	15	0,3787	-5,7642
8119,4	8042,8	35	0,7272	0,0536
8042,7	7898,9	75	1,5723	16,6022

Fonte - Autor

Tabela 17 – Calibração do TP TESTE utilizando como REF o TPO

Tensão Primária Experimental TPO (V)	Tensão Primária Experimental TP TESTE (V)	Carga Acoplada ao TP TESTE (VA)	Erro de Relação $\varepsilon(\%)$	Erro de Fase (')
7794,3	7975,6	Vazio	2,1100	50,4395
8054,3	7869,9	5	2,0732	104,5892
8153,3	8080,3	10	0,6814	50,1684
8133,0	7972,8	15	1,7534	83,1212
8232,4	8042,8	35	2,0862	53,6265
8140,4	7898,9	75	2,7514	68,0687

Fonte - Autor

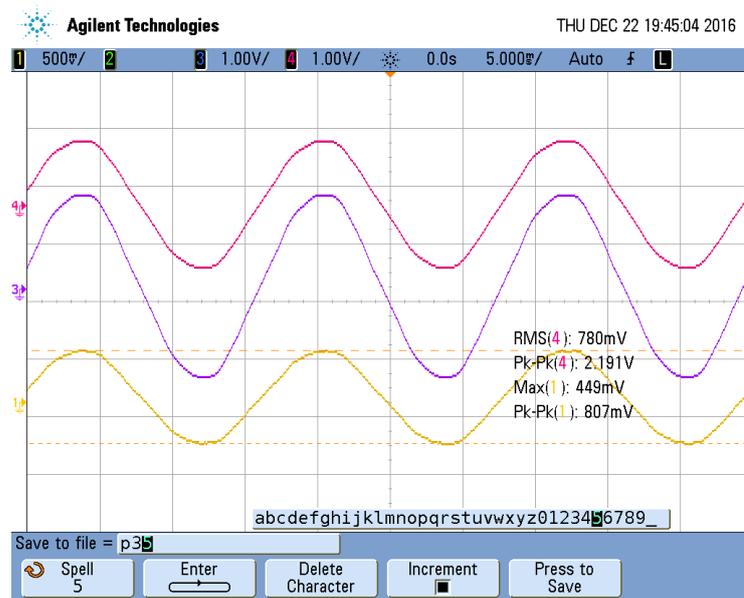
Foi possível constatar que o TP TESTE apresentou resultados muito ruins, independente do REF utilizado, onde observa-se nas tabelas (16) e (17) com um grande mudança de valores.

Realizando uma análise mais aprofundada sobre estas discrepâncias tomou-se as oscilografias para as cargas de 35VA e 75VA, conforme ilustrado nas figuras (64) e (65) respectivamente.

As formas de onda em **amarelo**, **azul** e **magenta** representam os sinais do TPO, TP TESTE e TP REF respectivamente.

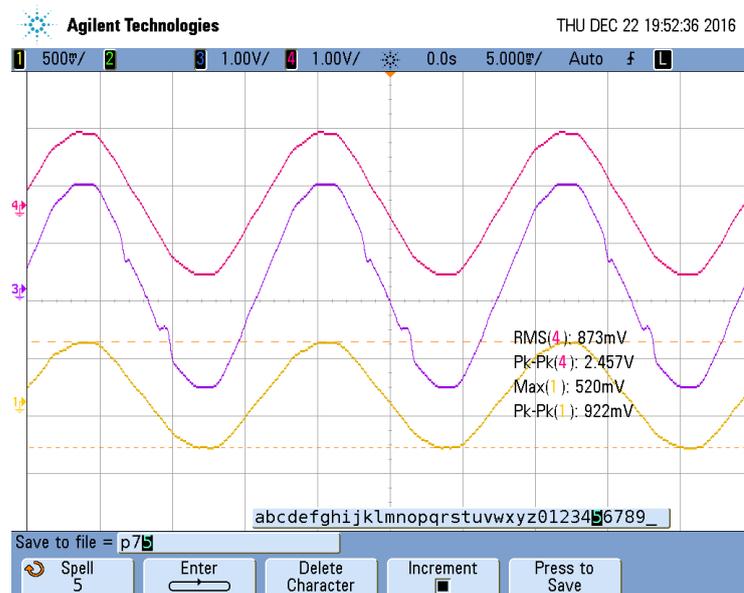
Na forma de onda do TP TESTE sob carga de 75VA, observa-se uma considerável distorção do sinal, podendo representar problemas na unidade em teste, o que justifica os resultados ruins. Verificações mais conclusivas demandariam outros testes que estão fora do escopo desta dissertação.

Figura 64 – Oscilografia de calibração de TP com carga 35VA



Fonte - Autor

Figura 65 – Oscilografia de calibração de TP com carga 75VA



Fonte - Autor

6.6 Estudos sobre a análise espectral dos métodos de processamento digital de sinais implementados

Conforme abordado no capítulo 4, foram utilizados alguns algoritmos para determinação da componente espectral na frequência fundamental. Estas técnicas visam essencialmente manter um compromisso ótimo entre exatidão e tempo de execução e principalmente minimizar os efeitos de mudanças de parâmetros da rede e de outros componentes.

Atualmente, os serviços de calibração são executados em laboratórios com toda infraestrutura e condição necessárias, o que permite que estes levantamentos são feitos de modo mais simplificado. Em muitos casos são utilizados pontes comparadoras a base de bipolos passivos (indutores, resistores e capacitores). Este método permite obter o erro de relação e fase por ajuste nos valores destes bipolos.

Para executar os procedimentos de calibração *in situ*, as condições dinâmicas afetam as medições mencionadas anteriormente, e os algoritmos de PDS se tornam importantes ferramentas. A literatura técnica divide esses métodos de PDS em algoritmos tipo *P-Class*, para serviços de proteção e *M-Class*, para serviços de medição. Nessa dissertação forma testados os métodos citados no capítulo 4, como possíveis algoritmos *M-Class* para o dispositivo elaborado.

É importante salientar que esses algoritmos são comparados a seguir quanto à sua exatidão ou erro máximo obtido, frente às variações, por exemplo da frequência da rede elétrica, ou da frequência de amostragem do equipamento, devido à deriva térmica ou flutuações paramétricas de componentes eletrônicos. Foram utilizados neste teste a taxa de 128 amostras por ciclo perfazendo uma taxa de amostragem de 7680 Hz.

Para uma melhor exatidão nas medidas de corrente em valores RMS, mediu-se a tensão no resistor *shunt* de $0,1\Omega$ e multiplicou-se seu valor pela relação de transformação nominal para o TC1 e TC2.

No caso do TCO a leitura foi feita diretamente das entradas do A/D via osciloscópio e o resultado multiplicado pelo ganho do TCO determinado anteriormente.

Os algoritmos de PDS foram efetuados pelo MATLAB IHM, assim como a coleta de amostra que foi feita através de pacotes UDP.

A figura (66) ilustra o arranjo experimental para análise espectral.

As tabelas (18), (19) e (20) indicam os valores RMS de corrente elétrica medida nas entradas analógicas REFA, REFB e óptica EO, respectivamente. Assim como os correspondentes valores espectrais calculados com seus respectivos erros pelos métodos de PDS.

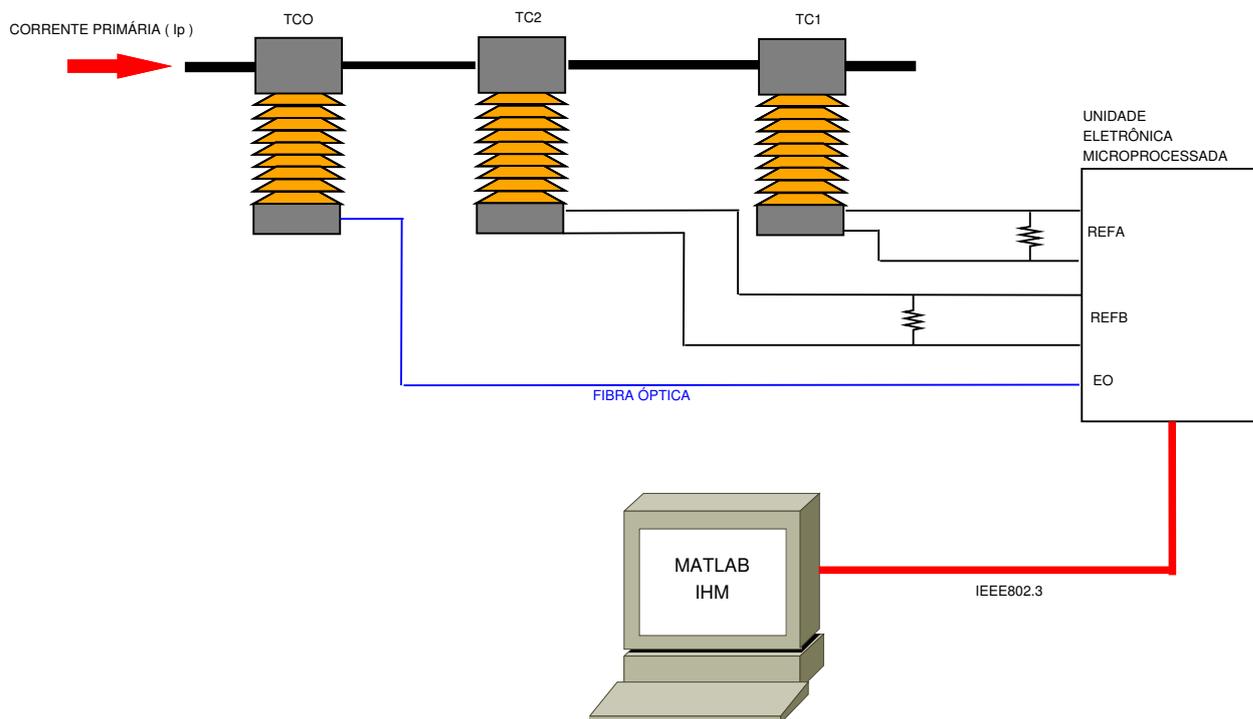
Nestes testes não foi possível usar toda a faixa dinâmica disponível do equipamento (da ordem de alguns milhares de kA), porém foi abordada a faixa disponível dos recursos laboratoriais disponíveis.

Comparando os resultados obtidos e reportados nas tabelas (18), (19 e (20) nota-se que o método da IpDFT apresentou um resultado mais próximo do valor RMS medido. Isto pode ser explicado devido a variação em frequência do oscilador utilizado para geração da taxa de amostragem.

Embora o oscilador seja estável, os componentes passivos de controle não apresentam a mesma estabilidade o que provoca variações na frequência de amostragem. Tal fato é similar a variação da frequência fundamental gerando períodos de janela fracionados.

A técnica da IpDFT possui esta compensação e portanto foi menos influenciada. Sua

Figura 66 – Avaliação da análise espectral dos métodos PDS utilizados



Fonte - Autor

Tabela 18 – Análise espectral da entrada analógica REFA

Corrente Medida (A)	IpDFT		MSDFT		STFT	
	Corrente Calculada (A)	Erro (%)	Corrente Calculada (A)	Erro (%)	Corrente Calculada (A)	Erro (%)
51,92	51,93	0,019	51,91	0,019	44,91	13,502
61,45	61,45	0,000	61,43	0,033	53,30	13,263
72,31	72,31	0,000	72,79	0,028	62,49	13,580
82,17	82,17	0,000	82,13	0,049	71,34	13,180
92,53	92,53	0,000	92,53	0,000	79,62	13,952
102,82	102,83	0,010	102,84	0,019	88,18	14,238
113,39	113,40	0,009	113,35	0,035	96,95	14,499
123,64	123,64	0,000	123,59	0,040	106,49	13,871
133,00	133,01	0,008	132,96	0,030	113,48	14,677
143,64	143,63	0,007	143,85	0,146	122,66	14,606
153,42	153,42	0,000	153,42	0,000	131,83	14,072

Fonte - Autor

desvantagem é que possui um tempo de latência maior comparada as demais técnicas.

O método da MSDFT apresentou resultado bastante satisfatório, o que mostra que o desvio da frequência de amostragem não foi muito significativo, mas é mais sensível a variações de frequência. Isto pode ser minimizado aumentando a quantidade de períodos observados, porém também aumentaria a latência, o que pode comprometer a principal vantagem deste método que é a velocidade de cálculo.

Por fim o método da STFT foi o que mais desviou, isto se deve ao fato de trabalhar com medidas temporais curtas, isto é apenas um período. Como as janelas variam de tamanho e por ter alto custo computacional o seu resultado espectral foi bem divergente do esperado.

Tabela 19 – Análise espectral da entrada analógica REFB

Corrente Medida (A)	IpDFT		MSDFT		STFT	
	Corrente Calculada (A)	Erro (%)	Corrente Calculada (A)	Erro (%)	Corrente Calculada (A)	Erro (%)
53,02	53,03	0,019	53,00	0,038	45,99	13,259
62,75	62,75	0,000	62,73	0,032	54,55	13,068
73,87	73,87	0,000	73,83	0,054	63,84	13,578
83,91	83,91	0,000	83,87	0,048	72,98	13,026
94,52	94,52	0,000	94,51	0,011	81,48	13,796
105,02	105,02	0,000	105,00	0,019	90,11	14,197
115,80	115,80	0,000	115,75	0,043	99,16	14,370
126,28	126,28	0,000	126,22	0,048	108,86	13,795
135,83	135,83	0,000	135,82	0,007	115,70	14,820
146,72	146,72	0,000	146,94	0,150	125,19	14,674
156,70	156,70	0,000	156,69	0,006	134,79	13,982

Fonte - Autor

Tabela 20 – Análise espectral da entrada óptica EO

Corrente Medida (A)	IpDFT		MSDFT		STFT	
	Corrente Calculada (A)	Erro (%)	Corrente Calculada (A)	Erro (%)	Corrente Calculada (A)	Erro (%)
50,53	50,56	0,059	50,61	0,158	44,14	12,646
60,57	60,44	0,215	60,52	0,083	52,56	13,224
70,70	70,70	0,000	70,76	0,085	61,24	13,380
80,11	80,11	0,000	80,15	0,050	69,19	13,631
90,35	90,35	0,000	90,50	0,166	78,10	13,558
100,24	100,23	0,010	100,45	0,209	86,34	13,867
111,05	111,05	0,000	111,04	0,009	95,24	14,237
120,73	120,58	0,124	120,73	0,000	103,83	13,998
129,65	129,65	0,000	129,68	0,023	110,94	14,431
139,67	139,66	0,007	140,04	0,265	119,50	14,441
149,23	149,23	0,000	149,42	0,127	129,07	13,509

Fonte - Autor

De acordo com SALIH (2012), desvios na frequência (fundamental ou de amostragem) podem causar erros de aproximadamente 15%, o que explica o erro obtido para STFT nas tabelas (18), (19) e 20).

6.7 Considerações finais sobre os ensaios e testes

6.7.1 Testes *in situ*

Os testes *in situ* não puderam ser executados dentro do prazo previsto para o desenvolvimento desta dissertação. O agendamento e a parte burocrática são mais complexos, pois envolve não somente mobilização de equipe de linha viva (em geral terceirizada) como também autorização junto a distribuidora de energia elétrica e a órgãos governamentais competentes, neste caso a Operador Nacional do Sistema (ONS).

Conclusão

OS OBJETIVOS PRINCIPAIS desta dissertação, que norteavam o desenvolvimento de uma unidade eletrônica microprocessada de caráter universal, capaz de atender tanto dispositivos ópticos como convencionais, para fins metrológicos de calibração de TI's *in situ*, foram alcançados. Os resultados experimentais obtidos mostraram que a curva de calibração da mesma lhe garante o cumprimento das exigências mínimas para calibração *in situ*.

A aplicabilidade desta unidade não somente atendeu a perspectiva metrológica mencionada anteriormente, mas também possibilitou aplicações voltadas a análise de qualidade de energia, tanto quantitativa como qualitativamente, uma vez que os TO's possuem uma larga faixa de resposta em frequência, que permite analisar com maior exatidão o conteúdo harmônico presente nos sinais da rede elétrica, podendo ser aplicados tanto para média e alta tensão.

Por estarmos lidando com sinais muito pequenos, quase na mesma ordem de grandeza do ruído presente, foi necessário uma quantidade considerada de filtros, tanto analógicos como digitais de ordem considerada, cujas características específicas direcionaram a escolha para um pequeno e oneroso grupo de fabricantes. Tais filtros induziram erros que necessitaram ser quantificados e compensados através um levantamento de *offset*.

A parte computacional também mostrou-se robusta e confiável o suficiente, porém ainda pode ser melhorada de forma a atender os requisitos temporais de um barramento de processo elétrico, conforme IEC (2004).

Neste sistema optou-se pela tecnologia SAR por ser a que melhor atende o compromisso entre velocidade e exatidão, contudo seu limite máximo de resolução não nos permite explorar eficientemente o potencial máximo dos sensores ópticos extraíndo deles a alta exatidão que lhes é peculiar. Esta poderia ser aumentada com a tecnologia $\Sigma\Delta$, porém sua filtragem interna e métodos de conversão oneram demais o tempo de conversão, limitando a gama de serviços possivelmente prestados pelo sistema, principalmente se considerarmos os requisitos temporais da IEC (2004).

Desta forma, com base nas conquistas mencionadas anteriormente, pode-se constatar

num curto prazo que que foi concebido um sistema de aplicações metrológicas com possibilidades de calibração para uso laboratorial e nas subestações (*in situ*), bem como flexibilidade para ser um analisador de energia em média e alta tensão, atendendo os setores de transmissão e distribuição de energia elétrica. De acordo com o levantamento bibliográfico, tais serviços não possuem precedentes relatados.

Em médio prazo é importante observar que os resultados alcançados, em termos de exatidão das medidas, universalidade de aplicação (calibração de TI's convencionais, TPO's e TCO's), versatilidade e flexibilidade para incorporar novas rotinas de processamento embarcadas na eletrônica (seja no software do microcontrolador, seja no hardware sintetizável da FPGA) e grande facilidade de intercâmbio de dados através de redes de comunicação padrão *Ethernet*, fizeram com que o protótipo desenvolvido possa ser aplicado a vários outros tipos de serviços, por exemplo: na área de automação e proteção de sistemas elétricos - como *merging-units* e unidades de medição fasorial, ou em aplicações duais, como unidade de demodulação para outros sensores e dispositivos a fibra óptica, como girômetros e acelerômetros para a área de navegação inercial voltados à indústria aeroespacial.

Com os conhecimentos adquiridos e as perspectivas promissoras de utilização, pode-se dar continuidade a esse trabalho em futuros projetos na área acadêmica (de mestrado ou doutorado), por exemplo, para o desenvolvimento de metodologias de processamento interferométrico do tipo *all-digital* (com menor emprego de circuitos analógicos e aumento da imunidade do circuito a interferências e variações paramétricas de componentes), criação de técnicas de interferometria em malha fechada, etc. Entre as prováveis melhorias deste sistema que podemos citar :

- ❑ A substituição de conversores A/D do tipo SAR pelos chamados *Conversores A/D de Ponto Flutuante de Faixa Dinâmica* possuem precisão da ordem de 2 ppm e capacidade de processamento de $3,2 \times 10^5$ conversões/s além de possuírem saídas digitais em ponto flutuante de 16 bits, sendo 12 bits para mantissa e 4 bits para expoente, e com sensibilidade de $9,45\mu V$.
- ❑ Incorporação de um sistema operacional com perfil de tempo real, garantindo capacidade de operar em sistemas de proteção.
- ❑ A alocação de recursos no microcontrolador pode ser gerenciada, no futuro, por um sistema operacional com especificações de tempo real, e toda a parte de cálculo necessário ao PDS pode ser sintetizada digitalmente e internamente na FPGA, capaz de processar informações a uma taxa superior à frequência do sistema, produzindo medidas fasoriais e instantâneas em tempo real.
- ❑ Implementação de novas malhas de controle para assegurar eficácia e maior exatidão ao processamento interferométrico.

Além disso, esse trabalho contribui na capacitação e geração de conhecimento para pesquisadores, engenheiros e técnicos, em uma área de dispositivos de altíssima tecnologia, com alto valor agregado, que podem criar uma nova cadeia produtiva de equipamentos, com geração de empregos e divisas para o país.

Referências

ABNT. **ABNT 6855 : "Transformador de Potencial Indutivo"**. [S.l.], 2009.

_____. **ABNT 6856 : "Transformador de corrente - Versão Corrigida."** [S.l.], 2009.

ALMEIDA, J. C. J. **Nova técnica de processamento de sinais no domínio do tempo de giroscópios interferométricos Sagnac a fibras ópticas**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2001.

ALMEIDA, J. C. J. D.; SANTOS, J. C. Coherent demodulation of the output signal of optical voltage transformer. **Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)**, 2005. IEEE, v. 3, n. 5, p. 47–52, 2005.

ALMEIDA, J. C. J. de; SANTOS, J. C. Coherent demodulation of the output signal of optical voltage transformer. **IEEE Latin America Transactions**, 2005. v. 3, n. 5, p. 47–52, Dec 2005. ISSN 1548-0992.

BI, T. et al. Dynamic phasor model-based synchrophasor estimation algorithm for m-class pmu. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2015. v. 30, n. 3, p. 1162–1171, June 2015. ISSN 0885-8977.

BLAKE, J. Fiber optic current sensor calibration. In: **Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2001 IEEE/PES**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 127–130 vol.1.

BOHNERT, K. et al. Fiber-optic current and voltage sensors for high-voltage substations. 2003. Nara, Japan, v. 1317, p. 752–754, 2003.

BORGES, F. d. A. **Modelagem Dinâmica de Transformadores de Corrente para Uso em Estudos da Qualidade de Energia e Proteção do Sistema Elétrico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista, 2014.

CHRISTENSEN, L. H. Design, construction, and test of a passive optical prototype high voltage instrument transformer. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 1995. v. 10, n. 3, p. 1332–1337, Jul 1995. ISSN 0885-8977.

COSTA, M. Melo da; COSTA, J. Weyl Albuquerque da. On site metrological verification of high voltage current transformers using optical transducer. In: **Microwave Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4.

- CRUDEN, A. et al. Current measurement device based on the faraday effect. In: **Developments in Power System Protection, 1993., Fifth International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1993. p. 69–72.
- D'AJUZ, A. **Equipamentos Elétricos: Especificação e Aplicação em Subestações de Alta Tensão**. [S.l.]: Furnas, 1985.
- FALCONE, Á. G. **Eletromecânica: transformadores e transdutores, conversão eletromecânica de energia**. [S.l.]: Edgard Blücher, 2006.
- IEC. **IEC 61850-9 : "Communication networks and systems in substations - Part 9-2: Specific Communication Service Mapping (SCSM) - Sampled values over ISO/IEC 8802-3"**. [S.l.], 2004.
- IEEE. **IEEE Std C37.118-2011:IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems**. [S.l.], 2011.
- INMETRO. **Vocabulário Internacional de Metrologia: Conceitos gerais e fundamentais e termos associados**. Rio de Janeiro, 2012. 94 p.
- JACOBSEN, E.; LYONS, R. The sliding dft. **IEEE Signal Processing Magazine**, 2003. v. 20, n. 2, p. 74–80, Mar 2003. ISSN 1053-5888.
- JENKINS, B. D. **Introduction to Instrument Transformers**. [S.l.]: Newnes, 1967.
- JORDÃO, R. G. **Transformadores**. [S.l.: s.n.], 2002.
- KOBAYASHI, S. et al. Development and field test evaluation of optical current and voltage transformers for gas insulated switchgear. In: **Transmission and Distribution Conference, 1991., Proceedings of the 1991 IEEE Power Engineering Society**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 329–335.
- KUCUKSARI, S. **Development of models for optical instrument transform**. Tese (Doutorado) — Arizona State University, 2010.
- KUCUKSARI, S.; KARADY, G. Experimental comparison of conventional and optical current transformers. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2010. v. 25, n. 4, p. 2455–2463, Oct 2010. ISSN 0885-8977.
- LEUNG, F. Y. C.; CHIU, W. C. K.; DEMOKAN, M. S. Fiber-optic current sensor developed for power system measurement. In: **Advances in Power System Control, Operation and Management, 1991. APSCOM-91., 1991 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 637–643 vol.2.
- MAFFETONE, T. D.; MCCLELLAND, T. M. 345 kv substation optical current measurement system for revenue metering and protective relaying. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 1991. v. 6, n. 4, p. 1430–1437, Oct 1991. ISSN 0885-8977.
- MAMEDE, J. F. **Manual de Equipamentos Elétricos**. Rio de Janeiro: Grupo Gen-LTC, 2013.
- MUNIN, E. **Efeito Faraday em cristais eletro-ópticos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Campinas, 1990.

- NGUYEN, T.; LI, X. A fast and accurate method for estimating power systems phasors using dft with interpolation. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 8 pp.–.
- NORTHROP, R. B. **Introduction to instrumentation and measurements**. [S.l.]: CRC Press, 2005.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFERCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. e. a. **Processamento em tempo discreto de sinais**. São Paulo: Prentice hall Englewood Cliffs, New Jersey, 2012.
- RAHMATIAN, F.; CHAVEZ, P. P.; JAEGER, N. A. F. 138 kv and 345 kv wide-band sf6-free optical voltage transducers. In: **Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1472–1477 vol.2.
- ROMANO, P.; PAOLONE, M. An enhanced interpolated-modulated sliding dft for high reporting rate pmus. In: **Applied Measurements for Power Systems Proceedings (AMPS), 2014 IEEE International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- SALIH, M. S. **Fourier Transform Signal Processing ITO 2012**. [S.l.]: Intech, 2012.
- SANTOS, J.; SILLOS, A. de; NASCIMENTO, C. On-field instrument transformers calibration using optical current and voltage transformes. In: **Applied Measurements for Power Systems Proceedings (AMPS), 2014 IEEE International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.
- SANTOS, J. C. **Contribuições para o desenvolvimento de transformadores de potencial a fibras ópticas (TPs Ópticos) aplicáveis em sistemas elétricos de potência. Tese(Livre Docência)**. [S.l.]: Universidade de São Paulo, 2010.
- SANTOS, J. C.; TAPLAMACIOGLU, M. C.; HIDAKA, K. Pockels high-voltage measurement system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2000. v. 15, n. 1, p. 8–13, Jan 2000. ISSN 0885-8977.
- SERNA, J. A. d. L. O. Dynamic phasor estimates for power system oscillations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2007. v. 56, n. 5, p. 1648–1657, Oct 2007. ISSN 0018-9456.
- SERNA, J. D. L. O.; MARTIN, K. Improving phasor measurements under power system oscillations. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2003. v. 18, n. 1, p. 160–166, Feb 2003. ISSN 0885-8950.
- SEZI, T. A new method for measuring power system frequency. In: **Transmission and Distribution Conference, 1999 IEEE**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 400–405 vol.1.
- SILVA, J. C. D. **Metrologia e Controle Dimensional: Conceitos, Normas e Aplicações**. [S.l.]: Campus,Brasil, 2012.
- SO, E. et al. Evaluation of optical instrument transformers for on-site calibrations of high voltage measurement systems. In: **Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2012 Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 420–421. ISSN 0589-1485.
- STEINMETZ, C. Complex quantities and their use in electrical engineering. **Proc. AIEE International Elect. Congress**, 1894. v. 1, p. 33–74, 1894.

- WARICHET, J.; SEZI, T.; MAUN, J. C. Considerations about synchrophasors measurement in dynamic system conditions. In: . [S.l.: s.n.], 2009. v. 31, n. 9, p. 452 – 464. ISSN 0142-0615.
- WERTHEN, J. G. et al. Current measurements using optical power. In: **Transmission and Distribution Conference, 1996. Proceedings., 1996 IEEE.** [S.l.: s.n.], 1996. p. 213–218.
- YARIV, A.; YEH, P. **Optical waves in crystals.** [S.l.]: Wiley, New York, 1984.
- ZÍLIO, S. C. **Óptica moderna: fundamentos e aplicações.** Universidade de São Paulo: Instituto de Física de São Carlos, 2009.

Apêndices

Conceitos básicos de sensores ópticos

OS SENSORES ÓPTICOS, nos quais encontram-se inseridos os TO, são fundamentados na teoria ondulatória da luz.

Entretanto esta teoria demorou muito tempo para ser aceita, pois haviam divergências sobre a natureza da luz: alguns defendiam a teoria corpuscular, enquanto outros defendiam a teoria ondulatória. Entre os principais defensores da teoria corpuscular estava *Sir Isaac Newton*, cuja relevante importância e peso científico retardaram o progresso e aceitação da outra natureza paradoxal, a ondulatória.

Concomitantemente, a eletricidade e o magnetismo desenvolviam-se paralelamente à óptica, e a primeira relação entre eles foi constatada por *Michael Faraday*, que observou a rotação na polarização da luz enquanto esta passava por certos tipos de materiais que estavam submetidos a campos magnéticos intensos.

Este fenômeno ficou conhecido como Efeito *Faraday*, e é a base essencial para o entendimento do funcionamento do TCO.

O formalismo matemático necessário para a sua compreensão foi consolidado pelo físico e matemático escocês *James Clerk Maxwell*, cuja teoria foi publicada no seu livro *Treatise of Electricity and Magnetism* (1873). Através dela, todos os fenômenos ópticos e eletromagnéticos passaram a ser governados pelas mesmas leis fundamentais, as quais são conhecidas como equações de *Maxwell*, onde por meio delas observou-se a existência de ondas eletromagnéticas, cuja velocidade de propagação é igual à velocidade da luz.

A.1 Teoria eletromagnética da luz

Na sua forma ondulatória, a luz comporta-se como uma onda eletromagnética, envolvendo variações espaciais e temporais dos campos elétrico e magnético em conformidade com a descrição dada pelas equações de *Maxwell* a seguir:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \tag{79}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (80)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B} \quad (81)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial}{\partial t} \vec{D} \quad (82)$$

onde:

- \vec{E} : Campo Elétrico
- \vec{D} : Deslocamento Elétrico
- \vec{H} : Campo Magnético
- \vec{B} : Indução Magnética
- \vec{J} : Densidade de Corrente Elétrica
- ρ : Densidade de Carga

Os vetores \vec{E} e \vec{H} descrevem o campo eletromagnético, enquanto os vetores \vec{D} e \vec{B} descrevem os efeitos do campo eletromagnético na matéria por onde o mesmo se propaga.

Existem ainda as relações construtivas descritas a seguir:

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} + \vec{P} \quad (83)$$

$$\vec{B} = \frac{\vec{H}}{\mu} + \vec{M} \quad (84)$$

As constantes ε e μ presentes em (83) e (84) são denominadas de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, respectivamente, e seus valores de referência no vácuo são:

$$\varepsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} F/m$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$$

Nas equações (83) e (84) são introduzidos os vetores \vec{P} (polarização) e \vec{M} (magnetização) os quais correspondem à resposta do meio em relação a presença dos campos elétrico e magnético, e são expressos a seguir:

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \bar{\chi} \cdot \vec{E} \quad (85)$$

$$\vec{M} = \chi_m \bar{H} \cdot \vec{H} \quad (86)$$

As grandezas $\bar{\chi}$ e $\bar{\chi}_m$ são denominadas de susceptibilidade elétrica e susceptibilidade magnética respectivamente e na maioria das aplicações elas são representações tensoriais, que faz com que a polarização e a magnetização, bem como seus respectivos campos elétrico e magnético (de acordo com as equações (85) e (86)) não sejam necessariamente paralelas.

Considerando a aplicação de um campo elétrico em um meio isotrópico, que são aqueles em que a velocidade de propagação da luz e as demais propriedades ópticas independem da direção percorrida pela luz, sua respectiva polarização será paralela a este campo, independentemente da direção de aplicação do mesmo. Desta forma as grandezas tensoriais podem ser reduzidas a escalares, sem perda de generalidade ou funcionalidade do modelo eletromagnético.

Portanto:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} = \varepsilon_0(1 + \chi) \vec{E} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (87)$$

Analogamente:

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi_m) \cdot \vec{H} = \mu \cdot \vec{H} \quad (88)$$

Utilizando agora as relações de (79) a (82) e as equações (87) e (88), e considerando o meio de propagação sem portadores de cargas livres ($\rho = 0$) e com densidade de corrente elétrica nula ($\vec{J} = 0$) vem que:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -\vec{\nabla} \left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) = -\frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \times \vec{B}) = -\mu (\vec{\nabla} \times \vec{H}) \quad (89)$$

Utilizando identidades vetoriais adequadas em (89):

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu \frac{\partial^2}{\partial t^2} \vec{D} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (90)$$

Analogamente:

$$\nabla^2 \vec{H} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad (91)$$

As expressões (90) e (91) são denominadas por equações de onda eletromagnética, onde uma das prováveis soluções pode ser expressa da seguinte forma:

$$\Psi = A e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \quad (92)$$

Analisando (92) de forma qualitativa, observa-se que A é a amplitude, ω a velocidade angular, a qual esta relacionada com a magnitude do vetor de onda \vec{k} pela seguinte expressão:

$$|\vec{k}| = \omega \sqrt{\mu\varepsilon} \quad (93)$$

Continuando a análise, nota-se que é uma função senoidal do tempo e do espaço, onde a cada ponto do espaço, o campo é uma função senoidal do tempo; e a cada instante de tempo, o campo é uma função senoidal do espaço, de forma que os valores de \vec{r} e t, posição e tempo respectivamente, satisfazem a expressão:

$$\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} = \text{constante} \quad (94)$$

Esta constante é um valor arbitrário e determina o valor do campo. A equação (94) determina um plano normal ao vetor de onda \vec{k} , o qual é comumente chamado de superfície de fase constante (frente de onda). Quando a frente de onda é uma superfície planar, as ondas são denominadas de *ondas planas*.

Da equação (94) é possível determinar a velocidade com que a fase da onda se propaga na direção de \vec{k} :

$$v = \frac{\omega}{|\vec{k}|} \quad (95)$$

Adotando agora um instante $t = 0$ e examinando a variação espacial, obtém-se a distância entre dois máximos consecutivos (comprimento de onda):

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = 2\pi \frac{v}{\omega} \quad (96)$$

De acordo com as equações (93) e (95) vem que :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (97)$$

Substituindo os valores de permissividade elétrica e permeabilidade magnética no vácuo na equação (97):

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = 299.792.458m/s$$

Este resultado já era conhecido por *Maxwell*. Na época em que estas equações foram elaboradas pouco ainda era conhecido a respeito da natureza da luz, contudo quando estes valores foram substituídos, verificou-se que a onda eletromagnética tinha a mesma velocidade da luz.

Este foi o estabelecimento formal da ligação entre a óptica e o eletromagnetismo.

Aplicando (92) em (90) e (91) :

$$E = E_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} = \Re e(E_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)}) = E_0 \cos(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t) \quad (98)$$

$$H = H_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} = \Re e(H_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)}) = H_0 \cos(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t) \quad (99)$$

onde:

- ω - frequência angular (rad/s)
- \vec{k} - vetor de onda, que indica o sentido de propagação da onda (m^{-1})
- \vec{r} - vetor de posição da onda (m)
- t - instante de tempo (s)
- H_0 - amplitude máxima do campo magnético (Aesp)
- E_0 - amplitude máxima do campo elétrico (V/m)

Nas equações (98) e (99) é possível observar as principais partes de uma onda eletromagnética : a amplitude (correspondente a E_0 e H_0 , a orientação espacial dos campos e o argumento do cosseno ($\vec{k} \cdot \vec{r} \pm \omega t$) conhecido por *fase da onda* sendo o resultado do gradiente de uma função *Eikonal* e define a direção de propagação da onda.

Sucintamente, uma função (ou equação) *Eikonal* é definida como uma função de posição que tem as seguintes propriedades:

- Suas superfícies equiníveis são ortogonais em todo lugar aos raios óticos.
- Os comprimentos do caminho ótico ao longo de todos os raios de uma superfície equinível para outra são iguais.
- Os raios estão ao longo do gradiente da função *Eikonal*.

As amplitudes são responsável por informar a potência que esta sendo transportada pela onda, a orientação dos campos permite definir o conceito de polarização da onda que esta relacionado a orientação do campo elétrico e será muito útil na compreensão do funcionamento dos TO. A fase é o argumento da função que descreve a onda e será importante na compreensão do fenômeno da interferência e conseqüentemente no entendimento do funcionamento dos principais sensores ópticos existentes (ZÍLIO, 2009)

Nas ondas eletromagnéticas é possível relacionar qualitativamente e quantitativamente os campos \vec{E} e \vec{H} da seguinte forma (de acordo com as expressões da onda plana):

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = j\vec{k} \times \vec{E} \quad (100)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -j\omega \vec{E} \quad (101)$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -j\omega \vec{H} \quad (102)$$

Ainda de acordo com a Lei de *Faraday-Lenz-Neumann*:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

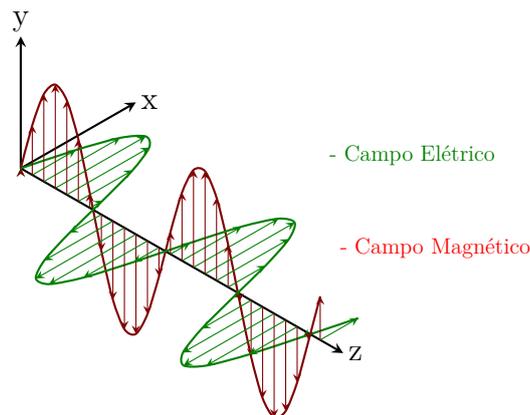
Portanto :

$$j\vec{k} \times \vec{E} = i\mu\omega \vec{H} \quad (103)$$

A equação (103) mostra que o vetor \vec{H} é perpendicular a \vec{E} e também ao vetor \vec{k} . Por outro lado: $\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = j\vec{k} \cdot \vec{E} = 0$, isto é, os vetores \vec{E} e \vec{k} são perpendiculares entre si.

A figura (67) ilustra um exemplo clássico de uma onda eletromagnética modelada pelas equações (98) e (99).

Figura 67 – Onda transversal eletromagnética



Fonte: Autor

De todos os parâmetros do modelo matemático da onda eletromagnética, a fase é sem dúvida o mais importante, pois define a direção de propagação, frequência e velocidade de propagação. Esta grandeza possui variação temporal e espacial, sendo separadas em dois termos da forma $\vec{k}\vec{r} - \omega t$. Neste ponto, é conveniente introduzir o conceito de índice de refração que pode ser expresso como a razão entre a velocidade de propagação da luz no vácuo sobre a velocidade de propagação no meio em análise. Este parâmetro é expresso por:

$$\eta = \frac{c}{v} \quad (104)$$

onde:

- η - índice de refração
- c - velocidade de propagação da luz no vácuo (m/s)
- v - velocidade de propagação no meio em análise (m/s)

Como \vec{k} é dependente do índice η , a fase da onda passa a ser descrita como:

$$\phi(t) = \vec{k}(\eta)\vec{r} - \omega t \quad (105)$$

A equação (105) é conhecida por equação de fase generalizada, onde a frequência agora passa a estar relacionada à variação temporal.

Um ponto importante é que não se transmite informação por um feixe de luz monocromático (apenas uma frequência), pois os fotodetectores existentes não permitem detectar a fase, mas apenas a potência da onda, ou seja as amplitudes de E e H. Desta forma deve-se modular a onda conforme descrito a seguir.

Sejam duas ondas A e B, monocromáticas e de mesma amplitude máxima cujos vetores de onda \vec{k} e frequência ω valem:

$$\begin{aligned} \text{Onda A : } & k + \Delta k \\ & \omega + \Delta\omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Onda B : } & k - \Delta k \\ & \omega - \Delta\omega \end{aligned}$$

onde:

□ Δk - variação em módulo do vetor de onda \vec{k}

□ $\Delta\omega$ - variação da velocidade angular ω

Utilizando a representação na forma de exponencial complexa e aplicando o princípio da superposição de *Young*:

$$E_A = E_0 e^{j(k+\Delta k)z - (\omega+\Delta\omega)t}$$

$$E_B = E_0 e^{j(k-\Delta k)z - (\omega-\Delta\omega)t}$$

$$E = E_A + E_B = E_0 e^{j(k+\Delta k)z - (\omega+\Delta\omega)t} + E_0 e^{j(k-\Delta k)z - (\omega-\Delta\omega)t}$$

Por meio de manipulação algébrica adequada vem que :

$$E = 2E_0 \cos(kz - \omega t) \cos(\Delta k z - \Delta\omega t) \quad (106)$$

A equação (106) representa uma onda de frequência maior ω denominada de portadora e outra de frequência $\Delta\omega$ denominada de moduladora.

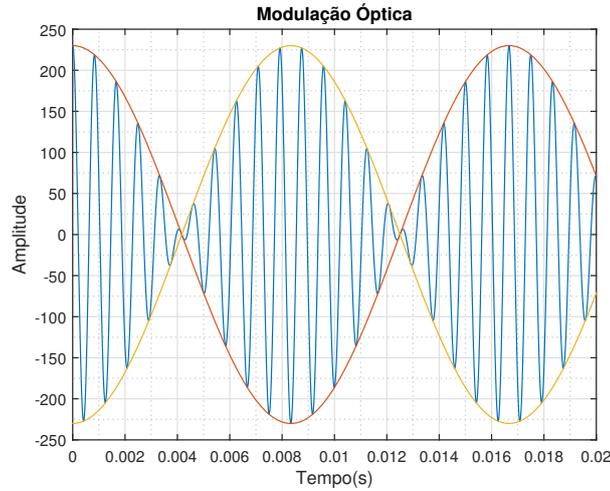
A figura (68) ilustra a forma de onda desta superposição. Para fins ilustrativos a frequência da portadora é de 1200Hz e a da moduladora de 60Hz (similar à rede elétrica brasileira).

Adotando agora dois pontos A e B tais que A é o ponto de máximo da onda portadora e B o ponto de máximo da moduladora tem-se as seguintes relações:

Ponto A :

$$\nabla kz - \Delta\omega t = 2\pi m \quad , m \in \mathbb{Z} \quad (107)$$

Figura 68 – Modulação óptica



Fonte: Autor

Ponto B :

$$kz - \omega t = 2\pi n \quad , n \in \mathbb{Z} \quad (108)$$

Diferenciando z em relação a t nas equações (107) e (108):

Ponto A:

$$\frac{dz}{dt} \Rightarrow v_g = \frac{\Delta\omega}{\Delta k} \quad (109)$$

Ponto B:

$$\frac{dz}{dt} \Rightarrow v_f = \frac{\omega}{k} \quad (110)$$

A velocidade definida pela equação (109) é denominada de *velocidade de grupo* e a da equação (110) de *velocidade de fase* (ZÍLIO, 2009).

Para o caso de mais ondas superpostas com frequências diferentes, basta realizar o mesmo procedimento, isto é, somar (ou integrar) de acordo com o princípio da superposição.

A.2 Propagação da luz em meios anisotrópicos

Até esta seção os meios analisados eram essencialmente isotrópicos, entretanto a maioria dos cristais existentes, tais como a mica, o quartzo, o $LiNbO_3$ são anisotrópicos, ou seja a polarização induzida pela aplicação de um campo elétrico, nem sempre será paralela ao mesmo, sendo portanto, fortemente dependente da direção de aplicação do campo.

Numa primeira vista, tal fato parece ser um inconveniente, mas muito pelo contrário, isto é extremamente importante e amplamente explorado na fabricação de sensores do tipo eletro-ópticos, como o TPO.

Num meio anisotrópico, a velocidade de fase da luz depende do seu estado de polarização bem como da direção de propagação, onde devido a anisotropia, o estado de polarização poderá variar enquanto a luz o percorre. Em geral, para uma dada direção de propagação, existem dois modos bem definidos, onde uma onda luminosa com polarização paralela a um destes modos de propagação permanecerá com a mesma inalterada (YARIV; YEH, 1984).

Para se determinar os estados de polarização bem como os índices de refração, existem dois métodos conhecidos: o primeiro se baseia nas equações de *Fresnel* para a onda normal, já o segundo é conhecido como *elipsoide de índices* ou *indicatriz óptica* cuja solução é mais simples, e por esta razão mais utilizado. Não será detalhado o primeiro método nesta dissertação, o qual pode ser consultado em detalhes em YARIV e YEH (1984).

Para meios anisotrópicos em geral, a polarização é expressa por :

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \bar{\chi} \cdot \vec{E} \quad (111)$$

Onde a susceptibilidade χ é um tensor e pode ser representado matricialmente como:

$$\bar{\chi} = \begin{bmatrix} \chi_{11} & \chi_{12} & \chi_{13} \\ \chi_{21} & \chi_{22} & \chi_{23} \\ \chi_{31} & \chi_{32} & \chi_{33} \end{bmatrix} \quad (112)$$

Adotando-se eixos de referência adequados (denominados de eixos dielétricos principais) é possível reduzir para uma matriz (112) para uma matriz diagonal. Sendo assim a equação (111) pode ser reescrita como:

$$P_x = \varepsilon_0 \chi_{11} E_x \quad (113)$$

$$P_y = \varepsilon_0 \chi_{22} E_y \quad (114)$$

$$P_z = \varepsilon_0 \chi_{33} E_z \quad (115)$$

A permissividade do meio é um tensor expresso pela fórmula:

$$\bar{\varepsilon} = (1 + \bar{\chi}) \cdot \varepsilon_0 \quad (116)$$

Como o índice de refração também depende de $\bar{\epsilon}$ que é uma grandeza matricial tensorial tensorial de 9 elementos, dispostos numa matriz quadrada 3x3, com seus índices de linha e coluna são, respectivamente, denotados por i e j. De acordo com (116), o índice de refração também será dependente da direção de propagação, e seus elementos são definidos por:

$$n_{ij}^2 = \frac{\epsilon_{ij}}{\epsilon_0} \quad (117)$$

A expressão da densidade de energia para um meio anisotrópico, homogêneo, não absorvedor e não magnético é dada por:

$$U_e = \frac{1}{2} \vec{E} \vec{D} = \frac{1}{2} \sum_{ij} E_i \epsilon_{ij} E_j = \frac{\epsilon_0}{2} \sum_{ij} n_{ij}^2 E_i E_j \quad (118)$$

Adotando os eixos dielétricos principais (direção onde somente os elementos da diagonal principal do tensor dielétrico não são nulos) e trabalhando com a equação (118) obtem-se:

$$\frac{2U_e}{\epsilon_0} = (n_x^2 E_x^2 + n_y^2 E_y^2 + n_z^2 E_z^2) \quad (119)$$

Como o vetor deslocamento elétrico \vec{D} é expresso pela equação (83), substituindo em (119) tem-se:

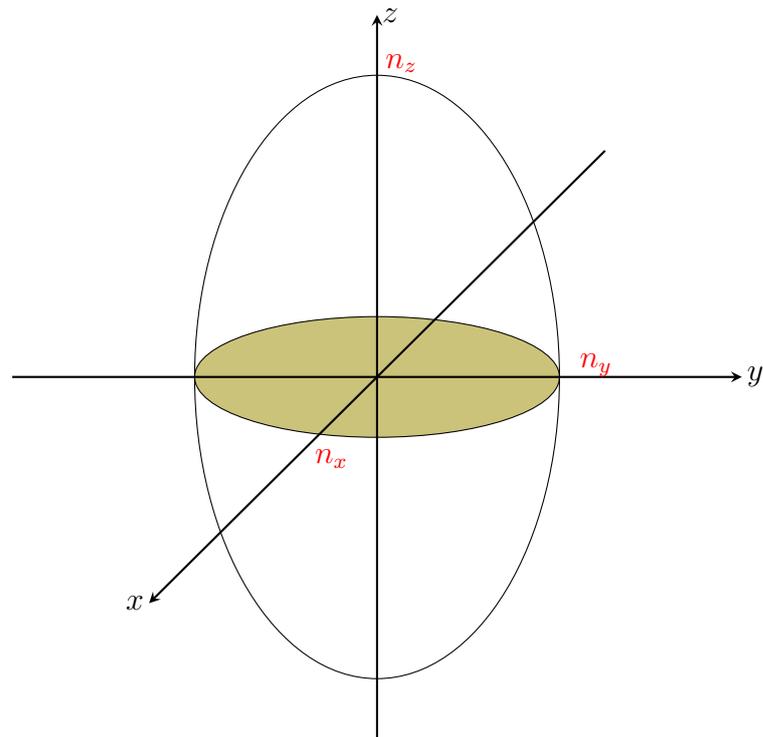
$$2\epsilon_0 U_e = \frac{D_x^2}{n_x^2} + \frac{D_y^2}{n_y^2} + \frac{D_z^2}{n_z^2} \quad (120)$$

Adotando o lugar geométrico onde a energia U_e é constante e utilizando o vetor posição $\vec{r} = \frac{\vec{D}}{\sqrt{2\epsilon_0 U_e}}$ na equação (120):

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (121)$$

A equação (121) é chamada de *elipsoide de índice* e está ilustrado na figura (69). O conhecimento desta equação, bem como dos índices do meio anisotrópico em estudo, é importante, pois permite analisar a propagação da onda eletromagnética neste meio.

Figura 69 – Elipsóide de índices



Fonte: ZÍLIO (2009)

Quando uma onda eletromagnética se propaga através de um cristal anisotrópico, o campo elétrico, que é o responsável pela polarização, pode ser decomposto em duas componentes, uma paralela ao plano xy , denominada de *raio ordinário* e outra perpendicular a este plano, denominada de *raio extraordinário*. As direções perpendiculares ao plano xy são denominadas de e.o. e sua quantidade depende do tipo de cristal, isto é uniaxial ou biaxial como será visto a seguir

Nos cristais uniaxiais, o e.o. coincide com o eixo z , já nos biaxiais os e.o. possuem direções não coincidentes com nenhum dos eixos dielétricos principais (conforme figuras (70) e (71)). Contudo a bissetriz do ângulo formado por eles coincide com o eixo z , devido as propriedades de simetria geométrica.

Os cristais anisotrópicos possuem duas possibilidades quantitativas em termos de índices de refração.

A.2.1 CASO 1: n_x, n_y iguais e n_z distinto

Neste caso, como os índices do eixo x e y são iguais, a seção transversal se torna um círculo paralelo ao plano xy . Os cristais que apresentam esta característica são chamados de uniaxiais pois possuem apenas um e.o., o qual é colinear ao eixo z .

Eles podem ser ainda classificados segundo um outro critério. Se $n_z > n_{x,y}$ o cristal é dito positivo e se $n_z < n_{x,y}$ será dito negativo.

As tabelas (21) e (22) mostram alguns dos principais cristais uniaxiais positivos e negativos respectivamente.

Tabela 21 – Índice de refração de cristais uniaxiais positivos típicos

UNIAXIAL POSITIVO	Cristal	$n_{x,y}$	n_z
	Gelo	1,309	1,310
	Quartzo	1,544	1,553
	BeO	1,717	1,732
	Zircônio	1,923	1,968
	Rutile	2,616	2,903
	ZnS	2,354	2,358

Fonte: YARIV e YEH (1984)

Tabela 22 – Índice de refração de cristais uniaxiais negativos típicos

UNIAXIAL NEGATIVO	Cristal	$n_{x,y}$	n_z
	ADP	1,522	1,478
	Berílio	1,598	1,590
	KDP	1,507	1,467
	Na_3NO_3	1,587	1,336
	Calcita	1,658	1,486
	Turmalina	1,638	1,618
	$LiNbO_3$	2,300	2,208
	$BaTiO_3$	2,416	2,364
	Proustite	3,019	2,739

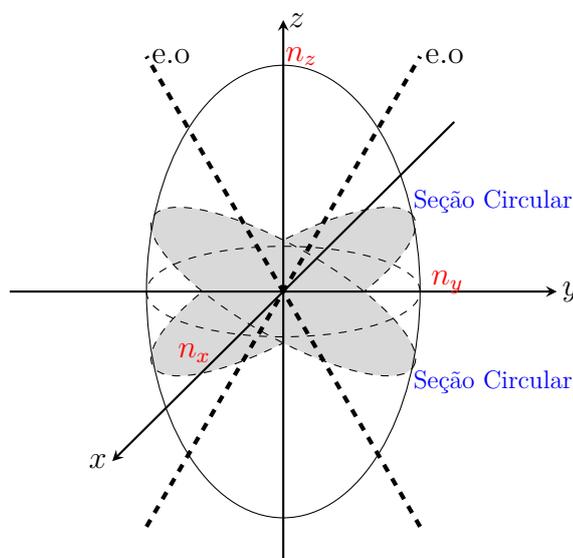
Fonte: YARIV e YEH (1984)

A.2.2 CASO 2: n_x , n_y e n_z distintos

Neste caso a seção transversal do plano xy será uma elipse e os cristais deste grupo são ditos biaxiais, uma vez que a solução apresenta duas posições possíveis, ou seja, dois e.o..

Considerando $n_x < n_y < n_z$, caso n_y estiver mais próximo de n_x do que de n_z o cristal será denominado de biaxial positivo e esta ilustrado na figura (70).

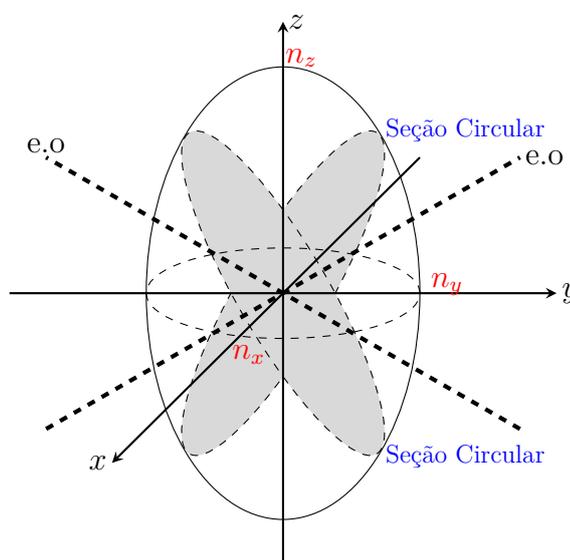
Figura 70 – Biaxial positivo



Fonte: ZÍLIO (2009)

Caso n_y estiver mais próximo de n_z o cristal será dito biaxial negativo, cuja representação encontra-se na figura (71).

Figura 71 – Biaxial negativo



Fonte: ZÍLIO (2009)

A tabela (23) mostra alguns dos principais cristais biaxiais e seus respectivos índices de refração.

Tabela 23 – Índice de refração de cristais biaxiais típicos

	Cristal	n_x	n_y	n_z
BIAXIAL	Gypsum	1,520	1,523	1,530
	Feldspato	1,522	1,526	1,530
	Mica	1,552	1,582	1,588
	Topázio	1,619	1,620	1,627
	$NaNO_3$	1,344	1,411	1,651
	SbSI	2,7	3,2	3,8
	$YAlO_3$	1,923	1,938	1,947

Fonte: YARIV e YEH (1984)

A.3 Propagação da Luz em Cristais Uniaxiais

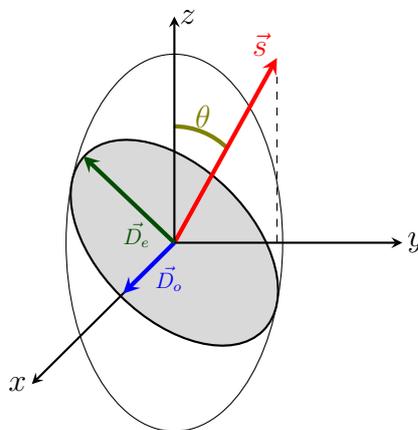
O TPO é geralmente construído a partir de cristais de $LiNbO_3$, o qual possui comportamento uniaxial, assim como a grande maioria dos cristais empregados comercialmente.

Uma das principais características a ser ressaltada neste ponto é que estes cristais possuem dois dos índices de refração principais iguais (denominados de ordinários), aqui denominados por n_o . Para estes casos, a equação (121) pode ser reescrita como:

$$\frac{x^2}{n_o^2} + \frac{y^2}{n_o^2} + \frac{z^2}{n_e^2} = 1 \tag{122}$$

Como o elipsoide da figura (72) é invariante a uma rotação ao redor do eixo z, será então executada uma rotação de forma que a projeção do vetor de propagação \vec{s} tenha uma projeção sobre o eixo y e outra sobre o eixo z (YARIV; YEH, 1984).

Figura 72 – Elipsoide para encontrar os índices de refração e polarização dos modos normal para uma determinada direção de propagação



Fonte: YARIV e YEH (1984)

O vetor deslocamento elétrico \vec{D} é decomposto em duas componentes, uma no eixo ordinário (\vec{D}_o), que corresponde a uma direção sempre paralela ao eixo x, de forma que o índice de refração se mantém constante e igual a n_o . E outra componente no eixo extraordinário (\vec{D}_e), que possui índice de refração variável e dependente do ângulo θ , de forma que para $\theta = 0^\circ$, $n_e(\theta) = n_o$, pois como a direção de propagação agora é paralela ao eixo x, teremos uma circunferência no plano xy que passa pela origem e portanto a igualdade esta justificada.

Para $\theta = 90^\circ$ o valor agora será $n_e(\theta) = n_e$, pois a direção de propagação agora é paralela ao eixo y e portanto o elipse coincide com o plano xz passando pela origem.

Portanto utilizando (122) obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{1}{n_e^2(\theta)} = \frac{\cos^2(\theta)}{n_o^2} + \frac{\sen^2(\theta)}{n_e^2} \quad (123)$$

A polarização na direção ordinária permanecerá inalterada e a polarização na direção extraordinária será dada por:

$$\begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\sen(\theta)}{n_e^2(\theta) - n_o^2} \\ \frac{\cos(\theta)}{n_e^2(\theta) - n_o^2} \end{bmatrix} \quad (124)$$

Sendo assim, as componentes do campo elétrico nas direções ordinária e extraordinária ficarão defasadas, mudando desta forma o estado de polarização (EP) da onda luminosa.

A.4 Fenômeno eletro-óptico

A propagação das ondas luminosas através de um cristal, pode ser complementemente representada por meio de seu tensor de impermeabilidade η_{ij} , cuja relação com o tensor de permissividade elétrica é expresso por:

$$\eta_{ij} = \frac{\epsilon_o}{\epsilon_{ij}} \quad (125)$$

De acordo com a teoria quântica de sólidos, a aplicação de uma campo elétrico externo a certos tipos de cristais provoca uma leve deformação na rede cristalina, o que acaba por modificar o tensor de impermeabilidade, e conseqüentemente o índice de refração do mesmo. Este fenômeno é conhecido por efeito eletro-óptico e sua lei fundamental encontra-se descrita a seguir, onde fatores de ordem superior a quadrática podem ser desprezados (YARIV; YEH, 1984):

$$\eta_{ij}(\vec{E}) - \eta_{ij}(0) \equiv \Delta\eta_{ij} = r_{ijk}E_k + s_{ijkl}E_kE_l = f_{ijk}P_{ijk} + g_{ijkl}P_kP_l \quad (126)$$

Analisando os coeficientes de (126), verifica-se que existem coeficientes que se relacionam com apenas uma componente do campo elétrico ou da polarização (são os coeficientes r_{ijk} e f_{ijk}), sendo denominados de coeficientes eletro-ópticos lineares (ou de *Pockels*). Da mesma forma, existem coeficientes que se relacionam com duas componentes do campo elétrico ou da polarização (são os coeficientes s_{ijkl} e g_{ijkl}), sendo denominados de coeficientes eletro-ópticos quadráticos (ou de *Kerr*).

Portanto, na presença de um campo elétrico, o elipsoide de índice pode ser expresso por:

$$\eta(\vec{E})x_i x_j = 1 \quad (127)$$

Na ausência de campo elétrico, a equação (127) se reduz a:

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (128)$$

Devido às propriedades de simetria do tensor dielétrico ($r_{ijk} = r_{jik}$), quando o meio é sem perdas e opticamente inativo, pode-se trabalhar com os coeficientes da equação (126) na forma reduzida, ou seja, neste caso os índices i e j podem ser intercambiados sem que os valores quantitativos dos coeficientes sejam modificados quando isto ocorre. Isto permite que passemos a trabalhar com dois ao invés de três índices, o que simplifica a notação (YARIV; YEH, 1984). Tal simplificação é utilizada na equação (9).

$$\begin{aligned} 1 &= (11) \rightarrow r_{11k} = r_{1k} \\ 2 &= (22) \rightarrow r_{22k} = r_{2k} \\ 3 &= (33) \rightarrow r_{33k} = r_{3k} \\ 4 &= (23) = (32) \rightarrow r_{4k} = r_{23k} = r_{32k} \\ 5 &= (13) = (31) \rightarrow r_{5k} = r_{13k} = r_{31k} \\ 5 &= (12) = (21) \rightarrow r_{6k} = r_{12k} = r_{21k} \\ k &= x, y, z \end{aligned}$$

Portanto, usando a convenção dos índices admitida acima, a expressão geral do efeito eletro-óptico é dada por:

$$\left(\frac{1}{n_x^2} + r_{1k}E_k\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_y^2} + r_{2k}E_k\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_z^2} + r_{3k}E_k\right)z^2 + 2yzr_{4k}E_k + 2zxr_{5k}E_k + 2xyr_{6k}E_k = 0 \quad (129)$$

onde E_k é a componente do campo elétrico aplicado e o índice k representa as direções dos eixos dielétricos principais (x, y e z).

O fenômeno descrito nesta seção relaciona linearmente a tensão aplicada (por meio do campo elétrico) à alteração das propriedades ópticas do cristal. Isto é o princípio fundamental do TPO, onde o comprimento e os coeficientes dos cristais determinam a tensão de trabalho ao qual o TPO pode ser submetido.

A.5 Atividade Óptica

Atividade óptica é o fenômeno observado quando um feixe de luz linearmente polarizada passa através de certos materiais e apresenta na saída rotação no seu plano de polarização incidente. Tal fenômeno foi primeiramente observado no quartzo. A quantidade de rotação (expressa em graus por milímetro) é proporcional ao caminho ótico percorrido(YARIV; YEH, 1984).

A tabela (24) mostra a atividade óptica de alguns materiais comercialmente utilizados.

Tabela 24 – Fator de rotação óptica

Material	$\lambda(\text{Å})$	$\rho(\text{deg/mm})$
Quartzo	4000	49
	4500	37
	5000	31
	5500	26
	6000	22
	6500	17
<i>AgGaS₂</i>	4850	950
	4900	700
	4950	600
	5000	500
	5050	430
Se	7500	180
	100000	30
Te	60000	40
	100000	15
<i>TeO₂</i>	3698	587
	4382	271
	5300	143
	6328	87
	10000	30

Fonte:YARIV e YEH (1984)

De forma similar ao efeito eletro-óptico, quando alguns materiais são submetidos a um campo magnético externo, ocorre a indução da atividade óptica conforme descrito, e assim, pode-se criar sensores ópticos capazes de mensurar corrente elétrica em linhas de AT

Algoritmo de estimativa de frequência

B.1 Descrição do método

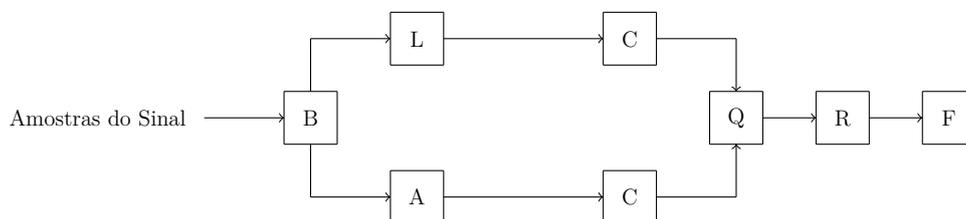
O conhecimento da frequência nominal da rede elétrica é de crucial importância para os métodos PDS, pois a exatidão dos valores calculados para obtenção do erro de relação é fortemente dependente de uma razão inteira entre a frequência de amostragem e a frequência fundamental, que no caso da rede elétrica brasileira é de 60 Hz.

Um método eficaz para estimativa de frequência foi inicialmente apresentado em (SEZI, 1999), onde as principais características foram a faixa de medição entre 15 a 70 Hz e precisão de resolução de 10 mHz, desde que a frequência de amostragem seja praticamente invariante (no máximo desvios de ordem de algumas dezenas de ppm).

É recomendado que sejam amostrados no mínimo 3 períodos fundamentais para uma estimativa satisfatória a aplicações em SEP de acordo com (SEZI, 1999).

A figura (73) ilustra o diagrama de blocos do algoritmo de estimativa de frequência usado neste trabalho.:

Figura 73 – Diagrama de blocos da estimativa de frequência



Fonte:Sezi (1999)

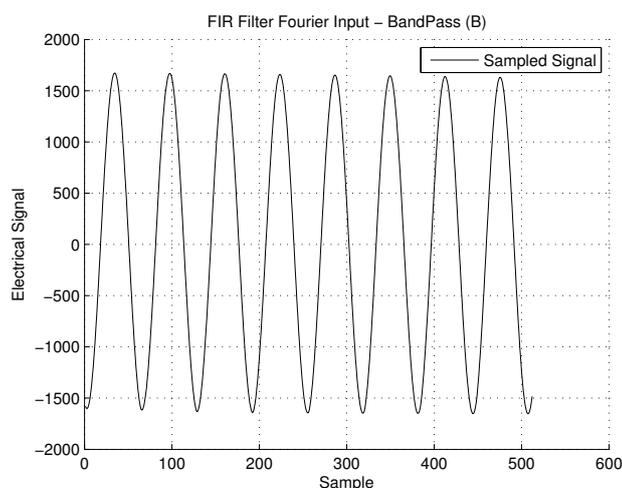
O núcleo deste algoritmo são os blocos B, L e A (figura (73)), os quais serão detalhados a seguir. Os demais blocos executam cálculos auxiliares do sinal manipulado pelos blocos anteriores para obtenção da frequência.

B.2 Bloco B

O bloco B corresponde a um filtro digital passa-faixa com janelamento triangular de alta ordem. O principal objetivo deste filtro é somente permitir que componentes de frequência entre 59,5 Hz e 60,5 Hz sejam propagadas adiante. Essa faixa é condizente com a variação natural de frequência da rede elétrica brasileira do SIN.

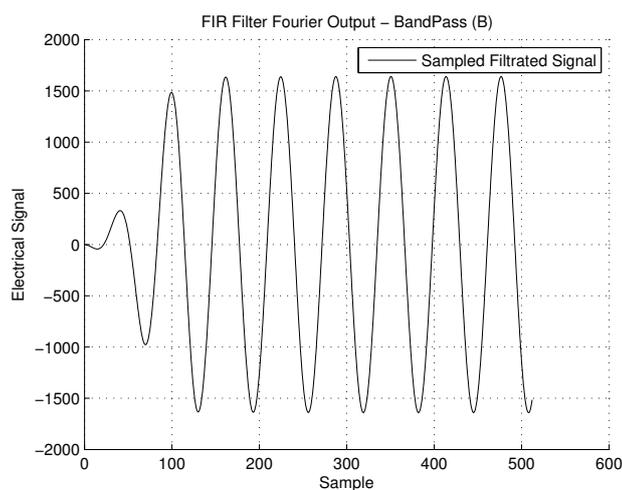
As figuras (74) e (75) ilustram respectivamente os sinais de entrada e saída do Bloco B. Os sinais utilizados são sinais proveniente de sistemas reais.

Figura 74 – Sinal amostrado - entrada do bloco B



Fonte - Autor

Figura 75 – Sinal amostrado - saída do bloco B

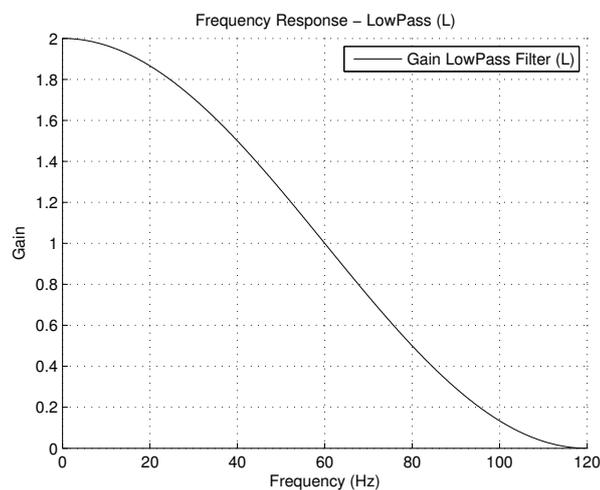


Fonte - Autor

B.3 Bloco L

O Bloco L é um filtro passa baixa com a seguinte curva de resposta em frequência (figura (76)):

Figura 76 – Resposta em frequência - bloco L



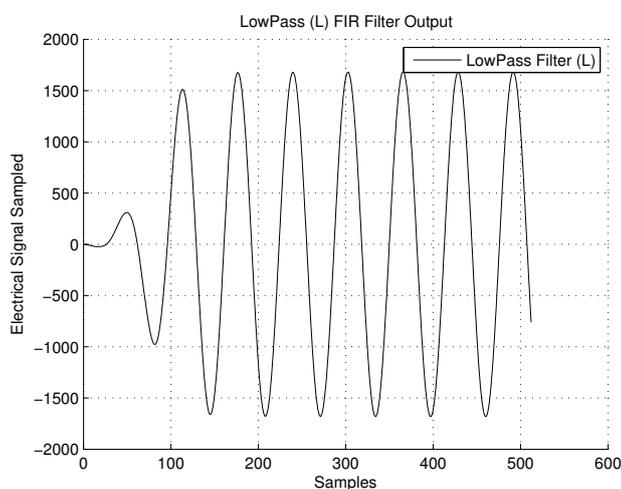
Fonte - Autor

Este bloco é o mais importante deste algoritmo. Observando a figura (76) o ganho unitário ocorre na frequência nominal e a curva de resposta apresenta a maior derivada exatamente sobre este valor de forma que a sensibilidade seja maximizada o que consequentemente garante exatidão na determinação da estimativa.

Outro ponto é que esta curva apresenta simetria ímpar em relação ao ponto de frequência nominal.

A figura (77) ilustra a saída do bloco L:

Figura 77 – Sinal de saída do bloco L



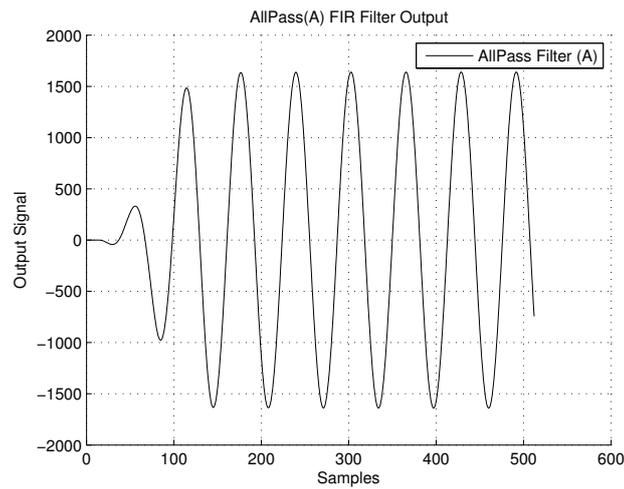
Fonte - Autor

B.4 Bloco A

Este é um filtro passa tudo (*All Pass*), cujo único objetivo é corrigir a defasagem gerada pelo bloco L e assim manter os sinais sincronizados

A figura (78) ilustra a saída do bloco A:

Figura 78 – Sinal de saída do bloco A



Fonte - Autor

B.5 Blocos de cálculo

Nos blocos C, Q e R são efetuados a produto, potenciação ao quadrado, razão dos valores. No bloco F é realizada a estimativa de frequência a qual é obtida por meio da expressão:

$$f = \frac{f_s}{2\pi} \Omega \quad (130)$$

O parâmetro Ω é definido como:

$$\Omega = \frac{1}{\left[\frac{N}{2}\right]} \cos^{-1} \left(\frac{X_L}{X_A} - 1 \right) \quad (131)$$

- N = Numero de Amostras por Ciclo
- X_L = Saída do Filtro Passa Baixa (Bloco L)
- X_A = Saída do Filtro (Bloco A)

Cálculo de defasagem entre TI's

C.1 Considerações

O ALGORITMO DE CÁLCULO de cálculo de defasagem é destinado especificamente para cálculo da defasagem relativa entre dois dispositivos, onde um será considerado como referência (denominado de REF), cuja fase será assumida como nula. E um segundo dispositivo sob teste (denominado de DUT), que será submetido ao mesmo sinal, e deverá diferir do REF por um fator de escala e um de fase. Neste caso será discutido apenas a questão da fase entre os dispositivos, e não sua diferença de escala.

É importante ressaltar que o algoritmo de cálculo de defasagem não é afetado de forma sensível pelas variações de frequência da rede, uma vez que tanto o sinal de REF quanto de DUT são oriundos da mesma rede elétrica e tem a mesma frequência.

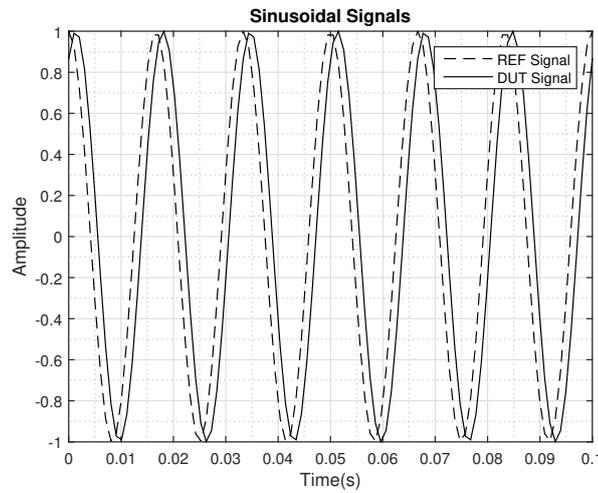
C.2 Descrição do algoritmo

Considere dois TP's ou dois TC's conectados à mesma linha. Estes sinais não são puramente senoidais e possuem conteúdo harmônico indesejado aos propósitos de calibração, uma vez que tais procedimentos são aplicáveis somente à frequência fundamental.

Desta forma, estes sinais são introduzidos em um filtro digital tipo FIR passa-faixa de alta ordem, de forma a permitir que apenas os componentes de frequência fundamental sejam permitidos, com uma forte atenuação nas demais raias (da ordem de 80 a 100 dB).

A seguir cada um dos sinais será normalizado pelo seu respectivo valor de pico de forma a eliminar efeitos provocados pela diferença de relação nominal entre eles. A figura (79) ilustra os sinais após a filtragem e a normalização.

Figura 79 – Sinal dos transformadores REF e DUT



Fonte - Autor

Considerando que os sinais da figura (79) possam ser formulados como segue:

REF:

$$S_{ref}(t) = 1,0\cos(\omega t) \quad (132)$$

DUT:

$$S_{dut}(t) = 1,0\cos(\omega t - \varphi) \quad (133)$$

Subtraindo (132) e (133) vem que:

$$S(t) = S_{ref}(t) - S_{dut}(t) = \cos(\omega t) - \cos(\omega t - \varphi) \quad (134)$$

Aplicando propriedades trigonométricas básicas na equação (134):

$$S(t) = -2\sin\left(\frac{2\omega t - \varphi}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (135)$$

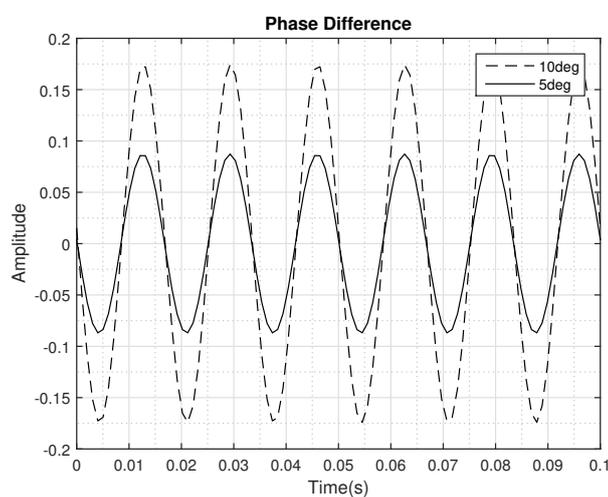
O comportamento de $S(t)$ com a fase ϕ é senoidal, como é mostrado na Fig. (80), para uma defasagem entre sinais de 5 e 10 graus. Para que seja possível obter a medida

efetiva do atraso entre os sinais, pode-se usar em cada ponto de máximo de cada curva da Fig. (80) a seguinte relação:

$$|\varphi| = 2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{S}{2} \right) \quad (136)$$

Com um algoritmo de máximo local, ao rastrear esse pontos máximos com a expressão (136), pode-se obter o erro de fase entre os TI's em estudo de forma precisa e eficiente.

Figura 80 – Senoide proporcional à defasagem entre a referência e o corpo de prova



Fonte - Autor

Anexos

ANEXO **A**

**Autorização de Uso de Propriedade
Intelectual**

Figura 81 – Autorização de Paolo Romano

05/12/2016

Zimbra

Zimbra

snjunior@usp.br

Re: An Enhanced Interpolated-Modulated Sliding DFT for High Reporting Rate PMUs**De :** Romano Paolo <paolo.romano@epfl.ch>

Ter, 20 de Out de 2015 05:44

Assunto : Re: An Enhanced Interpolated-Modulated Sliding DFT for High Reporting Rate PMUs

1 anexo

Para : snjunior@usp.br

Dear Shigueru,

thanks for your email.

Definitely, there is no problem in using my method by properly citing my papers in your thesis.

Regarding the methodology, indeed everything is well explained in my papers. I strongly suggest you to read them again!

Basically what you have to do is:

1. Apply a Hanning window to your portion of signal;
2. Calculate the portion of DFT that contains the highest bin of the spectrum and the 2 neighbours;
3. Apply the IpDFT technique to estimate the waveform parameters (there are many references discussing about this, here it is one <https://www.dropbox.com/s/250yh1cmgyvm2kd/Fourier%20Transform%20Signal%20Processing%20ITO%202012.pdf?dl=0>);
4. Compensate the spectral interference produced by the negative image of the spectrum to improve the DFT spectrum and the results provided by the IpDFT technique;
5. Re-apply the IpDFT technique to re-estimate the waveform parameters.

In general step 4 and 5 are not really necessary unless you need the highest accuracy possible. If you are interested in characterising the instrument transformer with steady state conditions, using the IpDFT technique with a relatively long time window (5 periods for instance) already provide great results. Steps 4 and 5 are needed when you are forced to use short windows (2-3 periods) but you do not want to loose accuracy.

I hope I have helped you.

Kind regards,

Paolo

Paolo Romano, Doctoral Assistant.
Distributed Electrical Systems Laboratory
Swiss Federal Institute of Technology of Lausanne (EPFL)
EPFL STI IEL DESL
PPH 330 - Station 11
CH-1015 Lausanne
Tel. +41 (0)21 6935668
Mobile: +41 (0)78 6269914
Fax: +41 (0)21 69 34662
E-mail: paolo.romano@epfl.ch
Web: <http://desl-pwrs.epfl.ch>

On 18 Oct 2015, at 19:25, snjunior@usp.br wrote:

Hi Mr. Romano,

First of all let me introduce myself. My name is Shigueru Nagao Junior and I am a MSc Student in Electrical Engineering at University of São Paulo. I have read some of your papers , mainly the ones where you are using FPGAs to calculate IpDFT with High Accuracy.

In my thesis I will need to estimate the relation and phase errors in instrument transformers . One of the common approaches would be the classical DFT , but as you mentioned it is so unstable and expensive in terms of computational costs.

My unit has a microprocessor and a FPGA with low level of usage (around 20% of total resources)

<https://correio.usp.br/h/printmessage?id=8540&xim=1>

1/2

ANEXO **B**

**Certificado de Calibração do
transformador de potencial - referência**

Figura 82 – Certificado de Calibração

Physikalisch-Technische Bundesanstalt		PTB
Braunschweig und Berlin		
		
Kalibrierschein		
<i>Calibration Certificate</i>		
Gegenstand: <i>Object:</i>	Standard voltage transformer	
Hersteller: <i>Manufacturer:</i>	EPRO Gallspach GmbH	
Typ: <i>Type:</i>	NVRD 40	
Kennnummer: <i>Serial No.:</i>	2/14/1638	
Auftraggeber: <i>Applicant:</i>	EPRO Gallspach GmbH Styriastraße 2 A-4713 Gallspach, Austria for INSTITUTO DE ENERGIA E AMBIENTE DA USP	
Anzahl der Seiten: <i>Number of pages:</i>	6	
Geschäftszeichen: <i>Reference No.:</i>	2.31-14002597	
Kalibrierzeichen: <i>Calibration mark:</i>	20669 PTB 14	
Datum der Kalibrierung: <i>Date of calibration:</i>	2014-11-18	
Im Auftrag <i>On behalf of PTB</i>	Braunschweig, 2014-12-19	Im Auftrag <i>On behalf of PTB</i>
391 00E m  Dr. Enrico Mohns	Siegel <i>Seal</i> 	 Thomas Peetz
<p>Kalibrierscheine ohne Unterschrift und Siegel haben keine Gültigkeit. Dieser Kalibrierschein darf nur unverändert weiterverbreitet werden. Auszüge bedürfen der Genehmigung der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt. <i>Calibration Certificates without signature and seal are not valid. This Calibration Certificate may not be reproduced other than in full. Extracts may be taken only with the permission of the Physikalisch-Technische Bundesanstalt.</i></p>		

Physikalisch-Technische Bundesanstalt



Seite 2 zum Kalibrierschein vom 2014-12-19, Kalibrierzeichen: 20669 PTB 14

Page 2 of the Calibration Certificate dated 2014-12-19, calibration mark: 20669 PTB 14

1. Object to be calibrated

The object to be calibrated is a standard voltage transformer with the following specification:

type:	NVRD 40	
rated primary voltage:	3000 V ... 40000 V	
rated secondary voltage:	100 V	100 V
rated burden:	1 VA; $\cos \beta = 1$	5 VA; $\cos \beta = 0,8$
error limits:	$\pm 0,005 \%$; $\pm 0,5'$	Class 0,1
working range:	40 % ... 120 %	
rated frequency:	50 Hz; 60 Hz	

2. Calibration procedure

The calibration was carried out by means of the difference method, using a PTB standard voltage transformer as a reference.

3. Calibration conditions

The terminals marked "B", "b1", "b2" and "1" were earthed to the measurement ground during the measurements with sinusoidal alternating voltage at the frequencies of 50 Hz and 60 Hz. The burden Z_b was within $\pm 3 \%$ and ± 3 grad of the value stated in this certificate. The deviation of the test point from the stated value was $\pm 0,2 \%$ or less.

4. Ambient conditions

Ambient temperature: $(22 \pm 2)^\circ\text{C}$
Relative humidity: $(40 \pm 20) \%$

5. Measurement results

The results of the calibration are stated in the following table.
Legend (according to IEC 60044-2):

K_n	rated transformation ratio
U_{pn}	rated primary voltage
U_{sn}	rated secondary voltage
U_p	actual primary voltage
U_s	actual secondary voltage
U_p / U_{pn}	test point
ε_u	voltage error: $\varepsilon_u = \frac{U_s \cdot K_n - U_p}{U_p}$
δ_u	phase displacement (positive when the secondary voltage vector leads the primary voltage vector)
Z_b	burden
$\cos \beta$	power factor of the burden
f	frequency

Physikalisch-Technische Bundesanstalt



Seite 3 zum Kalibrierschein vom 2014-12-19, Kalibrierzeichen: 20669 PTB 14
Page 3 of the Calibration Certificate dated 2014-12-19, calibration mark: 20669 PTB 14

Table: Results of the calibration for winding 1 (terminals: a1 – b1)

		$U_{sn} = 100 \text{ V}$			
		winding 1: $Z_b = 10 \text{ k}\Omega$; $\cos \beta = 1$ winding 2: $Z_b = 2 \text{ k}\Omega$; $\cos \beta = 0,8$			
		$f = 50 \text{ Hz}$		$f = 60 \text{ Hz}$	
U_{pn} in V	U_p / U_{pn} in %	ϵ_u in %	δ_u in '	ϵ_u in %	δ_u in '
3000	120	-0,0008	0,08	-0,0004	-0,09
	100	-0,0013	0,09	-0,0010	-0,07
	80	-0,0020	0,12	-0,0016	-0,03
	60	-0,0028	0,17	-0,0022	0,02
	40	-0,0036	0,27	-0,0028	0,09
5000	120	-0,0003	-0,14	0,0002	-0,35
	100	-0,0007	-0,18	-0,0005	-0,34
	80	-0,0015	-0,17	-0,0012	-0,32
	60	-0,0023	-0,13	-0,0017	-0,28
	40	-0,0028	-0,05	-0,0018	-0,22
6000	120	-0,0009	0,07	-0,0004	-0,10
	100	-0,0014	0,08	-0,0010	-0,08
	80	-0,0021	0,11	-0,0015	-0,05
	60	-0,0028	0,17	-0,0022	0,01
	40	-0,0037	0,26	-0,0028	0,08
10000	120	-0,0003	-0,14	0,0002	-0,35
	100	-0,0007	-0,18	-0,0005	-0,34
	80	-0,0015	-0,17	-0,0012	-0,32
	60	-0,0023	-0,13	-0,0017	-0,28
	40	-0,0028	-0,05	-0,0018	-0,22

Physikalisch-Technische Bundesanstalt



Seite 4 zum Kalibrierschein vom 2014-12-19, Kalibrierzeichen: 20669 PTB 14
 Page 4 of the Calibration Certificate dated 2014-12-19, calibration mark: 20669 PTB 14

Table (continued)

		$U_{sn} = 100 \text{ V}$			
		winding 1: $Z_b = 10 \text{ k}\Omega$; $\cos \beta = 1$ winding 2: $Z_b = 2 \text{ k}\Omega$; $\cos \beta = 0,8$			
		$f = 50 \text{ Hz}$		$f = 60 \text{ Hz}$	
U_{pn} in V	U_p / U_{pn} in %	ε_u in %	δ_u in '	ε_u in %	δ_u in '
15000	120	-0,0010	-0,03	-0,0002	-0,20
	100	-0,0016	-0,03	-0,0007	-0,18
	80	-0,0023	0,00	-0,0013	-0,15
	60	-0,0030	0,05	-0,0018	-0,10
	40	-0,0034	0,13	-0,0019	-0,04
20000	120	-0,0007	-0,13	0,0003	-0,34
	100	-0,0011	-0,17	-0,0004	-0,34
	80	-0,0019	-0,16	-0,0011	-0,31
	60	-0,0028	-0,12	-0,0017	-0,27
	40	-0,0033	-0,05	-0,0017	-0,21
25000	120	-0,0033	0,04	-0,0012	-0,13
	100	-0,0038	0,05	-0,0018	-0,12
	80	-0,0045	0,08	-0,0023	-0,08
	60	-0,0052	0,13	-0,0029	-0,03
	40	-0,0059	0,22	-0,0035	0,04
30000	120	-0,0024	-0,05	-0,0003	-0,22
	100	-0,0029	-0,05	-0,0008	-0,21
	80	-0,0036	-0,03	-0,0014	-0,18
	60	-0,0043	0,02	-0,0018	-0,13
	40	-0,0048	0,11	-0,0021	-0,07

Physikalisch-Technische Bundesanstalt



Seite 5 zum Kalibrierschein vom 2014-12-19, Kalibrierzeichen: 20669 PTB 14
Page 5 of the Calibration Certificate dated 2014-12-19, calibration mark: 20669 PTB 14

Table (continued)

		$U_{sn} = 100 \text{ V}$			
		winding 1: $Z_b = 10 \text{ k}\Omega$; $\cos \beta = 1$ winding 2: $Z_b = 2 \text{ k}\Omega$; $\cos \beta = 0,8$			
		$f = 50 \text{ Hz}$		$f = 60 \text{ Hz}$	
U_{pn} in V	U_p / U_{pn} in %	ϵ_u in %	δ_u in '	ϵ_u in %	δ_u in '
35000	120	-0,0024	-0,12	-0,0004	-0,30
	100	-0,0028	-0,13	-0,0008	-0,30
	80	-0,0036	-0,12	-0,0014	-0,28
	60	-0,0043	-0,07	-0,0019	-0,23
	40	-0,0047	0,01	-0,0020	-0,17
40000	120	-0,0022	-0,13	0,0001	-0,35
	100	-0,0026	-0,17	-0,0005	-0,35
	80	-0,0033	-0,17	-0,0011	-0,34
	60	-0,0042	-0,13	-0,0017	-0,30
	40	-0,0047	-0,06	-0,0017	-0,23

6. Measurement uncertainty

The uncertainties of the values stated in the table are 0,0040 % for the voltage error and 0,15' for the phase displacement.

The reported expanded uncertainty of measurement is stated as the standard uncertainty of measurement multiplied by the coverage factor $k = 2$, which for a normal distribution corresponds to a coverage probability of approximately 95 %. The standard uncertainty of measurement has been determined in accordance with "Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM)".

The stated measurement uncertainty is valid for the time of calibration. A component for the long-time behaviour of the calibration object is not included.

Physikalisch-Technische Bundesanstalt



Seite 6 zum Kalibrierschein vom 2014-12-19, Kalibrierzeichen: 20669 PTB 14
Page 6 of the Calibration Certificate dated 2014-12-19, calibration mark: 20669 PTB 14

Die Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig und Berlin ist das nationale Metrologieinstitut und die technische Oberbehörde der Bundesrepublik Deutschland für das Messwesen. Die PTB gehört zum Geschäftsbereich des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie. Sie erfüllt die Anforderungen an Kalibrier- und Prüflaboratorien auf der Grundlage der DIN EN ISO/IEC 17025.

Zentrale Aufgabe der PTB ist es, die gesetzlichen Einheiten in Übereinstimmung mit dem Internationalen Einheitensystem (SI) darzustellen, zu bewahren und weiterzugeben. Die PTB steht damit an oberster Stelle der metrologischen Hierarchie in Deutschland. Die Kalibrierscheine der PTB dokumentieren eine auf nationale Normale rückgeführte Kalibrierung.

Dieser Ergebnisbericht ist in Übereinstimmung mit den Kalibrier- und Messmöglichkeiten (CMCs), wie sie im Anhang C des gegenseitigen Abkommens (MRA) des Internationalen Komitees für Maße und Gewichte enthalten sind. Im Rahmen des MRA wird die Gültigkeit der Ergebnisberichte von allen teilnehmenden Instituten für die im Anhang C spezifizierten Messgrößen, Messbereiche und Messunsicherheiten gegenseitig anerkannt (nähere Informationen unter <http://www.bipm.org>).



The Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig and Berlin is the National Metrology Institute and the supreme technical authority of the Federal Republic of Germany for metrology. The PTB comes under the auspices of the Federal Ministry of Economics and Energy. It meets the requirements for calibration and testing laboratories as defined in DIN EN ISO/IEC 17025.

The central task of PTB is to realize, to maintain and to disseminate the legal units in compliance with the International System of Units (SI). PTB thus is at the top of the metrological hierarchy in Germany. The calibration certificates issued by PTB document a calibration traceable to national measurement standards.

This certificate is consistent with the Calibration and Measurement Capabilities (CMCs) that are included in Appendix C of the Mutual Recognition Arrangement (MRA) drawn up by the International Committee for Weights and Measures (CIPM). Under the MRA, all participating institutes recognize the validity of each other's calibration and measurement certificates for the quantities, ranges and measurement uncertainties specified in Appendix C (for details, see <http://www.bipm.org>).

Physikalisch-Technische Bundesanstalt
Bundesallee 100
38116 Braunschweig
DEUTSCHLAND

Abbestraße 2-12
10587 Berlin
DEUTSCHLAND