

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
PROGRAMA DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

FERNANDO DA CRUZ PEREIRA

**DEMODULAÇÃO DE SINAIS INTERFEROMÉTRICOS DE SAÍDA DE SENSOR
ELETRO-ÓPTICO DE TENSÕES ELEVADAS UTILIZANDO PROCESSADOR
DIGITAL DE SINAIS**

Ilha Solteira

2013

FERNANDO DA CRUZ PEREIRA

**DEMODULAÇÃO DE SINAIS INTERFEROMÉTRICOS DE SAÍDA DE SENSOR
ELETRO-ÓPTICO DE TENSÕES ELEVADAS UTILIZANDO PROCESSADOR
DIGITAL DE SINAIS**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia – UNESP - Campus de Ilha Solteira, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

Orientador: Prof. Dr. Cláudio Kitano

Ilha Solteira

2013

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

Pereira, Fernando da Cruz.

P436d Demodulação de sinais interferométricos de saída de sensor eletro-óptico de tensões elevadas utilizando processador digital de sinais / Fernando da Cruz Pereira. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2013
125 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2013

Orientador: Cláudio Kitano
Inclui bibliografia

1. Processador digital de sinais. 2. Sensor óptico de alta tensão. 3. Efeito eletro-óptico.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA



CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Demodulação de sinais interferométricos de saída de sensor eletro-óptico de tensões elevadas utilizando processador digital de sinais

AUTOR: FERNANDO DA CRUZ PEREIRA
ORIENTADOR: Prof. Dr. CLAUDIO KITANO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica ,
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. CLAUDIO KITANO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. RICARDO TOKIO HIGUTI
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Profa. Dra. REGINA CÉLIA DA SILVA BARROS ALLIL
Laboratório de Defesa Biológica / Centro Tecnológico do Exército, Divisão Química, Biológica e Nuclear

Data da realização: 31 de outubro de 2013.

DEDICO

Ao meu pai Pedro Donizeti Pereira e minha mãe Clima Aparecida da Cruz Pereira, por sempre me darem condições para a realização desta dissertação.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus pela força e ânimo para o desenvolvimento desta dissertação de mestrado.

Agradeço aos meus pais, Pedro e Cilma, minha irmã Marisa e seu esposo Carlos Alberto e a minha sobrinha Sofia, por estarem sempre presentes e me apoiando à todo momento.

Ao meu orientador, Professor Dr. Cláudio Kitano, pelas dicas, correções, orientações e por sua paciência durante a realização do mestrado.

Ao Professor Dr. Ricardo Tokio Higuti, pelo apoio, sugestões de ideias e empréstimos de equipamentos.

Não poderia deixar de agradecer aos Professores Dr. Marco Antônio Rodrigues Fernandes e Msc. José Vital Ferraz Leão por terem me incentivado a realizar este mestrado.

Aos amigos do Laboratório de optoeletrônica e que, de certa forma, colaboraram para a realização deste trabalho, Aline Takiy, Andryos Lemes, José Galeti, Rafael Lima, Marlon Garcia, e, aos amigos do Laboratório de Ultrassom, Silvio Granja, Paula Lalucci e Vander Teixeira pelo apoio e incentivo.

Agradecimentos aos técnicos de laboratório, Everaldo L. Moraes, Adilson A. Palombo, Valdemir Chaves e José Aderson Anhussi.

Gostaria de agradecer à CAPES – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior por me financiar através de uma bolsa de mestrado.

RESUMO

O grupo de estudos do Laboratório de Optoeletrônica (LOE) da FEIS-UNESP trabalha há vários anos na área de interferometria óptica. A expressão geral da transmissão (razão entre o retardo de fase e a tensão aplicada) de um modulador eletro-óptico de intensidades é idêntica à expressão do sinal fotodetectado na saída de um interferômetro de dois feixes. Em 2012, um novo método de detecção interferométrica de fase óptica foi desenvolvido no LOE, sendo denominado de método de segmentação do sinal amostrado (SSA). Este método é imune ao fenômeno de desvanecimento, é capaz de mensurar o valor da diferença de fase quase-estática entre os braços do interferômetro, consegue medir o tempo de atraso entre o estímulo e a resposta, é pouco sensível ao ruído eletrônico, apresenta excelente resolução, tem ampla faixa dinâmica, permite caracterizar dispositivos não-lineares e pode operar com uma grande variedade de sinais periódicos não-senoidais. Beneficiando-se dessas informações, promoveu-se uma adaptação do método SSA para fins de se implementar um sensor óptico de tensão (SOT) elevada, a base do efeito eletro-óptico linear em cristais de niobato de lítio. O trabalho desenvolvido nesta dissertação se insere nesta linha de pesquisa, porém, ao contrário de trabalhos pregressos realizados no LOE, onde o sinal fotodetectado era amostrado por um osciloscópio digital e processado em microcomputador, agora, empregam-se processadores digitais de sinais (DSPs) tanto para amostrar quanto processar o sinal. Operando-se com a placa eZdspF28335, de ponto-flutuante, foram executadas medições da forma de onda de sinais de alta tensão, em 60 Hz e com elevado conteúdo de harmônicas superiores. Desta forma, gráficos de linearidade (relação entre o retardo induzido versus tensão elétrica aplicada) e resposta em frequência do SOT foram obtidos. Calculou-se o espectro do sinal de alta tensão, e daí, parâmetros como THD (*Total Harmonic Distortion*) e IHD (*Individual Harmonic Distortion*) puderam ser determinados. Duas configurações de SOT foram testadas, sendo a primeira dedicada à medição de baixa tensão, objetivando-se testar o DSP na aquisição de dados, sendo o processamento realizado em Matlab. Na segunda, implementou-se um SOT de alta tensão, no qual o DSP foi usado tanto para amostrar quanto processar os dados adquiridos. Medições de tensão de meia-onda das células Pockels empregadas, cujos valores podem ser calculados analiticamente, foram mensurados, conduzindo-se a respostas que apresentaram discrepâncias inferiores a 3,6% em relação as teóricas. Estes resultados comprovam a eficiência do sistema óptico e do método SSA na medição de alta tensão. Através do estudo desses SOTs, evidenciou-se o potencial do sistema para operar na análise da qualidade de energia elétrica em sistemas da classe de 13,8 kV.

Palavras-chave: Processador digital de sinais. Sensor óptico de alta tensão. Efeito eletro-óptico.

ABSTRACT

The Optoelectronic Laboratory (OEL) research group has been working for many years in the optical interferometry field. The general expression for the transmission (phase shift and drive voltage ratio) of an electro optic amplitude modulator is identical to the photo-detected signal at the output of a two-beam interferometer. In 2012, a new interferometry method for optical phase detection was developed at OEL, named Sampled Piece-Wise Signal (SPWS) method. This method, which is immune to fading, is used to measure the value of the quasi-static optical phase difference between the arms of the interferometer. The method has small influence from electronic noise, provides excellent resolution, has a wide dynamic range, and allows the characterization of non-linear devices. Furthermore, the SPWS method is used to measure the time delay between stimulus and response and may operate with a wide variety of non-sinusoidal periodic signals. In this work the SPWS method is adjusted aiming the high voltage measurement by using an optical voltage sensor (OVT) based on the linear electro-optic effect in lithium niobate crystals. Unlike previous studies realized at OEL, where the photo-detected signal was acquired by a digital oscilloscope and processed with a microcomputer, a digital signal processor (DSPs) is employed for both signal acquisition and processing. Measurements of high voltage signal waveforms, at 60 Hz and with higher harmonic content, were performed using the eZdspF28335 card, with floating-point operation. Thus, OVT linearity (induced phase shift versus drive voltage) and frequency response curves were obtained. The spectrum of the high voltage signal was calculated, and hence, parameters such as THD (Total Harmonic Distortion) and IHD (Individual Harmonic Distortion) could be determined. Two different OVT configurations were tested. The first was dedicated to low-voltage measurements, with the objective to test the DSP in data acquisition tasks, while the signal processing was performed in Matlab. The second OVT was implemented for high voltage measurement purposes in which the DSP was used for both signal acquisition and processing. Measurements of half-wave voltages for the employed Pockels cells, whose values can be analytically calculated, were measured, leading to responses that showed discrepancies of less than 3.6% relative to theory. These results have proved the efficiency of the optical system together with the SPWS method for measuring high voltages. From OVT investigations, the potential of the system for Power Quality applications within the 13.8 kV class systems was showed.

Keywords: Digital signal processing. High voltage optical sensor. Electro-optic effect.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Transformadores de potencial convencionais: (a) Transformador de potencial capacitivo (TPC) e (b) Transformador de potencial indutivo (TPI).....	19
Figura 2 - Transformador de potencial óptico para 525 kV.	21
Figura 3 - Vista em corte de um transformador de potencial óptico da NxtPhase.	23
Figura 4 - Rotação de eixos em torno do eixo cristalino X1.	39
Figura 5 - Célula Pockels com campo elétrico transversal.....	42
Figura 6 - Célula Pockels longitudinal.	42
Figura 7 - Esquema do sensor eletro-óptico de amplitude com campo elétrico externo aplicado em Z e propagação óptica em Y.	43
Figura 8 - Padrão de interferência experimental devido ao espalhamento da luz no cristal. ...	45
Figura 9 - Esquema do novo sensor eletro-óptico de amplitude com campo elétrico externo aplicado em Y e propagação óptica em Z.....	48
Figura 10 - Padrão de interferência experimental devido ao espalhamento da luz no cristal. .	49
Figura 11 - Gráfico da relação entrada-saída do interferômetro.	54
Figura 12 - Gráfico contendo os sinais de entrada e de saída do interferômetro segmentados.	57
Figura 13 - Gráfico dos sinais de entrada, saída e reconstruído pelo método SSA.....	59
Figura 14 - Fotografia do kit experimental eZdsp F28335.....	62
Figura 15 - Fluxograma de funcionamento do método implementado no DSP.	63
Figura 16 - Esquema de montagem de um sensor óptico de tensão.	66
Figura 17 - Célula Pockels para baixas tensões, contendo cristal e eletrodos de placas paralelas.	67
Figura 18 - Montagem experimental do modulador eletro-óptico de baixa tensão.....	67
Figura 19 - Instrumentação eletrônica utilizada na aquisição do sinal de saída do SOT.	68
Figura 20 - Medições de tensões senoidais. a) Sinal externo aplicado. b) Sinal fotodetectado pelo osciloscópio. c) Sinal reconstruído.	70
Figura 21 - Gráfico do sinal de entrada (saída do transformador) adquirido pelo osciloscópio.	71
Figura 22 - Gráfico do sinal de saída fotodetectado adquirido pelo DSP.	72
Figura 23 - Gráfico do sinal de saída fotodetectado filtrado pelo DSP.....	73
Figura 24 - Sinal de saída fotodetectado reconstruído utilizando-se o método SSA.	73

Figura 25 - Comparação entre os sinais de entrada (Preto) e saída fotodetectado reconstruído (vermelho).....	74
Figura 26 - Componentes harmônicas do sinal de entrada e saída reconstruído.....	74
Figura 27 - Gráfico de linearidade da célula Pockels operando com frequência de 10 kHz....	75
Figura 28 - Gráfico da resposta em frequência da célula Pockels em baixas tensões.....	76
Figura 29 - Célula Pockels para tensões elevadas: cristal de niobato de lítio e eletrodos de placas paralelas.....	77
Figura 30 - Fotografia da montagem e instrumentação na utilização em altas tensões.....	79
Figura 31 - Detalhe da montagem do SOT de altas tensões.....	79
Figura 32 - Caixa de compensação da ponta de prova Tektronix P6015A.....	80
Figura 33 - Gráfico com os sinais de entrada, reconstruído e reconstruído adquirido pelo DSP.....	82
Figura 34 - Comparação entre o sinal reconstruído adquirido pelo osciloscópio e pelo DSP de uma forma de onda triangular distorcida.....	82
Figura 36 - Sinal de entrada, saída reconstruída e reconstruído adquirido pelo DSP de uma forma de onda com elevado conteúdo harmônico.....	84
Figura 37 - Componentes harmônicas do sinal de entrada, sinal reconstruído e adquirido pelo DSP de uma forma onda com elevado conteúdo harmônico.....	84
Figura 38 - Sinal fotodetectado adquirido pelo DSP.....	85
Figura 39 - Gráfico com a linearidade da célula Pockels para tensões elevadas.....	86
Figura 40 - Gráfico contendo os sinal de entrada, amostrado pelo osciloscópio, de uma onda senoidal proveniente da rede elétrica.....	87
Figura 41 - Gráfico contendo os sinais de entrada e reconstruído.....	87
Figura 42 - Espectro harmônico do sinal da rede elétrica até a 25ª componente harmônica. ..	88
Figura 43 - Sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma onda triangular distorcida.....	89
Figura 44 - Espectro harmônico dos sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma onda triangular distorcida.....	89
Figura 45 - Sinal de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma de onda com alto conteúdo harmônico.....	90
Figura 46 - Espectro harmônico dos sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma de onda com alto conteúdo harmônico.....	90
Figura A.1 - Mapa de memória DSC TMS320F28335.....	109
Figura A.2 - Diagrama de bloco da requisição de uma interrupção multiplexada.....	110

Figura A.3 - Diagrama de bloco do módulo ADC.	114
Figura A.4 - Janela principal do <i>Code Composer Studio</i> (CCS) v3.3.	115

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.....	91
Tabela 2 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.	92
Tabela 3 - THD entre a entrada e o sinal reconstruído da rede elétrica.	93
Tabela 4 - THD entre a entrada e o sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.	93
Tabela 5 - THD entre a entrada e o sinal reconstruído proveniente do DSP.....	93
Tabela 6 - IHD das harmônicas ímpares do sinal da rede elétrica, sinal de entrada e sinal reconstruído.	94
Tabela 7 - IHD das harmônicas pares do sinal da rede elétrica, sinal de entrada e sinal reconstruído.	94
Tabela 8 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.	95
Tabela 9 - IHD das harmônicas pares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.	95
Tabela 10 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.	96
Tabela 11 - IHD das harmônicas pares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.	96
Tabela 12 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.	97
Tabela 13 - IHD das harmônicas pares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.	98
Tabela 14 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.	98
Tabela 15 - IHD das harmônicas pares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.	99
Tabela A.1 - Tabela contendo os vetores de interrupções PIE.....	111

LISTA DE ABREVIACOES

AC	Componente alternada de um sinal (<i>Alternating Current</i>)
ADC	Conversor Analógico para Digital (<i>Analog-to-Digital Converter</i>)
API	Interface de programao de aplicativos
BGO	xido germanato de bismuto (<i>Bismuth Germanium Oxide</i>)
BTO	xido titanato de bismuto (<i>Bismuth Titanium Oxide</i>)
CCS	Ambiente de programao (<i>Code Composer Studio</i>)
CPU	Unidade de processamento central (<i>Central Processing Unit</i>)
DC	Componente contínua de um sinal (<i>Direct Current</i>)
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DSC	Controlador de sinais digitais (<i>Digital Signal Controller</i>)
DSP	Processador de sinais digitais (<i>Digital Signal Processor</i>)
FEIS	Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira
FFT	Transformada rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FIR	Filtro digital de resposta ao impulso finita (<i>Finite Impulse Response</i>)
GPIO	Barramento de interface de uso geral (<i>General Purpose Interface Bus</i>)
GPIO	Portas programáveis de entrada e saída (<i>General Purpose Input/Output</i>)
He-Ne	Hélio-Neônio
I/O	Entrada/Saída (<i>Input/Output</i>)
IDE	Ambiente de desenvolvimento integrado (<i>Integrated Development Environment</i>)
IHD	Distoro harmônica individual (<i>Individual Harmonic Distortion</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricista e Eletrnico (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
J1..J4	Método de análise harmônica para deteco do ndice de modulao
Jm & Jm+2	Método de demodulao de fase óptica baseado na análise espectral
JTAG	Grupo de ao conjunta de teste (<i>Joint Test Action Group</i>)
LOE	Laboratório de Optoeletrônica
LiNbO ₃	Niobato de Lítio
n-CPM	Método de demodulao de fase óptica baseado na análise espectral
PIE	Interrupo periférica ativa (<i>Peripheral Interrupt Enable</i>)
PIN	Fotodiodo pin (<i>Positive-Intrinsic-Negative</i>)

PM	Modulação de fase (<i>Phase Modulation</i>)
PZT	Titanato-zirconado de chumbo
RAM	Memória de acesso aleatório (<i>Random Access Memory</i>)
SARAM	Ram de acesso simples (<i>Single Access RAM</i>)
SOT	Sensor Óptico de Tensões
SSA	Método de segmentação do sinal amostrado
TC	Transformador de corrente
THD	Distorção harmônica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
TI	Texas Instruments
TP	Transformador de potencial
TPC	Transformador de potencial capacitivo
TPI	Transformador de potencial indutivo
TPO	Transformador de potencial óptico
UNESP	Universidade Estadual Paulista
USB	Interface serial universal (<i>Universal Serial Bus</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

η_{ij}	Tensor impermeabilidade dielétrica
ϵ	Tensor dielétrico absoluto
E	Campo elétrico
r_{ijk}	Coefficiente eletro-óptico linear
s_{ijkl}	Coefficiente eletro-óptico quadrático
X, Y, Z	Direções cristalográficas do cristal de Niobato de Lítio
n	Índices de refração
n_e	Índice de refração extraordinário
n_o	Índice de refração ordinário
ϵ_r	Matriz permissividade relativa
η	Impermeabilidade dielétrica
λ	Comprimento de onda
θ	Desalinhamento angular no plano XY
$V(t)$	Tensão de entrada no modulador eletro-óptico
$V(t)$	Tensão aplicada
$I(t)$	Intensidade óptica
I_0	Intensidade óptica do laser na saída do analisador
$\Delta\Psi$	Retardo de fase total
ϕ_0	Diferença de fase estática devido à birrefringência
$\phi(t)$	Retardo eletro-óptico
L	Comprimento do cristal
d	Espessura do cristal

V_{π}	Tensão de meia-onda
$K'^{(1)}$	Vetor de onda do modo ordinário
$K'^{(2)}$	Vetor de onda do modo extraordinário
$\Delta\Psi'$	Retardo de fase óptica induzida
$\Delta\phi(t)$	Diferença de fase induzida pelo campo elétrico
$v(t)$	Tensão elétrica fotodetectada
V	Fator dependente dos ângulos entre os polarizador e analisador com o eixo cristalográfico do cristal
A	Constante de proporcionalidade que relaciona a tensão elétrica detectada e a intensidade óptica de saída do interferômetro
$v_A(t)$	Tensão detectada correspondente à parcela AC do sinal fotodetectado
$J_n(x)$	Função de Bessel de primeira espécie e ordem n
$v_n(t)$	Tensão de saída normalizada
M	Tempo discreto
$\Psi_r(M)$	Fase recuperada pelo método SSA
$\phi_r(M)$	Parte da variação de fase recuperada pelo método SSA
$v_n(M)$	Tensão de saída recuperada normalizada
$\langle \cdot \rangle$	Valor médio temporal
V_1	Tensão medida da harmônica fundamental
V_h	Valores das tensões harmônicas de ordem h do sinal analisado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	17
1.1	Transformador de Potencial Eletromagnético.....	18
1.2	Transformador de Potencial Óptico.....	20
1.3	Tipos de TPs Ópticos.....	24
1.4	Escopo do Trabalho.....	26
1.5	Uso de DSPs na Demodulação de Sinais Interferométricos.....	28
1.6	Objetivos.....	30
1.7	Apresentação do Trabalho.....	30
2	EFEITO ELETRO-ÓPTICO LINEAR.....	32
2.1	Efeito Eletro-Óptico.....	33
2.2	Célula Pockels.....	41
2.3	Sensor Eletro-Óptico de Amplitude.....	43
3	MÉTODO DE SEGMENTAÇÃO DO SINAL AMOSTRADO – SSA.....	52
4	PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS – DSP.....	61
4.1	A Placa eZdsp TMS320F28335.....	61
4.2	Funcionamento do Método SSA Implementado no DSP.....	62
4.3	Análise Sobre a Utilização Prática do DSP.....	64
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	66
5.1	<i>Arranjo Experimental em Baixa Tensão.....</i>	<i>66</i>
5.1.1	<i>Resultados Obtidos para Tensões Senoidais.....</i>	<i>70</i>
5.1.2	<i>Resultados Obtidos para Tensões Não-Senoidais.....</i>	<i>71</i>
5.1.3	<i>Medição da Tensão de Meia-Onda – V_{π}.....</i>	<i>75</i>
5.1.4	<i>Medição da Resposta em Frequência.....</i>	<i>76</i>
5.2	<i>Arranjo Experimental em Alta Tensão.....</i>	<i>77</i>
5.2.1	<i>Resultados Obtidos em Alta Tensão.....</i>	<i>80</i>
5.2.2	<i>Resultados Obtidos com Processamento no DSP.....</i>	<i>86</i>
5.3	<i>Distorção Harmônica.....</i>	<i>91</i>

6	CONCLUSÕES.....	100
6.1	Sugestões para Trabalhos Futuros.....	101
	REFERÊNCIAS.....	102
	APÊNDICE A: EZDSP F28335 – PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS.....	109
	A.1 Mapa de Memória.....	109
	A.2 Interrupções.....	110
	A.3 Conversor Analógico-Digital (ADC).....	113
	A.4 Ambiente de Programação.....	114
	APÊNDICE B: SOFTWARE DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO IMPLEMENTADO EM DSP.....	116
	B.1 Listagem das Linhas de Comando.....	116
	APÊNDICE C: DATASHEET DO FOTODETECTOR PDA-55.....	122

1 INTRODUÇÃO

As amplitudes das correntes e tensões em um sistema elétrico de potência, geralmente, encontram-se demasiadamente elevadas para que se realize a conexão de equipamentos de medição, controle ou de proteção diretamente a seus elementos. Além disso, essa forma de conexão seria potencialmente perigosa para os operadores das subestações de energia elétrica, pelo fato de que a única proteção é a isolação que o equipamento possui (NETTO, 2008).

O sensoriamento de parâmetros dos elementos de alta tensão nos sistemas elétricos de potência constitui um processo difícil, caro e, frequentemente, incômodo, devido às exigências de isolação elétrica, robustez, confiabilidade e longevidade (40 anos de uso, sem serviço de revisão e sob frequente demanda) dos sensores (DONALDSON *et al.*, 2001).

Uma forma encontrada para minimizar os riscos aos operadores desses sistemas foi desenvolver transformadores para instrumentos, que contemplam uma forma segura e adequada de operação com o objetivo de fornecer os sinais de tensão e corrente que os equipamentos de controle e medição necessitam (PETCH, 1981).

Assim, foram desenvolvidos os transformadores de potencial (TP) e de corrente (TC) para instrumentos, com características especiais, pois são dedicados a converter tensões e correntes elevadas a valores reduzidos, que sejam adequados para serem ligados aos instrumentos de medição, de controle, dentre outros.

Os transformadores para instrumentos são construídos predominantemente com cobre, cerâmicas e ferro, que são materiais pesados, implicando em equipamentos com grande volume e peso. Rahmatian *et al.* (2002a) alertam para o perigo dessas estruturas conterem óleo isolante e que, em caso de curto-circuito, sobretensão ou sobrecorrente, possam explodir, resultando na destruição dos equipamentos existentes na proximidade das peças de cerâmica e colocando em risco os operadores da subestação. Além disso, por serem equipamentos vultosos, apresentam dificuldades de instalação e manutenção.

Transdutores de medições convencionais para alta tensão devem satisfazer a condição de baixo consumo de carga, chamado “*burden*”, a partir do seus secundários (BROJBOIU *et al.*, 2003). Contudo, com as novas demandas por maiores capacidades em sistemas potência, as tensões têm se tornado maiores e, portanto, conduziram a um aumento no tamanho dos TPs. Ao mesmo tempo, o “*burden*” dos TPs convencionais tem diminuído desde que os sistemas de proteção e de controle digitais foram introduzidos nos sistemas elétricos. Com valores reduzidos de “*burden*”, os TPIs com enrolamento podem ter problemas

de exatidão (CARAZO, 2000). Diante dessas circunstâncias, o desenvolvimento de novos dispositivos de medição torna-se compulsório.

Em decorrência desses fatos, houve a necessidade de um sistema capaz de superar as deficiências dos TPs convencionais, e assim, começou-se a investigar o uso dos transformadores de potencial ópticos nos sistemas elétricos de potência.

Neste capítulo dá-se ênfase a discussão de TPs ópticos, como o protótipo que será descrito em termos teórico e experimental nesta Dissertação de Mestrado. Antes, porém, será apresentado na próxima seção um breve estudo sobre TPs eletromagnéticos convencionais, objetivando-se auxiliar na justificativa para o desenvolvimento dos TPs ópticos.

1.1 Transformador de Potencial Eletromagnético

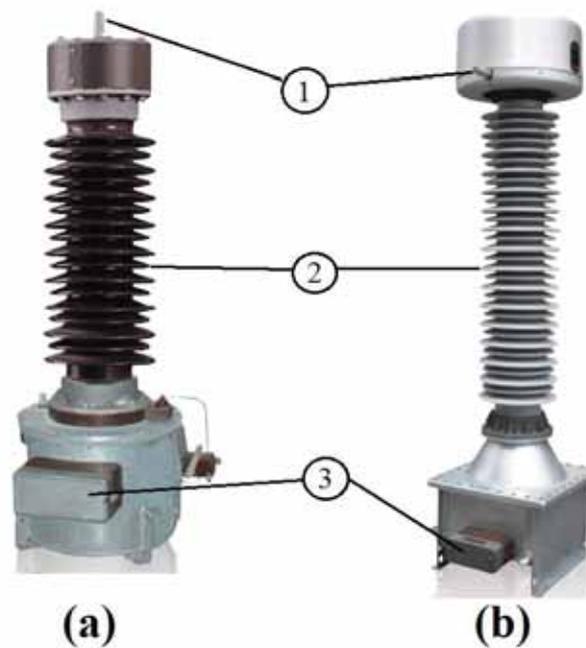
Transformadores de instrumentos para medir altas tensões são necessários em várias aplicações (RAHMATIAN *et al.*, 2001-a, p. 1):

- a) **Medição tarifária:** envolve a quantificação da potência entregue (em 50 Hz ou 60 Hz), para o qual a exatidão é de importância fundamental;
- b) **Aplicação de controle e proteção:** onde a principal preocupação é com a capacidade de se observar sinais que possam ser mais intensos e mais rápidos que os níveis regulares (níveis nominais em 50 Hz ou 60 Hz), normalmente, presentes nas linhas de transmissão;
- c) **Monitoramento da qualidade da energia:** a qual envolve a observação e medição do conteúdo harmônico na potência entregue, um problema que é seriamente intensificado pela limitação em banda dos transformadores para instrumentos convencionais.

Por muitos anos transformadores para instrumentos com enrolamentos e núcleo de ferro vêm sendo utilizados para a medição, controle ou proteção de sistemas elétricos de potência.

Comumente, são utilizados dois tipos de TPs em sistemas elétricos de potência, como os apresentados na Figura 1: a) Transformador de potencial capacitivo (TPC) e b) Transformador de potencial indutivo (TPI).

Figura 1 - Transformadores de potencial convencionais: (a) Transformador de potencial capacitivo (TPC) e (b) Transformador de potencial indutivo (TPI).



Fonte: (ARTECHE, 2013).

De acordo com a numeração da Figura 1, tem-se: (1) terminal primário, (2) Isolador (porcelana ou silicone) e (3) Caixa de terminais do secundário.

Os transformadores de potencial indutivos são constituídos por uma ou mais unidades eletromagnéticas, cuja relação de transformação é definida primordialmente pela relação de espiras em seus enrolamentos. Normalmente são utilizados em tensões de até 138 kV. Já os transformadores de potencial capacitivos são constituídos basicamente por uma sequência de capacitores ligados em série que atuam como divisor de tensão. Suportam tensões mais elevadas em relação aos TPIs e tendem a ter um menor custo. Entretanto, possuem limitações de resposta em frequência, cuja largura de banda é de apenas 500 Hz, não permitindo que seja realizada uma avaliação rigorosa das harmônicas, por exemplo, para fins de análise de distorção harmônica ou surtos de tensão.

A proliferação de cargas não lineares, conectadas a sistemas elétricos de potência contemporâneos, tem desencadeado uma preocupação crescente com a questão da qualidade de energia. A poluição harmônica constitui uma das características mais importantes em qualidade de energia. Os principais índices de avaliação da poluição harmônica, como a distorção harmônica total, conteúdo harmônico e porcentual harmônico, são utilizados para analisar e descrever a potência harmônica. De acordo com as normas de recomendação, cada

índice individual reflete o *status* da qualidade de energia (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, 2011; INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS – IEEE, 1993; ZHAO *et al.*, 2002).

Os cálculos desses índices são dependentes da exatidão das indicações práticas. Assim, pode-se considerar que os sensores são os fatores chaves para se determinar os efeitos dos harmônicos. Neste aspecto, os Transformadores de Potencial Ópticos (TPO) tornam-se extremamente vantajosos, por possuírem elevada largura de banda, sendo capazes de medir harmônicas de ordem muito elevada.

1.2 Transformador de Potencial Óptico

As novas tecnologias desenvolvidas nas áreas de eletrônica e óptica proporcionaram soluções alternativas para os transformadores eletromagnéticos convencionais.

As variações nas propriedades de alguns materiais, como resultado de campos elétricos e magnéticos circunvizinhos, podem ser mensuradas, em vez de se medir as tensões e correntes diretamente. A partir disso podem ser implementados novos tipos de sensores de grandezas elétricas. Alguns desses dispositivos não convencionais baseiam-se em variações nas propriedades ópticas de certos materiais em função do campo magnético ou elétrico. Para tal finalidade, pode-se explorar os conhecidos efeito Faraday e efeito Pockels, por exemplo (GIALLORENZI *et al.*, 1982).

No século XIX, os efeitos magneto-óptico e eletro-óptico foram descobertos, dando-se a oportunidade de serem usados para se medir correntes ou tensões. Em 1845, Faraday descobriu uma diferença no índice de refração do vidro, para luz circulante polarizada, induzida por um campo magnético. Este fenômeno é conhecido como efeito magneto-óptico e é usado na construção de sensores de corrente. Em 1893, Pockels demonstrou a dependência da birrefringência linear de certos materiais sob a ação de um campo externo. Este fenômeno é conhecido como efeito eletro-óptico ou efeito Pockels, e é usado na implementação de sensores de tensão.

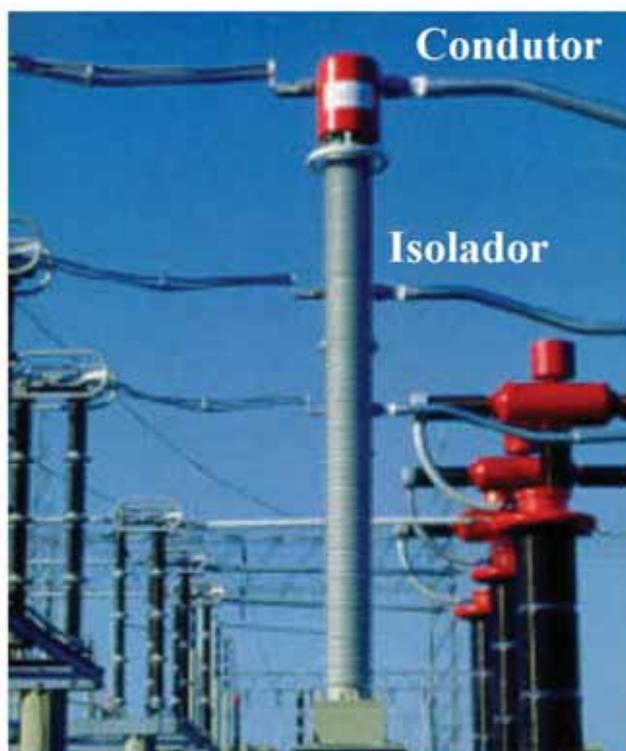
Ambos os efeitos, Faraday e Pockels, podem causar a rotação da polarização da luz que atravessa o meio perturbado pelo campo magnético e elétrico, respectivamente. A quantidade de rotação depende da intensidade desses campos.

Em vários trabalhos publicados na literatura, os TPOs são baseados no efeito Pockels. Estudos sobre TPOs vêm ocorrendo ao longo dos anos e suas pesquisas vêm se tornando promissoras, principalmente, pelas suas vantagens em relação aos TPs

convencionais, tais como: medições mais precisas, ampla faixa dinâmica, elevada largura de banda, rápida resposta a transitórios, e baixa susceptibilidade a interferências eletromagnéticas ao longo do trecho de transmissão do sinal de saída do elemento sensor até o equipamento de medição, em casos onde são usadas fibras ópticas. Além disso, quando a fibra óptica é usada para transmitir os sinais de saída do sensor, a partir do ambiente de alta tensão, assegura-se isolamento galvânico ao operador, proporcionando condição segura de trabalho.

Equipamentos comerciais dessa natureza encontram-se disponibilizados por empresas como a Nextphase (Canadá), GEC Alstom (França) e ABB (Suíça). Embora seja de extrema importância na área de qualidade de energia, não será abordado neste trabalho o assunto sobre transformador de corrente (TC) óptico. Apresenta-se na Figura 2 a fotografia de um TP óptico comercial (Alstom).

Figura 2 - Transformador de potencial óptico para 525 kV.



Fonte: Adaptado (CARAZO, 2000).

Na verdade, a tecnologia de TPs e TCs ópticos já encontra-se disponível desde os anos 60, contudo, permaneceu durante muitos anos restrita ao ambiente das academias. Apesar de proporcionarem uma série de vantagens, como exatidão e largura de banda, os TPs e TCs ópticos possuíam o inconveniente de não conseguirem suprir uma potência elétrica de saída alta o suficiente para alimentar a instrumentação analógica ou os relés

eletromecânicos convencionais, ambos compostos por bobinas de tensão e corrente, por discos rotacionados por corrente de Foucault, etc. (SILVEIRA; GUIMARÃES, 1998).

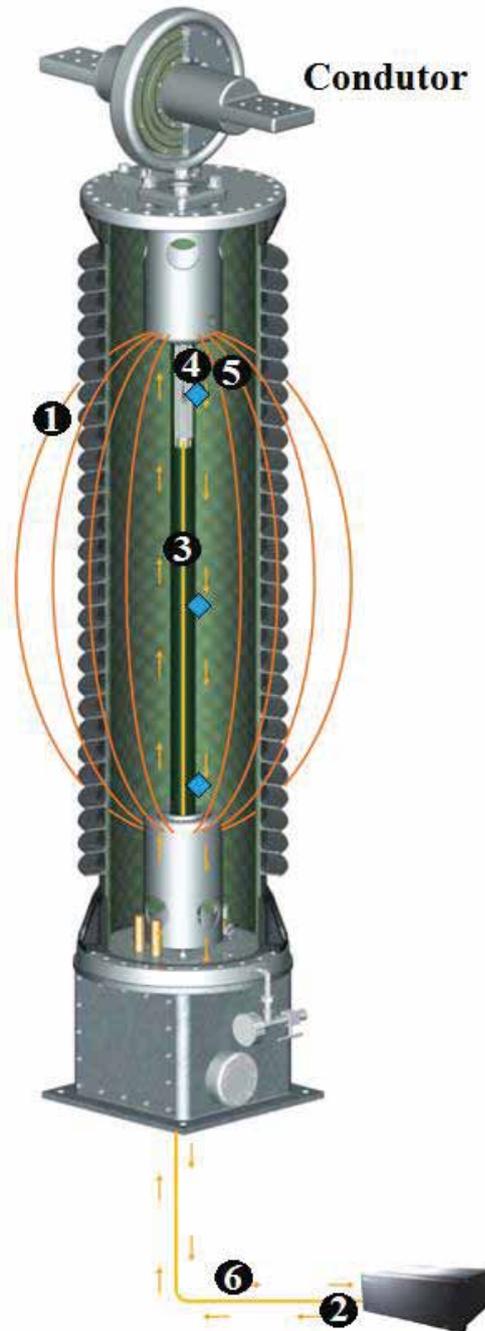
Contudo, com o advento da instrumentação digital a partir dos anos 90, o inconveniente das altas cargas na saída dos TPs e TCs ópticos foi resolvido, em vista dos elementos digitais operarem com baixíssima potência. Desta forma, nos dias atuais, com a instalação em massa de medidores, relés e controladores microprocessados, os quais necessitam apenas de sinais de tensão e/ou corrente com baixa potência, a técnica óptica tem merecido grande destaque.

Um problema apontado por Rahmatian *et al.* (2002 b) é que, a maioria dos TPOs mantêm os eletrodos de alta tensão e de terra muito próximos entre si, possuindo um ou mais sensores eletro-ópticos posicionados entre eles. Isso torna necessário o uso de isolamento que pode causar danos ao meio ambiente, como óleo ou gás SF₆, a fim de evitar a ruptura dos campos elétricos extremamente elevados. Objetivando resolver este problema, os autores do artigo citado acima, pesquisadores da empresa canadense NxtPhase, apresentaram um arranjo no qual se evita que a alta tensão fique próxima ao terra, dispensando-se a necessidade do gás SF₆, em sistemas para medição em 138 kV / 345 kV (RAHMATIAN *et al.*, 2002 a). O princípio de operação do sistema é baseado em dois conceitos básicos: o método de integração de linhas de campo (CHAVEZ *et al.*, 2003) e o conceito de blindagem por permissividade (CHAVEZ *et al.*, 2002). Este último refere-se a tubos resistivos ocos que envolvem os sensores entre os eletrodos e, desta forma, são utilizados para reduzir significativamente os efeitos dos campos de dispersão (*stray field effects*). Para isto, a NxtPhase desenvolveu um novo método de integração, conhecido como método de quadratura, com três sensores de campo elétrico para se medir a alta tensão com grande exatidão. Medições para o monitoramento da qualidade de energia, realizados em 138 kV, evidenciaram a capacidade do TPO da NxtPhase de medir até a 15ª harmônica, com apenas 0,05 % de incerteza (RAHMATIAN *et al.*, 2001-b).

Apresenta-se na Figura 3 uma vista em corte de um transformador de potencial óptico comercializado pela NxtPhase. Segue-se também um breve resumo de seu funcionamento de acordo com a numeração: (1) A tensão no condutor cria um campo elétrico entre a linha e o terra; (2) Um dispositivo emissor de luz envia um sinal através de uma fibra óptica; (3) O sinal luminoso sobe pela coluna da unidade; (4) A luz atravessa três cristais eletro-ópticos instalados em três pontos dentro do isolador de alta tensão, cada qual representado por ; (5) Como a luz atravessa o cristal, o campo elétrico altera a sua

polarização de circular para elíptica; (6) Então os dados dos três cristais são combinados e ponderados para obter uma leitura da tensão com alta precisão.

Figura 3 - Vista em corte de um transformador de potencial óptico da NxtPhase.



Fonte: Adaptado (NXTPHASE, 2002).

Cabe dizer que um TPO fornece completa isolamento galvânica, não colocando em risco a instrumentação eletrônica utilizada, bem como, proporcionando segurança aos operadores.

O baixo peso e a estrutura compacta (por não possuírem núcleo de ferro) de um TPO permitem a sua instalação em qualquer local físico, nas posições vertical (sobre pedestal) ou horizontal (sobre paredes, por exemplo), não havendo a necessidade de custos elevados com obras civis de grande porte para sua fixação.

A principal desvantagem, no entanto, é o custo elevado dessa tecnologia, tanto para aquisição quanto manutenção. A tecnologia óptica ainda apresenta custos elevados e exige a qualificação e treinamento dos operadores das subestações. Contudo, à medida que o sistema de energia vai se modernizando e o número de unidades ópticas adquiridas pelas concessionárias aumenta, as dificuldades vão sendo superadas e a nova tecnologia vai sendo gradativamente consolidada.

1.3 Tipos de TPs Ópticos

Em geral, o arranjo preferido é o do modulador eletro-óptico de intensidades clássico, construído por um o cristal eletro-óptico posicionado entre dois polarizadores cruzados e uma lâmina de quarto-de-onda para estabelecer o ponto de quadratura de fase (YARIV; YEH, 1984). O material eletro-óptico pode ser o Niobato de Lítio (LI; CUI; YOSHINO, 2001; LI; YOSHINO, 2002; ZHAO *et al.*, 2002), o BGO (KUROSAWA *et al.*, 1993; KYUMA *et al.*, 1983; LI; CUI; YOSHINO, 2003; SANTOS *et al.*, 1999; SANTOS *et al.*, 2000), o BTO (FILLIPOV *et al.*, 2000a; FILLIPOV *et al.*, 2000b), entre outros.

Variações desse arranjo em óptica volumétrica são propostos com grande frequência na literatura, nas quais mais elementos ópticos são incorporados a fim de melhorar seu desempenho. Por exemplo, Li *et al.* (2005) publicaram um esquema no qual o sinal de tensão DC é convertido em sinal modulado por pulso, no qual se garante que o sensor torna-se imune a interferência eletromagnética externa.

Versões com célula Pockels volumétrica (BGO, para medições até 20 kV) excitada com luz branca têm sido propostas, como no trabalho de Almeida e Santos (2005) e Silva (2011). Nesses sistemas, introduz-se um atraso de fase, entre duas componentes de luz branca, maior que o comprimento de coerência da luz empregada. Assim, para se extrair a informação contida na luz é utilizado um interferômetro recuperador adicional.

Um modelo de TPO bastante promissor é o empregado pela NxtPhase, no qual se usa o método de quadratura para medir a diferença de potencial entre dois pontos (RAHMATIAN *et al.*, 2002b). Esse método serve para determinar o número mínimo de sensores de campo elétrico (cristais eletro-ópticos), suas posições e a combinação de suas medições a fim de se

atingir a exatidão desejada para uma dada estrutura de TPO, e também, para o pior caso possível de dispersão de campo elétrico (*stray field effect*) nos locais dos sensores.

Em 2010, Hatta *et al.* (2010) propuseram um sensor óptico de tensão baseado na estrutura de fibra óptica monomodo-multimodo-monomodo conectada a uma cerâmica piezoelétrica (elemento sensor) num arranjo de medição radiométrica de potência óptica.

Próximo a essa linha, Park *et al.* (2007), propuseram um interferômetro híbrido em fibra óptica (um Michelson combinado com um Mach-Zehnder), para gerar dois sinais em quadratura de fase, cujo método de demodulação é do arco tangente. Para modular o sinal de interferência, um comprimento de fibra óptica foi enrolado num cilindro piezoelétrico que age como elemento sensor.

Também usando PZT como elemento sensor, Martinez-León *et al.* (2001) propuseram um sensor na configuração de Mach-Zehnder em fibra óptica, no qual se converte a tensão elétrica em variação de frequência do sinal de saída. O sensor permite a reconstrução da forma de onda da tensão aplicada.

Outro sensor desse tipo, com um interferômetro de Michelson a base de fibra óptica tipo “*hollow*” e com uma haste de PZT como elemento sensor, foi proposto por Kim *et al.* (2009).

Um sensor de tensão, baseado na deflexão gerada sobre um elemento piezoelétrico bilaminar (*bender*) com uma fibra óptica a ele colocada, foi proposto por Dinev (1997). A deflexão da fibra, causada pela alavanca piezoelétrica (*piezo lever*), é sentida por um fotosensor de posição linear. O sensor é capaz de realizar medições de tensões DC e AC.

Sensores de tensão em óptica integrada, capazes de medir alta-tensão, foram propostos por Jaeger e Young (1989), utilizando um interferômetro Mach-Zehnder integrado em substrato de Niobato de Lítio, em conjunto com um divisor capacitivo. Testes em 60 Hz foram executados para tensões entre 10 e 50 kV (RMS). Este sensor integrado foi aperfeiçoado e os resultados foram divulgados por Jaeger e Rahmatian (1995), relatando-se que se chegou a largura de banda de 1 MHz. Com isso, o sensor é capaz de reproduzir impulsos de descargas atmosféricas (*lightning impulses*), cujos tempos de subida são da ordem de 0,5 μ s.

Resultados similares foram publicados por Kingsley e Sriram (1995), trabalhando com um interferômetro Mach-Zehnder integrado no qual um de seus braços sofre reversão de polarização ou região de domínio invertido (uma região de cristal orientada na direção $-Z$ dentro de um substrato cristalino orientado na direção $+Z$).

Um sensor de alta tensão utilizando PZT como transdutor e rede de Bragg em fibra óptica como sensor foi proposto por Allil e Werneck (2011), para medição na classe de 13,8 kV. Nesses sensores, a informação é inserida na variação do comprimento de onda de Bragg de acordo com a tensão aplicada, a qual tem-se mostrado uma técnica bastante promissora.

1.4 Escopo do Trabalho

Constituem interesses do grupo de estudos do Laboratório de Optoeletrônica (LOE) do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista (DEE – UNESP), a pesquisa, teórica e/ou experimental, de sensores ópticos de natureza variada como, por exemplo, os sensores interferométricos de vibrações nano e micrométricas (BARBOSA, 2009; BERTON, 2013; GALETI, 2012; LEÃO, 2004; MARÇAL, 2008; MENESES, 2009; TAKIY, 2010), sensores de deslocamento linear (SAKAMOTO, 2006), sensores de ultrassom (SAKAMOTO *et al.*, 2012) e sensores eletro-ópticos de tensão elevada (LIMA, 2013; MARTINS, 2006).

Métodos clássicos ou inéditos de demodulação de fase óptica, baseados na análise espectral do sinal interferométrico fotodetectado, têm sido exaustivamente testados desde 2004, como o método denominado J_m & J_{m+2} (MARÇAL *et al.*, 2012) e o método n-CPM (*n* – *Commutated Pernick Method*) (GALETI *et al.*, 2013).

Também têm sido testados uma variedade de outros métodos de detecção interferométrica de fase óptica como, por exemplo, os métodos polarimétricos, de quadratura de fase, de contagem de franjas, e os métodos baseados na análise temporal do sinal de saída como, por exemplo, o método de baixa profundidade de modulação de fase (BARBOSA *et al.*, 2010; CARVALHO *et al.*, 1999).

Recentemente, Galeti (2012) propôs o método de segmentação do sinal amostrado, SSA, que é implementado no domínio do tempo, é imune ao desvanecimento do sinal e que tem ampla faixa dinâmica, mesmo quando usado para caracterizar dispositivos não lineares. Testes preliminares com o novo método SSA evidenciaram seu potencial para realizar medições de deslocamentos mecânicos sub-nanométricos, dentro de uma faixa dinâmica capaz de se estender até centenas de radianos na detecção de fase óptica. Pretende-se submeter este método SSA para publicação em revista, antes porém, propõe-se investigar sua validade diante de rigorosos testes envolvendo ruído eletrônico, derivas ambientais, etc.

Num trabalho ainda mais recente, Lima (2013) evidenciou que o método SSA também pode ser usado para o caso de medição de tensões elevadas a base de sensores eletro-ópticos. Neste caso, o sinal adquirido é então processado e analisado com o objetivo de se determinar a qualidade da energia elétrica.

A presente dissertação de mestrado situa-se dentro desta linha de pesquisa, qual seja, aplicar o método SSA para fins de avaliar a qualidade da energia.

É de amplo conhecimento as consequências decorrentes da presença de altos níveis de conteúdo harmônico, tanto de tensão como de corrente, nos elementos do sistema elétrico de potência (LIMA; SANTOS, 2009; LIMA, 2009). Por isso, a identificação da qualidade e do conteúdo harmônico presente no sistema é importante para se avaliar a qualidade do sistema elétrico de potência. Assim, técnicas de demodulação de sinais fotodetectado devem ser direcionadas a fim de se determinar o seu conteúdo harmônico.

Deseja-se ressaltar que, dentre as funções de um TPO: medição tarifária, controle e proteção, e monitoramento da qualidade da energia, dar-se-á ênfase apenas à última. Além disso, ainda não se opera com nenhum nível de tensão regulamentado por normas técnicas como, por exemplo, em 13,8 kV, 138 kV, 440 kV e outros. Portanto, esta não constituirá uma preocupação nesta etapa da pesquisa.

Cita-se também, que o grupo do LOE está convicto que se deve investir em sensores ópticos de tensões dedicados à medição de tensões na classe de 13,8 kV, que é característica dos sistemas de distribuição. Ou seja, não constitui interesse a operação com tensões mais elevadas como, por exemplo, 69 kV, 138 kV, 440 kV, etc., típicas de sistemas de transmissão de energia. Acredita-se que, em se tratando de qualidade de energia, a maior demanda é proveniente do sistema que se encontra mais próximo e a vista do consumidor, qual seja, o sistema de distribuição.

Além disso, é justamente nesse setor onde estão concentrados grande parte das cargas não-lineares de um sistema de energia elétrica. Assim, havendo-se instrumentação adequada para regular com precisão a qualidade da energia no nível da distribuição, pode-se contribuir para a redução da poluição harmônica do sistema global.

Para corroborar com esta expectativa, cita-se que no Brasil já se encontra um mercado de equipamentos para operação nesta classe de tensão. Por exemplo, sensores ópticos de corrente e tensão da Optisense Network, LCC são comercializados por empresas como a IMS Power Quality, juntamente com módulos Analisadores de Qualidade de Energia (PowerNET PQ-600), na faixa de média tensão (IMS POWER QUALITY, 2013; SILVA; APREA, 2013).

Deseja-se esclarecer que, nesta dissertação, opera-se com sistemas monofásicos cujas tensões máximas atingem somente 8 kV de pico em 60 Hz, devido a limitações impostas pelos equipamentos de alta tensão e infraestrutura física disponíveis. Acredita-se, contudo, que a técnica que será aqui apresentada também possa ter bom desempenho em sistema de 13,8 kV (RMS).

Informa-se, assim, que este ainda se trata de um trabalho de prova de conceitos. Portanto, pertence a etapa preliminar de uma pesquisa que deverá envolver múltiplas tarefas. Por isso, o termo TPO será evitado na medida do possível, sendo utilizada a designação “sensor óptico de tensões” elétricas elevadas, ou, simplesmente SOT.

1.5 Uso de DSPs na Demodulação de Sinais Interferométricos

O processamento de sinais tem uma longa e rica história, sendo uma tecnologia inserida em uma ampla gama de segmentos incluindo comunicações, explorações espaciais, medicina, dentre outras. O processamento de sinal está relacionado com a representação, transformação e manipulação de sinais, e, da informação que eles contêm (OPPENHEIM; SCHAFER, 1999).

Ultimamente vêm se substituindo vários sistemas analógicos por soluções digitais equivalentes, devido ao fato de que, para proporcionar a atualização de um sistema analógico deve-se, muitas vezes, substituir peças de *hardware*, enquanto que, em uma solução digital, basta apenas modificar o *software*, fazendo com que o sistema passe a operar de uma maneira totalmente nova.

Ao longo dos anos, o processamento do sinal de saída fotodetectado em interferômetros no LOE vem sendo realizado de forma digital. O *software* MATLAB tem sido empregado para realizar o processamento dos sinais nesse tipo de aplicação. Uma desvantagem é o custo financeiro deste *software*, em geral, elevado. Existem outros *softwares* de uso livre e similar ao MATLAB, como o Scilab, o FreeMat ou o Octave, porém, qualquer que seja o *software* escolhido ainda é necessário o uso de um micro computador como *hardware*. Além disso, os sinais a serem processados precisam ser discretizados, amostrando-os através de um osciloscópio digital, e transferindo-os para o computador através de uma interface USB-GPIB (do inglês, *Universal Serial Bus - General Purpose Interface Bus*), por exemplo. A maioria dos trabalhos realizados no LOE desde 2004 empregou este tipo de expediente.

Por outro lado, a utilização de DSPs (do inglês, *Digital Signal Processors*) permite facilitar e reduzir o custo do processamento, dispensando-se o uso do osciloscópio (ou algum conversor A/D) e possibilitando, em certas aplicações, a operação em tempo real.

DSP são microprocessadores especialmente desenvolvidos para realização de operações matemáticas, sendo mais eficiente para implementação de técnicas de processamento de sinais que um processador comum (SMITH, 1999).

Beneficiando-se da técnica digital, o DSP proporciona maior flexibilidade de alteração de blocos funcionais, ao contrário *hardware* analógico. Isto é, caso se necessite fazer alguma alteração no sistema de demodulação, basta simplesmente alterar o código e o carregar novamente no DSP. Caso pretenda-se utilizar outros algoritmos, as modificações podem ser realizadas rapidamente. Dependendo do tipo de sensor ou da faixa dinâmica que se pretenda atuar, com o processamento analógico se necessitaria do projeto adicional de um segundo hardware (GRIFFIN; CONNELLY, 2004).

A fim de se beneficiar da flexibilidade da técnica digital, bem como, da experiência já adquirida pelo Grupo de Ultrassom da FEIS, com o qual o LOE mantém vínculo de parceria, trabalhos em interferometria laser têm sido realizados explorando-se os DSPs, dentro da faixa de frequência que estes dispositivos permitem (BERTON, 2013).

Conforme discutido acima, o DSP permite reduzir o custo do sistema e o tempo de execução das medições. Um computador é necessário, mas somente durante a fase de sua programação, podendo ser dispensado nas etapas posteriores. Adicionalmente, alivia-se sensivelmente o esforço do operador. Quando aplicado à caracterização de atuadores piezoelétricos, por exemplo, tem permitido a realização de múltiplas medições por segundo, proporcionando-se gráficos de linearidade (deslocamento gerado versus tensão aplicada) com grande número de pontos, facilitando-se a análise da histerese e saturação (BERTON, 2013).

Contudo, embora o uso dos DSP esteja em franca expansão em diversas áreas de tecnologia, ainda existe pouca literatura disponível sobre aplicações em interferometria óptica, uma vez que fica restrita ao proprietário por forças de patente ou por salvaguardas de propriedade intelectual. Daí o interesse do LOE em explorar este recurso em suas pesquisas e divulgar seus resultados.

Segundo a literatura, Belk e Tayag (1999) utilizaram um DSP da Texas Instruments com o objetivo de implementar um demodulador digital de franjas interferométricas fracionadas. O processamento do sinal é feito pelo algoritmo de Goertzel para se extrair a amplitude de vibração do alvo.

Connelly (2002) utilizou um DSP dsPACE DS1102 para implementar uma técnica de demodulação interferométrica denominada heteródina-sintética, objetivando detectar a diferença de fase entre os feixes de luz em um interferômetro em fibra óptica.

Em 2004, Griffin e Connelly (2004) propuseram um sistema de aquisição de dados de um sensor de pressão interferométrico em fibra óptica. Nesse sistema, o DSP é capaz de modular o laser do transmissor e demodular o sinal fotodetectado, bem como, transmitir os dados gravados para um computador. Já em 2005, Griffin e Connelly (2005) implementaram uma técnica de detecção heteródina sintética em um DSP da Texas Instruments (TMS320C6711).

Por sua vez, Berton *et al.*, (2010), Berton, Kitano e Higuti (2010) utilizaram o DSP da família TMS320 (Texas Instruments) para determinar o deslocamento nanométrico, a linearidade e o fator de calibração de um atuador flexensional. Os autores obtiveram um melhor resultado utilizando-se DSP de ponto-flutuante em vez de um de ponto-fixo.

Conforme será mostrado na dissertação, existe uma correspondência perfeita entre o sinal de saída de um interferômetro de dois feixes e um sensor óptico de tensão a base de um modulador eletro-óptico de amplitude. Desta forma, pretende-se dar uma contribuição ao assunto, aplicando-se o método SSA de Galetti (2012) na detecção de tensões elevadas com o auxílio de DSPs. O trabalho procura dar sequência ao estudo iniciado por Lima (2013) no qual se implementou algumas versões de SOTs, porém, com o processamento de sinais realizados via aquisição por osciloscópio e processamento por computador.

1.6 Objetivos

O objetivo deste trabalho é aplicar o método SSA em um sinal de saída de um modulador eletro-óptico de amplitude, a base de célula Pockels, utilizando DSP, com a finalidade de se obter a forma de onda e o seu conteúdo harmônico. Pretende-se utilizar o DSP da Texas Instruments eZdsp F28335 para adquirir e processar os sinais, e assim, avaliar sua viabilidade na demodulação de sinais de saída de um sensor eletro-óptico de tensões elevadas.

1.7 Apresentação do Trabalho

Esta dissertação de mestrado está dividida em cinco capítulos, incluindo esta introdução.

No Capítulo 2 são descritos o efeito eletro-óptico, a célula Pockels e o modulador eletro-óptico de amplitude. Nesse capítulo, o modulador é então apresentado em duas configurações: com a propagação do feixe óptico na direção X e o campo externo aplicado na direção Z, e, com propagação no eixo óptico Z e campo aplicado em Y.

No Capítulo 3 é apresentado o método de segmentação do sinal amostrado utilizado para a demodulação do sinal fotodetectado. Em seguida, no Capítulo 4, aborda-se a placa de desenvolvimento eZdsp TMS320F28335 e suas principais características, e, as vantagens de se utilizar DSP, bem como, o ambiente de desenvolvimento utilizado.

O procedimento experimental é então apresentado no Capítulo 5, com os resultados do processamento dos sinais adquiridos pelo osciloscópio e pelo DSP, sendo feita uma comparação entre os sinais de entrada com os sinais reconstruídos. Por último, o Capítulo 6 apresenta as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 EFEITO ELETRO-ÓPTICO LINEAR

Desde 2004, os trabalhos desenvolvidos no LOE têm enfatizado a caracterização de atuadores (um grau de liberdade) e mini manipuladores (vários graus de liberdade) piezoelétricos, a base de elementos isolados (piezocerâmica, transdutor cristalino, nanocerâmica), ou então, vinculados a estruturas amplificadoras de deslocamento. Interferômetros a laser têm sido empregados para esta finalidade, agregados a diversas opções de métodos de demodulação de fase óptica. Em geral, a amostragem do sinal interferométrico de saída é realizada com o auxílio de osciloscópio digital ligado ao computador via interface USB-GPIB. O processamento do sinal normalmente é executado com os recursos do *software* Matlab.

Porém, com o passar dos anos, percebeu-se que a relação interferométrica entre a entrada de fase óptica (diferença de fase entre os braços do interferômetro) e a saída elétrica fotodetectada (proporcional à intensidade óptica gerada pela interferência entre os feixes oriundos de cada braço) exibe uma similaridade muito grande com a expressão matemática da transmissão (razão entre as intensidades ópticas na saída e entrada) de um modulador eletro-óptico de amplitude a base de uma célula Pockels linear. Associado a esta informação, e ao fato do modulador eletro-óptico possuir resposta analítica fechada (utilizando as teorias da propagação de ondas em meio anisotrópico e do efeito eletro-óptico), se começou a empregar este aparato para validar as técnicas inéditas de demodulação de sinais interferométricos propostas no LOE. Além disso, tal sistema possui uma complexidade estrutural bem menor que um interferômetro e é afetado eminentemente por variações de temperatura ambiente, ao contrário do interferômetro, que é intensamente penalizado por vibrações mecânicas espúrias, turbulências de ar e a variação de temperatura do ambiente circunvizinho (mesmo que imperceptíveis ao operador do sistema). Com isso, percebeu-se que o modulador eletro-óptico constitui uma excelente plataforma para testar novas técnicas de detecção de fase, antes das mesmas serem postas em prática em experimentos interferométricos mais complexos. Por fim, incursões na área de medições de tensão elétricas elevadas (transformador de potencial óptico) têm sido realizadas (MARTINS, 2006), beneficiando-se do fato que as técnicas de detecção interferométricas podem ser prontamente adaptadas para esta finalidade.

A rigor, ainda, lembra-se que o modulador eletro-óptico de intensidades pode ser interpretado como um interferômetro polarimétrico, no qual a informação encontra-se na diferença de fase entre os modos de polarização, ordinário e extraordinário, do cristal eletro-óptico, ao invés da diferença de fase entre os braços do interferômetro.

2.1 Efeito Eletro-Óptico

A propagação da radiação óptica em determinados cristais, que não apresentam centro de simetria em sua rede cristalina, e na presença de campo elétrico externo, pode dar origem ao fenômeno conhecido por efeito eletro-óptico linear. (YARIV; YEH, 1984). De acordo com a teoria quântica dos sólidos, o tensor impermeabilidade dielétrica relativa (η_{ij}) depende da distribuição de cargas no cristal. A aplicação de um campo elétrico externo, E , resulta numa redistribuição das cargas de ligação, causando uma pequena deformação na rede iônica. O resultado é uma mudança no tensor impermeabilidade. Assim, Yariv e Yeh (1984) definem o tensor impermeabilidade relativa η_{ij} como:

$$\eta_{ij} = \varepsilon_0(\varepsilon^{-1})_{ij} \quad (1)$$

sendo, ε^{-1} o inverso do tensor dielétrico absoluto ε e $i, j = 1, 2, 3, \dots$

O efeito eletro-óptico resulta em uma variação no tensor impermeabilidade dada por:

$$\Delta\eta_{ij} = \eta_{ij}(E) - \eta_{ij}(0) \quad (2)$$

para $i, j = 1, 2, 3$, no qual $\eta_{ij}(E)$ é o tensor impermeabilidade perturbado pelo campo elétrico externo E , e, $\eta_{ij}(0)$ é o mesmo tensor na ausência de campo elétrico.

A variação na impermeabilidade dielétrica relativa, com relação ao campo elétrico, pode ser descrita como:

$$\Delta\eta_{ij} = r_{ijk}E_k + s_{ijkl}E_kE_l + \dots \quad (3)$$

onde r_{ijk} e s_{ijkl} são os coeficientes eletro-ópticos linear e quadráticos respectivamente (linear - efeito Pockels, e quadrática - efeito Kerr). Na equação (3) desconsideram-se os termos superiores ao quadrático, pois suas influências são muito pequenas, e, os campos elétricos necessários para se obter estes efeitos são extremamente altos.

As propriedades ópticas de um cristal eletro-óptico podem ser descritas também pelo elipsoide de índices de refração, que na ausência de campo elétrico é dado por:

$$\eta_{ij}(0)x_i x_j = \left(\frac{1}{n_x^2}\right)X^2 + \left(\frac{1}{n_y^2}\right)Y^2 + \left(\frac{1}{n_z^2}\right)Z^2 = 1 \quad (4)$$

na qual as coordenadas x_i ou x_j referem-se ao eixos cristalinos principais, X, Y, Z e n_x, n_y e n_z são os índices de refração em suas respectivas direções. Já na presença de campo elétrico E , o elipsoide de índices passa a ser dado por:

$$\eta_{ij}(E)x_i x_j = 1 \quad (5)$$

Combinando-se (2) e (5), obtém-se:

$$(\eta_{ij}(0) + \Delta\eta_{ij})x_i x_j = 1 \quad (6)$$

e, utilizando apenas a parcela linear de (3), tem-se:

$$(\eta_{ij}(0) + r_{ijk}E_k)x_i x_j = 1 \quad (7)$$

que conduz a um novo elipsoide de índices de refração, agora, perturbado pela ação do campo elétrico externo.

Pode-se obter uma importante propriedade analisando-se (2) e (3), quando prevalecer apenas o efeito eletro-óptico linear:

$$\Delta\eta_{ij} = \eta_{ij}(E) - \eta_{ij}(0) = r_{ijk}E_k \quad (8)$$

para $i, j, k = 1, 2, 3$. Sabe-se que para um meio sem perdas e opticamente inativo o tensor ε_{ij} é simétrico. Assim, a matriz η_{ij} também é simétrica, conseqüentemente, os índices i e j em (8) podem ser permutados entre si (YARIV; YEH, 1984), logo:

$$r_{ijk} = r_{jik} \quad (9)$$

Da álgebra de tensores, sabe-se que o número de elementos de um tensor de ordem n é 3^n . (NYE, 1957). Por exemplo, ε_{ij} é um tensor de segunda ordem e possui $3^n = 3^2 = 9$ elementos. Assim, o tensor de terceira ordem r_{ijk} ($n = 3$) possuirá $3^3 = 27$ elementos.

Entretanto, devido a propriedade de simetria (9), existirão alguns elementos repetidos e o tensor impermeabilidade poderá exibir apenas 18 elementos não nulos.

Expandindo a relação (8), obtém-se:

$$\Delta\eta_{11} = r_{111} \cdot E_1 + r_{112} \cdot E_2 + r_{113} \cdot E_3 \quad (10 a)$$

$$\Delta\eta_{22} = r_{221} \cdot E_1 + r_{222} \cdot E_2 + r_{223} \cdot E_3 \quad (10 b)$$

$$\Delta\eta_{33} = r_{331} \cdot E_1 + r_{332} \cdot E_2 + r_{333} \cdot E_3 \quad (10 c)$$

$$\Delta\eta_{23} = \Delta\eta_{32} = r_{231} \cdot E_1 + r_{232} \cdot E_2 + r_{233} \cdot E_3 \quad (10 d)$$

$$\Delta\eta_{13} = \Delta\eta_{31} = r_{131} \cdot E_1 + r_{132} \cdot E_2 + r_{133} \cdot E_3 \quad (10 e)$$

$$\Delta\eta_{12} = \Delta\eta_{21} = r_{121} \cdot E_1 + r_{122} \cdot E_2 + r_{123} \cdot E_3 \quad (10 f)$$

ou, na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \Delta\eta_{11} \\ \Delta\eta_{22} \\ \Delta\eta_{33} \\ \Delta\eta_{23} \\ \Delta\eta_{13} \\ \Delta\eta_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{111} & r_{112} & r_{113} \\ r_{221} & r_{222} & r_{223} \\ r_{331} & r_{332} & r_{333} \\ r_{231} & r_{232} & r_{233} \\ r_{131} & r_{132} & r_{133} \\ r_{121} & r_{122} & r_{123} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Confirma-se que, devido à simetria estabelecida em (9), houve uma redução no número de elementos independentes de r_{ijk} , de 27 para 18. Em virtude desta simetria, é conveniente introduzir a notação de índices reduzidos na qual é estabelecida a seguinte correspondência: (YARIV; YEH, 1984)

$$\begin{aligned} 1 &= 11 \\ 2 &= 22 \\ 3 &= 33 \\ 4 &= 23 = 32 \\ 5 &= 13 = 31 \\ 6 &= 12 = 21 \end{aligned} \quad (12)$$

Substituindo os correspondentes índices reduzidos nos índices ij em (11) produz-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta\eta_{11} \\ \Delta\eta_{22} \\ \Delta\eta_{33} \\ \Delta\eta_{23} \\ \Delta\eta_{13} \\ \Delta\eta_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \\ r_{61} & r_{62} & r_{63} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Contudo, devido a condição de simetria cristalina tem-se que, na maioria dos materiais, a matriz dos coeficientes eletro-ópticos em (13) é esparsa, isto é, a maioria dos elementos é nula. As relações de simetria cristalina estabelecerão quais dos 18 coeficientes serão nulos, bem como, as relações que existirão entre os coeficientes remanescentes.

Assim, analisa-se a matriz de coeficientes eletro-ópticos do cristal de niobato de lítio (LiNbO_3) utilizado nesta dissertação de mestrado. Sendo este cristal trigonal de classe de simetria 3m, sua matriz de coeficientes é dada por: (YARIV; YEH, 1984)

$$r_{lk} = \begin{bmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

para $l = 1,2,3,\dots,6$ e $k = 1,2,3$. Observa-se apenas 8 coeficientes eletro-ópticos não nulos, sendo que apenas 4 deles são independentes: r_{13} , r_{22} , r_{33} e r_{51} .

Expandindo a equação (8), utilizando-se a notação de índices reduzidos, para o caso da matriz (14), obtém-se:

$$\Delta\eta_{11} = -r_{22}E_2 + r_{13}E_3 \quad (15 a)$$

$$\Delta\eta_{22} = r_{22}E_2 + r_{13}E_3 \quad (15 b)$$

$$\Delta\eta_{33} = r_{33}E_3 \quad (15 c)$$

$$\Delta\eta_{23} = r_{51}E_2 \quad (15 d)$$

$$\Delta\eta_{13} = r_{51}E_1 \quad (15 e)$$

$$\Delta\eta_{12} = -r_{22}E_1 \quad (15 f)$$

O elipsoide de índices de refração perturbado, conforme especificado em (6), torna-se:

$$\begin{aligned}
& (\eta_{11} + \Delta\eta_{11})X_1^2 + (\eta_{22} + \Delta\eta_{22})X_2^2 + (\eta_{33} + \Delta\eta_{33})X_3^2 + 2(\eta_{23} + \Delta\eta_{23})X_2X_3 \\
& + 2(\eta_{13} + \Delta\eta_{13})X_1X_3 + 2(\eta_{12} + \Delta\eta_{12})X_1X_2 = 1
\end{aligned} \tag{16}$$

Sabe-se que, no sistema de coordenadas cristalino, as matrizes de permissividade relativa e impermeabilidade relativa do material não perturbado são diagonais. Sendo o niobato de lítio um cristal uniaxial negativo, isto é, $n_e < n_o$, onde n_e é o índice de refração extraordinário, n_o é o índice de refração ordinário e dois coeficientes de permissividade são coincidentes, $\varepsilon_{11} = \varepsilon_{22} \neq \varepsilon_{33}$, tem-se:

$$\varepsilon_r = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \Rightarrow \eta = \begin{bmatrix} 1/\varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 1/\varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\varepsilon_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/n_o^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1/n_o^2 & 0 \\ 0 & 0 & 1/n_e^2 \end{bmatrix} \tag{17}$$

Reescrevendo (16), com as informações de (15) e (17), obtém-se:

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_2 + r_{13}E_3\right)X_1^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22}E_2 + r_{13}E_3\right)X_2^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_3\right)X_3^2 + \\
& + 2r_{51}E_2X_2X_3 + 2r_{51}E_1X_1X_3 - 2r_{22}E_1X_1X_2 = 1
\end{aligned} \tag{18}$$

Analisa-se agora, dois casos de interesse em que a célula Pockels pode ser implementada: o primeiro caso é quando o campo elétrico externo for aplicado na direção X_3 (eixo óptico Z) e a propagação do feixe de laser se dá na direção de X_1 ou X_2 (eixos X e Y respectivamente), e, o segundo caso, quando o campo elétrico externo for aplicado na direção X_1 ou X_2 (X e Y respectivamente) e a propagação do feixe de laser é paralelo a X_3 (Z).

Considerando-se primeiramente o caso com campo elétrico aplicado ao longo do eixo X_3 , ou seja, $E_1 = E_2 = 0, E_3 \neq 0$, a equação do elipsoide de índice em (18) pode ser reescrita como:

$$\left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_3\right)X_1^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_3\right)X_2^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_3\right)X_3^2 = 1 \tag{19}$$

Nota-se que em (19) não há ocorrência de produtos cruzados do tipo X_1X_2 , X_1X_3 ou X_2X_3 , e assim, conclui-se que as direções dos eixos principais do novo elipsoide de índices

permanecem inalterados (não houve rotação dos eixos), porém, com novos índices de refração n_{X_1} , n_{X_2} e n_{X_3} . Logo, (19) pode ser escrita como:

$$\frac{X_1^2}{n_{X_1}^2} + \frac{X_2^2}{n_{X_2}^2} + \frac{X_3^2}{n_{X_3}^2} = 1 \quad (20)$$

sendo

$$\frac{1}{n_{X_1}^2} = \frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_3 = \frac{1}{n_{X_2}^2} \quad (21 a)$$

$$\frac{1}{n_{X_3}^2} = \frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_3 \quad (21 b)$$

a partir das quais se obtém:

$$n_{X_1} = n_o \frac{1}{\sqrt{1 + n_o^2 r_{13} E_3}} = n_{X_2} \quad (22 a)$$

$$n_{X_3} = n_e \frac{1}{\sqrt{1 + n_e^2 r_{33} E_3}} \quad (22 b)$$

O cristal de niobato de lítio possui os seguintes coeficientes eletro-ópticos: $n_o = 2,286$, $n_e = 2,2$, $r_{13}^T = 9,6$ pm/V, $r_{22}^T = 6,8$ pm/V, $r_{33}^T = 30,9$ pm/V e $r_{51}^T = 32,6$ pm/V, para um feixe de laser com comprimento de onda de $\lambda = 632,8$ nm. (YARIV; YEH, 1984). Nesta dissertação utilizam-se os coeficientes r^T , pois, o cristal é livre para deformar-se de acordo com a lei da piezoeletricidade, e, a variação do *strain* segue a modulação do campo aplicado. (YARIV; YEH, 1984).

Consequentemente ocorre que, $n_o^2 r_{13} E_3$ e $n_e^2 r_{33} E_3 \ll 1$, mesmo para amplitudes de campo elétrico da ordem de dezenas de kV. (KITANO, 1993). Assim, é possível aplicar a expansão em série binomial:

$$\frac{1}{\sqrt{1+x}} = 1 - \frac{1}{2}x + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}x^2 + \dots \quad \text{para } |x| < 1 \quad (23)$$

A partir daí, mostra-se que as expressões dos índices de refração em (22 a-b) são convertidos para:

$$n_{X_1} \cong n_o \left(1 - \frac{1}{2} n_o^2 r_{13} E_3 \right) \cong n_{X_2} \quad (24 a)$$

$$n_{X_3} \cong n_e \left(1 - \frac{1}{2} n_e^2 r_{33} E_3 \right) \quad (24 b)$$

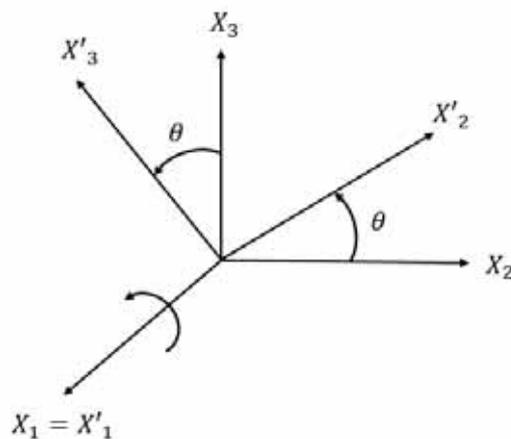
ficando evidente que os novos índices de refração variam linearmente com o campo elétrico aplicado.

Agora, considera-se o segundo caso, no qual o campo elétrico externo seja aplicado na direção do eixo Y do cristal. Partindo-se da equação (18) e, sendo $E_2 \neq 0$ e $E_1 = E_3 = 0$ tem-se:

$$\left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22} E_2 \right) X_1^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22} E_2 \right) X_2^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} \right) X_3^2 + 2r_{51} E_2 X_2 X_3 = 1 \quad (25)$$

Observa-se em (25) que, com a aplicação de um campo elétrico em E_2 , o elipsoide de índice de refração passa a exibir produtos cruzados ($X_2 X_3$), que produz uma rotação θ dos eixos principais do elipsoide em torno do eixo X_1 do cristal. Assim, é necessário avaliar essa rotação que está ilustrada na Figura 4 e encontrar os novos eixos cristalográficos, denotados por X'_1 , X'_2 e X'_3 .

Figura 4 - Rotação de eixos em torno do eixo cristalino X_1 .



Fonte: Elaboração do autor.

Recorrendo-se a transformação de rotação de eixos (YARIV, 1985), de $X_1 X_2 X_3$ para $X'_1 X'_2 X'_3$, obtém-se os novos eixos coordenados principais em relação aos eixos cristalinos:

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ 0 & \text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X'_1 \\ X'_2 \\ X'_3 \end{bmatrix} \quad (26)$$

assim,

$$X_1 = X'_1 \quad (27 a)$$

$$X_2 = \cos\theta X'_2 - \text{sen}\theta X'_3 \quad (27 b)$$

$$X_3 = \text{sen}\theta X'_2 + \cos\theta X'_3 \quad (27 c)$$

sendo θ o ângulo de rotação dos eixos em torno de X_1 .

Substituindo as relações (27 a-c) em (25), mostra-se que o novo elipsoide de índices é agora referenciado ao novo sistema de coordenadas $(X'_1 X'_2 X'_3)$, e, após uma sequência de operações algébricas e sabendo-se que os coeficientes r_{51} e r_{22} são da ordem de 10^{-12} m/V, tem-se: (KITANO, 1993)

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{\left(\frac{-2r_{51}E_2}{\frac{1}{n_e^2} - \frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_2} \right)}{2} \quad (28)$$

Portanto, mesmo para os máximos valores de campo que serão utilizados nesta dissertação (800 kV de pico/m), pode-se concluir que a rotação de θ é desprezível (inferior a 0,1 graus) nesta configuração de campo elétrico. (KITANO, 1993).

Com o campo elétrico agora aplicado ao longo do eixo E_2 e não havendo rotação em torno de X_1 , a equação do elipsoide de índices (25) pode ser reescrita como:

$$\left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_2 \right) X_1^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22}E_2 \right) X_2^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} \right) X_3^2 = 1 \quad (29)$$

Assim, tal qual para o caso da configuração do campo aplicado em X_3 (Z), as direções dos eixos do novo elipsoide de índices continuam inalteradas, embora, com novos índices de refração, $n_{X'_1}$, $n_{X'_2}$ e $n_{X'_3}$. Assim, a equação (29) pode ser escrita como em (20), levando aos valores de índices perturbados:

$$n_{x'_1} = n_o \frac{1}{\sqrt{1 - n_o^2 r_{22} E_2}} \quad (30 a)$$

$$n_{x'_2} = n_o \frac{1}{\sqrt{1 + n_o^2 r_{22} E_2}} \quad (30 b)$$

$$n_{x'_3} = n_e \quad (30 c)$$

Neste caso, também é possível aplicar a expansão em série binomial (23) às equações (30 a-c) a fim de se obter os novos índices de refração para o feixe do laser propagando no eixo óptico Z:

$$n_{x'_1} = n_o + \frac{1}{2} n_o^3 r_{22} E_2 \quad (31 a)$$

$$n_{x'_2} = n_o - \frac{1}{2} n_o^3 r_{22} E_2 \quad (31 b)$$

$$n_{x'_3} = n_e \quad (31 c)$$

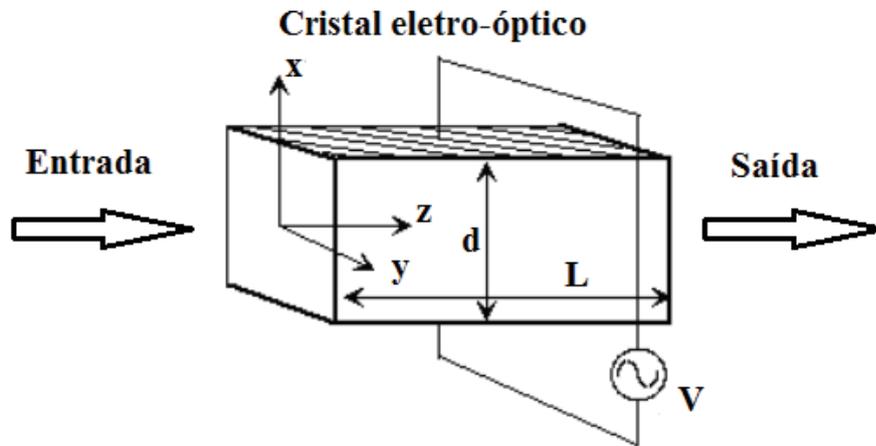
Pode-se observar, novamente, que os novos índices de refração variam linearmente com o campo elétrico aplicado (E_2).

2.2 Célula Pockels

Uma célula Pockels é composta por um cristal eletro-óptico e um par de eletrodos por onde é aplicado o campo elétrico externo. As disposições destes eletrodos em uma célula Pockels podem ocorrer de duas formas: transversal e longitudinal.

A forma transversal é empregada quando o campo elétrico externo é aplicado perpendicularmente à direção de propagação do feixe óptico, conforme ilustrado na Figura 5. Nesta configuração, a aplicação do campo elétrico pode ser feita através de placas metálicas paralelas ou tintas condutoras aplicadas nas superfícies laterais do elemento sensor.

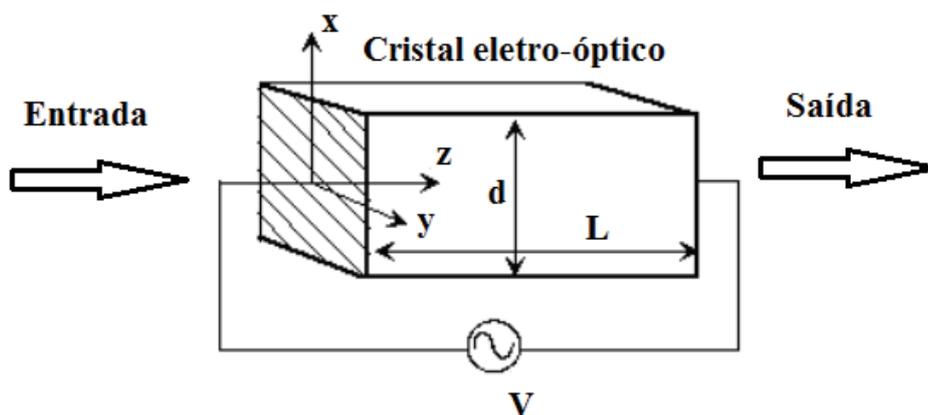
Figura 5 - Célula Pockels com campo elétrico transversal.



Fonte: Elaboração do autor.

Na forma longitudinal, Figura 6, tem-se o campo elétrico externo aplicado longitudinalmente ao cristal, ou seja, paralelo à direção de propagação do feixe óptico. Para permitir a passagem do feixe luminoso, os eletrodos devem ser feitos de material transparente ou vazados. Geralmente são utilizados como eletrodos, óxidos metálicos, filmes metálicos, grades ou anéis aplicados às faces opostas do elemento sensor.

Figura 6 - Célula Pockels longitudinal.



Fonte: Elaboração do autor.

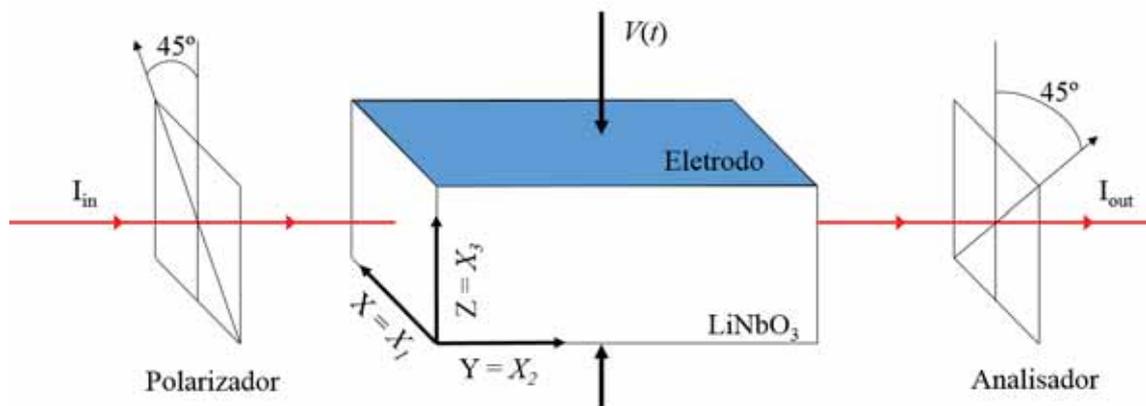
Dentre várias aplicações, a célula Pockels pode ser usada como modulador eletro-óptico ou como sensor eletro-óptico. Quando usada como modulador, a informação é disponível na forma de um campo elétrico modulador e inserida na fase da luz que passa através da célula. A luz então é transmitida a um receptor para que a informação seja

decodificada. (YARIV; YEH, 1984). O caso em que a célula Pockels é usada como sensor é o objeto de estudo das próximas seções.

2.3 Sensor Eletro-Óptico de Amplitude

Primeiramente, estuda-se o caso em que a propagação do raio óptico ocorre ao longo do eixo Y do cristal e o campo elétrico externo, gerado pela tensão $V(t)$, é aplicado ao longo do eixo Z. Na Figura 7 ilustra-se o esquema do modulador eletro-óptico de intensidade óptica com célula Pockels transversal. Este é composto por um polarizador, ajustado a um ângulo de 45° dos eixos cristalográficos X ou Z do cristal de LiNbO_3 , com a finalidade de acoplar, com iguais amplitudes, os modos ordinário e extraordinário. Na saída do cristal, encontra-se um segundo polarizador, com eixo deslocado angularmente de 90° em relação ao primeiro polarizador. Neste texto, a tensão elétrica $V(t)$ será denominada de tensão aplicada, enquanto o sinal fotodetectado será referido como sinal de saída ou tensão fotodetectada, $I(t)$ ou $v(t)$, conforme estabelecido a seguir.

Figura 7 - Esquema do sensor eletro-óptico de amplitude com campo elétrico externo aplicado em Z e propagação óptica em Y.



Fonte: Elaboração do autor.

O segundo polarizador, neste arranjo, é denominado de analisador, e tem a finalidade de analisar o estado de polarização da luz ao sair da célula Pockels, permitindo-se obter um feixe de saída na qual a informação da tensão elétrica $V(t)$ aplicada ao cristal encontra-se inserida na fórmula da intensidade óptica.

Esta é uma configuração clássica cujos detalhes podem ser encontrados no livro de Yariv e Yeh (1984). Esta configuração apresenta uma birrefringência natural, devido à

diferença entre os índices de refração ordinário e extraordinário (n_o e n_e , respectivamente) do cristal, bem como, uma birrefringência induzida pela aplicação de $V(t)$. Devido à birrefringência natural, o arranjo fica muito susceptível às variações de temperatura ambiente e de vibrações mecânicas, causando o fenômeno chamado desvanecimento (*fading*). Segundo Smith D. S, Riccius H. D e Edwin R. P (1976), os índices de refração n_o e n_e variam com a temperatura. Assim, a diferença entre os índices, $(n_e - n_o)$, também varia com a temperatura, embora muito pouco, da ordem de 1 ppm por °C. Contudo, como na faixa óptica λ é da ordem de $1 \mu\text{m} = 10^{-6} \text{ m}$, tem-se que $(n_e - n_o)/\lambda$ tem uma variação da ordem de $1 \text{ ppm} / 1 \mu\text{m} = 10^{-6} / 10^{-6} = 1 \text{ rad por } ^\circ\text{C}$, algo muito grande relativamente aos valores de fase induzida que se deseja medir, em torno de mrad. Em princípio, o efeito da vibração mecânica não é muito crítico ao sistema, entretanto, o processo de alinhamento dos componentes do modulador (laser, célula Pockels, polarizador e analisador) é algo delicado, e assim, é prudente se evitar trepidações excessivas da mesa óptica a fim de se evitar o desalinhamento dos componentes.

O alinhamento desse sistema não é uma tarefa trivial, devido ao elevado grau de paralelismo exigido entre a direção de propagação do feixe óptico com o eixo Y do cristal, e, entre os eixos dos polarizadores em relação aos eixos do cristal, tornando-se necessário ajustes extremamente delicados. Para tal são utilizados estágios de translação e rotação ajustados por parafusos micrométricos para garantir um bom alinhamento. A montagem do arranjo deve ser feita em mesa óptica a fim de minimizar vibrações indesejadas no sistema.

O procedimento de alinhamento consiste, primeiramente, em cruzar o polarizador e o analisador, sem inserir a célula Pockels no sistema. Para tal, ajusta-se o polarizador a 45° do plano horizontal estabelecido pela mesa óptica e, em seguida, monitora-se o sinal de saída com o fotodetector e rotaciona-se o analisador de forma que se anule o máximo possível o feixe de laser na saída do sistema. Isso garante que o polarizador e o analisador estão cruzados a 90° entre si.

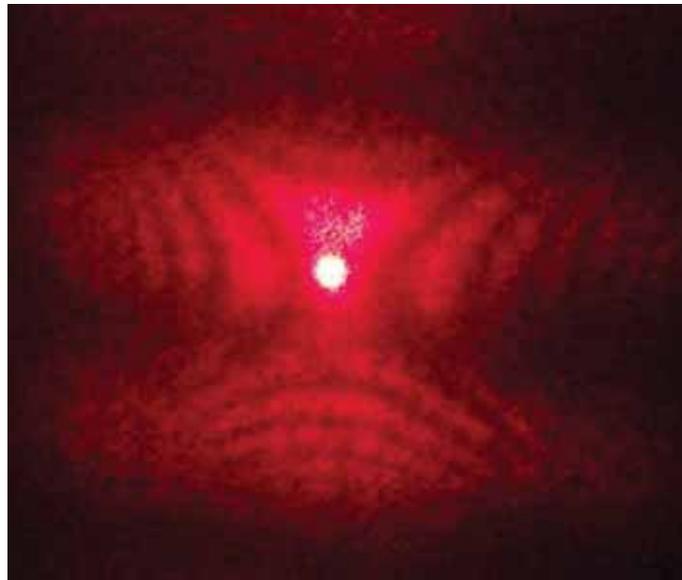
Inserindo a célula Pockels entre o polarizador e o analisador, esquematizado na Figura 7, a birrefringência natural do LiNbO_3 fará com que a intensidade óptica de saída seja novamente não-nula.

Ao se apaga completamente a iluminação do laboratório, observa-se que a célula Pockels fica iluminada, evidenciando um intenso espalhamento de luz no interior do LiNbO_3 . Assim, o feixe de saída (após o analisador) é composto pelo feixe de laser propriamente dito, e por luz espalhada ao redor de seu eixo longitudinal. (MARTINS, 2006).

Projetando-se essa luz de saída em um anteparo, obtém-se uma imagem similar a apresentada na Figura 8. O espalhamento faz com que uma parcela da luz se propague pelo cristal em direções diferentes do feixe principal, equivalente a uma emissão secundária de luz, segundo uma abertura angular na forma de cone divergente.

Com isso, aproveitando-se de um defeito de qualidade do cristal (o espalhamento) para auxiliar no alinhamento do laser com o eixo Y do cristal, basta ajustar o feixe principal do laser para que incida no centro da figura de interferência, como o da Figura 8. (MARTINS, 2006).

Figura 8 - Padrão de interferência experimental devido ao espalhamento da luz no cristal.



Fonte: Elaboração do autor.

A intensidade óptica na saída do sistema, a qual é proporcional ao sinal gerado pelo fotodetector, será: (YARIV; YEH, 1984)

$$I(t) = I_0 \text{sen}^2 \frac{\Delta\Psi}{2} \quad (32)$$

na qual I_0 é a intensidade óptica do laser após o polarizador e $\Delta\Psi$ o valor do retardo de fase total, que é a soma de duas parcelas: uma devido a birrefringência natural do cristal, ϕ_0 , e a outra devido a influência do campo elétrico externo, $\phi(t)$. Ambas serão identificadas a seguir.

Admite-se que o campo óptico possua polarização linear a 45° do eixo X_1 (X) ou X_3 (Z), de forma que excite os modos de polarização nas direções dos eixos X_1 e X_3 , com igual

amplitude. Se dois modos de propagação forem excitados na interface $X_2 = 0$ com a mesma fase, o retardo de fase total $\Delta\Psi$, após os campos percorrerem um comprimento L segundo Yariv (1985) será:

$$\Delta\Psi = (K^{(1)} - K^{(3)})L \quad (33)$$

sendo que $K^{(1)}$ e $K^{(3)}$ são os vetores de onda para as polarizações ópticas nas direções dos eixos X_1 e X_3 , respectivamente, e, L é o comprimento do cristal na célula Pockels.

Os dois modos de propagação, com deslocamento elétrico paralelo aos eixos X_1 e X_3 , possuem vetores de onda cujos módulos são dados por:

$$K^{(1)} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{X_1} \quad (34 a)$$

$$K^{(3)} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{X_3} \quad (34 b)$$

na qual n_{X_1} e n_{X_3} são os índices de refração do cristal, e λ o comprimento de onda do laser.

Substituindo-se (34 a) e (34 b) em (33), obtém-se:

$$\Delta\Psi = \left(\frac{2\pi}{\lambda} n_{X_1} - \frac{2\pi}{\lambda} n_{X_3} \right) L \quad (35)$$

Utilizando-se as expressões dos índices de refração deduzidas em (24 a) e (24 b), substituindo-as em (35), e, após algumas operações matemáticas tem-se:

$$\Delta\Psi = \frac{2\pi}{\lambda} (n_e - n_o)L - \frac{\pi}{\lambda} (n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}) E_3 L \quad (36)$$

Conforme já anunciado, observam-se dois tipos de atraso na fase quando se analisa a equação (36). A primeira parcela refere-se à birrefringência natural do cristal, ϕ_0 , que independe do campo elétrico, e, a segunda, que se deve a aplicação do campo elétrico externo $\phi(t)$. Esta, por sua vez, pode ser controlada ajustando-se a tensão aplicada $V(t)$. Assim, a primeira parcela devido a birrefringência natural do cristal, é:

$$\phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda}(n_e - n_o)L \quad (37)$$

sendo n_e e n_o os índices de refração ordinário e extraordinário do LiNbO₃.

Com o cristal inserido entre dois eletrodos, na forma de placas paralelas separadas por uma distância d , o campo elétrico, E , pode ser estabelecido a partir da tensão elétrica aplicada aos eletrodos:

$$E = \frac{V(t)}{d} \quad (38)$$

A partir de (38), considerando-se apenas a parcela influenciada pelo campo elétrico em (36), tem-se que o retardo de fase (ou retardo eletro-óptico) induzido pode ser definido como:

$$\phi(t) = \frac{\pi}{\lambda}(n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}) \frac{L}{d} V(t) \quad (39)$$

O valor de tensão elétrica aplicada ao cristal, e que proporciona um retardo eletro-óptico $\phi(t)$ de π radianos é denominado de tensão de meia-onda V_π . Substituindo-se $\phi(t) = \pi$ rad e $V(t) = V_\pi$ em (39), mostra-se que a tensão de meio-onda é dada por:

$$V_\pi = \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33} - n_o^3 r_{13}} \cdot \frac{d}{L} \quad (40)$$

A tensão de meia-onda normalmente é utilizada para comparar diferentes células Pockels, pois, quanto menor o valor de V_π , menor é a tensão necessária para alimentá-la. Por exemplo, quando são empregadas em telecomunicações, esta é uma característica desejável. Porém, neste trabalho, necessita-se de uma célula Pockels com altos valores de V_π , da ordem de dezenas de kV.

O valor de V_π pode ser estimado substituindo-se em (40) os parâmetros do LiNbO₃ medidos em $\lambda = 632,8$ nm: $n_o = 2,286$; $n_e = 2,2$; $r_{13} = 9,6$ pm/V e $r_{33} = 30,9$ pm/V. O cristal é tal que $d = 1,1$ mm e $L = 50,025$ mm. O resultado do cálculo conduz a $V_\pi = 64,92$ V.

Pode-se também obter $\phi(t)$, substituindo-se (40) em (39), obtendo-se assim:

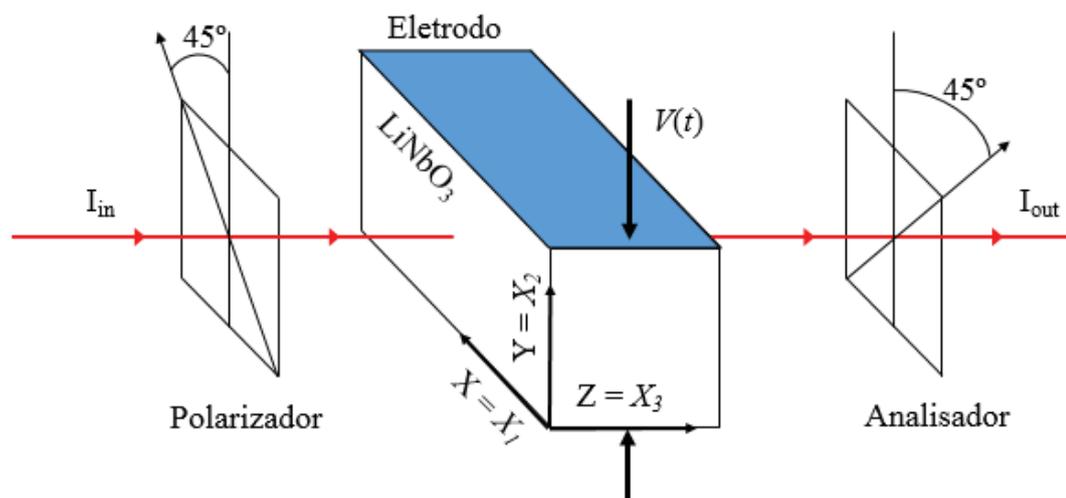
$$\phi(t) = \frac{\pi}{V_{\pi}} V(t) \quad (41)$$

Nota-se em (41) que, para um mesmo valor de tensão aplicada $V(t)$, quanto menor o V_{π} , maior será o retardo de fase induzida $\phi(t)$.

Obviamente, como este valor de V_{π} é muito pequeno, fica inviável de se implementar um sensor óptico de tensões elevadas. Por este motivo, montou-se outra célula Pockels que tem a capacidade de operar com V_{π} da ordem de kV. A seguir, é então, apresentada a nova configuração do sensor e, conseqüentemente, o cálculo de seu V_{π} .

A nova configuração do sensor eletro-óptico, ilustrada no esquema da Figura 9, está associada ao segundo caso estudado na seção 2.1. Esta célula tem o campo elétrico externo agora aplicado na direção Y do cristal e o feixe de laser propaga-se na direção do eixo óptico Z. Optou-se em trabalhar com o feixe de laser propagando no eixo óptico Z, onde não ocorre birrefringência natural, mas apenas a birrefringência induzida, como será apresentado a seguir. Assim, nesta configuração, a variação do V_{π} com a temperatura é uma ordem de grandeza menor que aquela onde ocorre a birrefringência natural. Como a propagação ocorre em Z, esta configuração é menos susceptível ao desvanecimento do sinal devido as variações de temperatura ambiente.

Figura 9 - Esquema do novo sensor eletro-óptico de amplitude com campo elétrico externo aplicado em Y e propagação óptica em Z.



Fonte: Elaboração do autor.

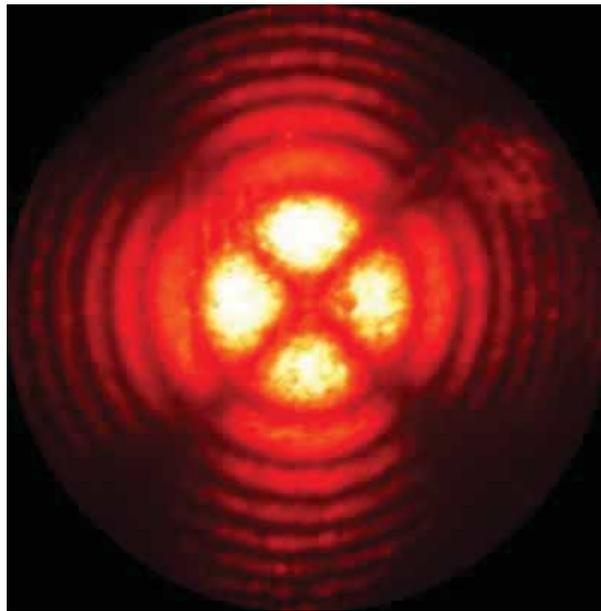
O procedimento de alinhamento é similar ao feito com a célula Pockels mencionada anteriormente: primeiramente, cruzam-se o polarizador e o analisador, sem inserir a célula

Pockels. Para tal, ajusta-se o polarizador a 45° do plano horizontal estabelecido pela mesa óptica e, em seguida, monitora-se o sinal de saída com o fotodetector e rotaciona-se o analisador de forma que se anule o máximo possível o feixe de laser na saída do sistema. Isso garante que o polarizador e o analisador estão cruzados a 90° entre si.

Inserindo a célula Pockels entre o polarizador e o analisador, esquematizado na Figura 9, a anisotropia do LiNbO_3 , nesta configuração, fará com que a intensidade óptica de saída seja novamente não-nula.

Projetando-se a luz de saída em um anteparo, obtém-se uma imagem similar a apresentada na Figura 10. O alinhamento necessita um descruzamento parcial dos polarizadores, o que fará aparecer o feixe principal do laser. Assim, ao posicionar o feixe principal no centro da figura de espalhamento, reposiciona-se os polarizadores a 90° entre si, com isso, o sistema estará alinhado.

Figura 10 - Padrão de interferência experimental devido ao espalhamento da luz no cristal.



Fonte: Elaboração do autor.

Partindo da equação (32), o novo retardo eletro-óptico para um campo óptico que possua polarização linear a 45° do eixo X_1 (X) ou X_2 (Y) (de forma que excite os modos de polarização nas direções dos eixos X_1 e X_2 , com igual amplitude) será:

$$\Delta\Psi' = \left(K'^{(1)} - K'^{(2)} \right) L \quad (42)$$

sendo que $K^{(1)}$ e $K^{(2)}$ são os vetores de onda para as polarizações ópticas nas direções X_1 e X_2 , respectivamente, L é o comprimento do cristal na célula Pockels.

Os dois modos de propagação, com deslocamento elétrico paralelo aos eixos X_1 e X_2 , possuem vetores de onda:

$$K'^{(1)} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{x'_1} \quad (43 a)$$

$$K'^{(2)} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{x'_2} \quad (43 b)$$

Substituindo-se os termos $n_{x'_1}$ e $n_{x'_2}$ em (43 a-b) pelos índices de refração em (31 a) e (31 b), respectivamente, na equação (41), é possível obter o retardo eletro-óptico induzido para esta configuração:

$$\Delta\Psi' = \frac{2\pi}{\lambda} (n_o^3 r_{22}) E_2 L \quad (44)$$

Observa-se que nesta configuração não há ocorrência da birrefringência natural, mas apenas a birrefringência induzida, o que faz, por exemplo, que esta nova configuração possua maior imunidade ao desvanecimento do sinal devido as variações de temperatura ambiental.

Substituindo-se (38) em (44), verifica-se que o retardo eletro-óptico induzido pode ser definido como:

$$\phi'(t) = \frac{2\pi}{\lambda} (n_o^3 r_{22}) \frac{L}{d} V(t) \quad (45)$$

Partindo-se da equação (45), obtém-se a tensão de meia-onda V_π , substituindo-se $\phi'(t) = \pi$ e $V(t) = V_\pi$:

$$V_\pi = \frac{\lambda}{2n_o^3 r_{22}} \frac{d}{L} \quad (46)$$

conhecidos todos os parâmetros do material, torna-se possível encontrar o valor teórico de V_π . Assim, dados o comprimento de onda do laser de Hélio-Neônio $\lambda = 632,8$ nm, o índice de refração $n_o = 2,286$, o coeficiente eletro-óptico $r_{22} = 6,8$ pm/V, e, o cristal tendo dimensões,

$L = 10,258$ mm e $d = 9,924$ mm (comprimento e espessura do cristal, respectivamente) calcula-se $V_{\pi} = 3,768$ kV.

Segundo Martins (2006), a intensidade óptica detectada pelo fotodetector em ambas as configurações apresentadas anteriormente, dada em (32), também pode ser apresentada na seguinte forma:

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{I_0}{2} \{1 - \cos\Delta\Psi\} \\ &= \frac{I_0}{2} \{1 - \cos[\phi(t) + \phi_0]\} \end{aligned} \quad (47)$$

o que corresponde a um sinal PM (*Phase Modulation*) sem portadora. (CARLSON; CRILLY; RUTLEDGE, 2002). Esta expressão é bastante similar ao sinal de saída de um interferômetro homódino de dois feixes (BERTON, 2013; BERTON; KITANO; HIGUTI, 2010; GALETI, 2012), onde a informação está inserida na fase da luz, e, que permite a elaboração de um SOT, na qual, a informação sobre o valor instantâneo da tensão $V(t)$ inserida em $\phi(t)$ é transmitida a um receptor para posterior recuperação.

A seguir, será apresentado um método de demodulação capaz de recuperar $\phi(t)$ de (47), denominado “Método de Segmentação do Sinal Amostrado”. (GALETI, 2012).

3 MÉTODO DE SEGMENTAÇÃO DO SINAL AMOSTRADO - SSA

Em 2012, Galeti (2012) propôs o método de segmentação do sinal amostrado (SSA), com vistas para aplicações em medições de nanovibrações em atuadores e mini manipuladores piezoelétricos. Diferentemente de outros métodos já estudados no LOE, como os métodos baseados no espectro do sinal fotodetectado na saída de interferômetros, como o J1...J4 (SUDARSHANAM; SRINIVASAM, 1989), o de Pernick (PERNICK, 1973), o J_m & J_{m+2} (MARÇAL *et al.*, 2012) ou o n-CPM (GALETI *et al.*, 2013), este é um método desenvolvido totalmente no domínio do tempo. O método SSA foi inspirado inicialmente na técnica de demodulação de fase óptica para sinais de baixa profundidade de modulação. Entretanto, ao contrário deste último, que é adequado para se medir somente desvios de fase cujas amplitudes sejam muito menores a $\pi/2$ rad, o método SSA gera resultados práticos até 200 rad ou mais, sendo limitado principalmente pela largura de banda do sistema de aquisição de dados. O método SSA mostrou-se eficiente diante da incidência de ruído eletrônico, com resolução de 0,001 rad. Uma vantagem fundamental deste novo método sobre o método de baixa profundidade de modulação é que o interferômetro não necessita operar na condição de quadratura de fase, ou seja, com ϕ_0 ajustado em $\pi/2$ rad. Na verdade, o método SSA é imune a variação aleatória de ϕ_0 , e, inclusive, é capaz de medir o seu valor atual, no instante da amostragem do sinal. Outra vantagem é que o método SSA permite operar com sinais periódicos não-senoidais (desde que entre um ponto de máximo e mínimo absoluto que definem o semiciclo não se contenham pontos cuja derivada seja zero), algo impraticável com os métodos baseados no espectro do sinal fotodetectado. Por fim, cita-se que, aliado a um versátil sistema de automatização da amostragem dos sinais de saída do interferômetro, o método SSA proporciona grande simplicidade computacional durante a etapa de demodulação da fase óptica.

Conforme discutido anteriormente, existe uma grande similaridade entre o sinal interferométrico e o sinal de saída de um modulador eletro-óptico de amplitude, dado por (47). Uma exceção, é que o sinal algébrico (-) em (47) torna-se invertido (+) no caso do interferômetro. Entretanto, isto não tem grandes consequências para os objetivos propostos neste trabalho, e assim, grande parte da formulação matemática desenvolvida por Galeti (2012) pode ser empregada aqui sem restrições.

No método SSA de Galeti (2012), supõe-se que o sinal de entrada aplicado a célula Pockels $V(t)$ é periódico, provocando-se uma variação de fase óptica $\phi(t)$ periódica,

gerando-se um sinal periódico na saída do interferômetro $v(t)$, o qual é proporcional a $I(t)$ em (47).

Conforme será mostrado, o método SSA é baseado no processo de inversão de funções trigonométricas. Desta forma, parte-se da equação do sinal fotodetectado definida em Galeti (2012), apresentada a seguir:

$$\begin{aligned} v(t) &= A[1 + V\cos(\phi(t) + \phi_0)] \\ &= A[1 + V\cos\phi(t)\cos\phi_0 - V\sin\phi(t)\sin\phi_0] \end{aligned} \quad (48)$$

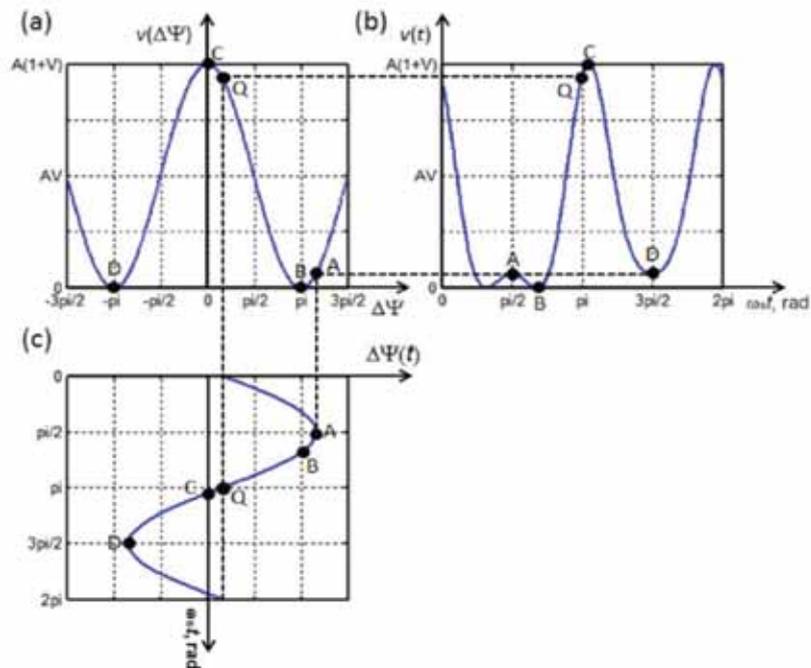
sendo A uma constante que depende da potência do laser e da responsividade do fotodiodo. Em interferometria, o fator V é denominado de visibilidade, podendo variar entre 0 e 1. A visibilidade contém informação sobre o contraste das franjas de interferência, e sofre influência do grau de coerência do laser, do alinhamento entre os feixes superpostos sobre o fotodetector, do paralelismo entre as polaridades dos feixes, da difração dos feixes, das diferentes potências ópticas acopladas a cada braço do interferômetro, dentre outros. No caso particular do modulador eletro-óptico, em princípio, o valor de V deveria ser igual a 1 (contraste máximo), em vista que ambos os feixes, ordinário e extraordinário, sempre estarem superpostos. Porém, pequenos desalinhamentos durante o acoplamento dos modos ao cristal podem surgir, por exemplo, se os eixos X e Z do LiNbO_3 não estiverem perfeitamente identificados (mesmo por erros tão pequenos quanto alguns milésimos de radianos). Com isso, as amplitudes de campo elétrico dos modos ordinário e extraordinário não serão igualmente excitadas quando o polarizador for ajustado a 45° do eixo horizontal na face de entrada do cristal, sendo o que basta para que a visibilidade não seja unitária. Por causa disso, o fator visibilidade ainda será empregado na formulação. Neste caso, contudo, V deve variar entre 0 e -1, a fim de se adequar ao fato da inversão de sinal algébrico na expressão de $v(t)$, como descrito acima.

Nas Figuras 11 (a), (b) e (c) são apresentados exemplos de gráficos típicos da relação entrada-saída do interferômetro ($v \times \Delta\Psi$), do sinal de saída ($v \times \omega_s t$) e da fase de entrada ($\Delta\Psi \times \omega_s t$), respectivamente (sendo ω_s a frequência do sinal de excitação $V(t)$). Deve-se lembrar que $\Delta\Psi = \phi(t) + \phi_0$. Por simplicidade considera-se que $\phi(t)$ seja senoidal, do tipo:

$$\phi(t) = x\sin\omega_s t \quad (49)$$

sendo x o índice de modulação do sinal fotodetectado. O gráfico encontra-se segmentado em trechos AB, BC e CD, e daí, se origina a designação de “método de segmentação do sinal amostrado”.

Figura 11 - Gráfico da relação entrada-saída do interferômetro.



Fonte: (GALETI, 2012).

Conforme discutido na seção 2.3, existe uma relação de proporcionalidade entre $V(t)$ e $\phi(t)$, dada por (41). Assim, se a tensão aplicada à célula Pockels, $V(t)$, for senoidal, o desvio de fase óptica entre os modos de propagação no cristal, $\phi(t)$, também será senoidal. Como $V(t)$ é o sinal de excitação, costuma-se chamá-lo de tensão de entrada, sendo que o mesmo se aplica a $\phi(t)$, o desvio de fase de entrada. Sendo o desvio de fase total dado por $\Delta\Psi(t) = \phi(t) + \phi_0$, percebe-se que $\Delta\Psi(t)$ também é senoidal, a menos do valor de ϕ_0 , o qual é considerado constante (pelo menos durante o instante da amostragem). Por isso, $\Delta\Psi(t)$ também será denominada de “sinal de entrada”.

Na Figura 11, o sinal de entrada $\Delta\Psi(t)$ emprega a relação de transferência ($v \times \Delta\Psi$) a fim de se obter a saída $v(t)$. Contudo, o método proposto nesta dissertação consiste em realizar o procedimento inverso, isto é, conhecendo o sinal interferométrico de saída $v(t)$, em mV, procura-se obter o sinal de entrada $\Delta\Psi(t)$, em rad.

Ou seja, a partir do trecho ABCD do sinal de saída $v(t)$ é possível recuperar o sinal de fase $\Delta\Psi(t)$. Como $\Delta\Psi(t) = \phi(t) + \phi_0$, se $\phi(t)$ possuir valor médio nulo, então ϕ_0

corresponderá simplesmente à componente DC de $\Delta\Psi(t)$. Por sua vez, uma vez determinado $\phi(t)$ pode-se obter a tensão aplicada através de (41). A este sistema designa-se o nome de sensor óptico de tensão (SOT).

Define-se a função $v_A(t)$ a partir de (48), desconsiderando-se a constante A , conforme:

$$v_A(t) = v(t) - A = AV\cos(\Delta\Psi) = AV\cos(\phi(t) + \phi_0) \quad (50)$$

Se ϕ_0 for arbitrário, então, considerando-se (49) em (50), e, com o auxílio das seguintes relações matemáticas: (ABRAMOWITZ; STEGUN, 1972)

$$\cos(x\text{sen}\theta) = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x)\cos 2n\theta, \quad (51 a)$$

e

$$\text{sen}(x\text{sen}\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(x)\text{sen}[(2n-1)\theta], \quad (51 b)$$

sendo que $J_n(x)$ são funções de Bessel de 1ª espécie e ordem n , obtém-se:

$$v_A(t) = AV\cos\phi_0 \left[J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x)\cos(2n\omega_s t) \right] + \\ -AV\text{sen}\phi_0 \left[2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(x)\text{sen}((2n-1)\omega_s t) \right] \quad (52)$$

Conclui-se, portanto, que deve-se tomar o cuidado de não confundir A como a componente DC (valor médio) de $v(t)$. De fato, inserido em $v_A(t)$ existe uma outra componente DC, relacionada com a parcela $J_0(x)$. Ou seja, $v_A(t)$ não pode ser obtida simplesmente usando o acoplamento AC de um osciloscópio, por exemplo.

O valor da constante A pode ser medido a partir da média aritmética dos valores máximos e mínimos do sinal fotodetectado $v(t)$. Os valores de máximo e mínimo ocorrem quando $\cos(\Delta\Psi)$ em (48) tornam-se iguais a +1 e -1, respectivamente:

$$\frac{\max[v(t)] + \min[v(t)]}{2} = \frac{A(1 + V) + A(1 - V)}{2} = A \quad (53)$$

Por outro lado, a constante AV pode ser medida a partir de:

$$\frac{\max[v(t)] - \min[v(t)]}{2} = \frac{A(1 + V) - A(1 - V)}{2} = AV \quad (54)$$

o qual, uma vez conhecida, pode-se considerar que o sistema esteja calibrado.

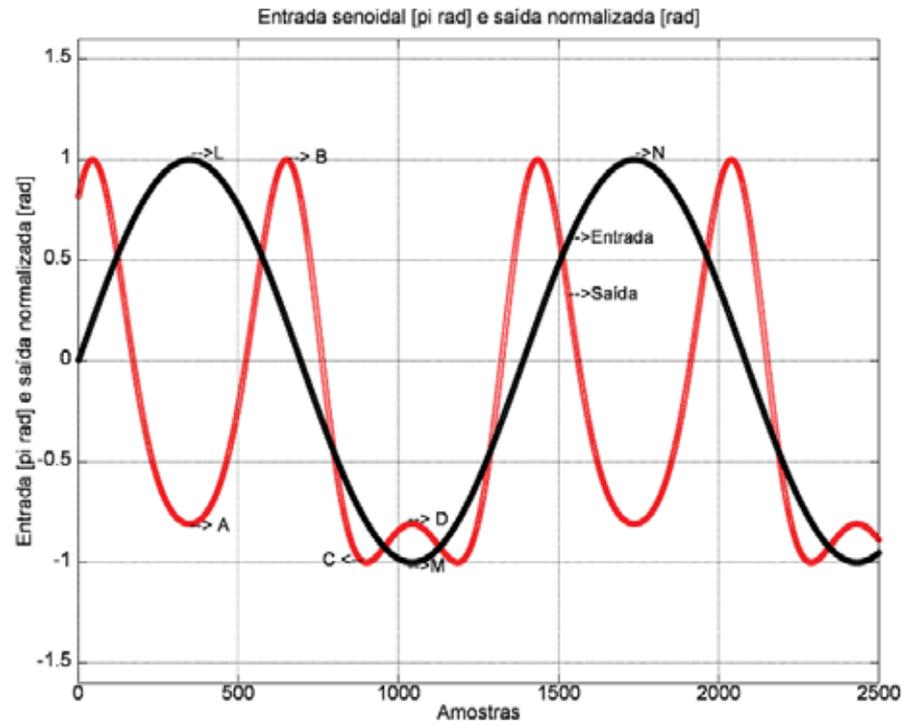
Dessa forma define-se a tensão normalizada de (50), como:

$$v_n(t) = \frac{v_A(t)}{AV} = \cos\Delta\Psi = \cos(\phi(t) + \phi_0) \quad (55)$$

Na prática (em laboratório), e, quando possível, tem-se acesso às formas de onda de $V(t)$ e de $v(t)$, como ocorre em medições interferométricas. No caso do SOT, contudo, $V(t)$ não está acessível. Neste caso o problema consiste em recuperar $\Delta\Psi(t)$, e daí, $V(t)$, conhecendo-se apenas $v(t)$. Entretanto, objetivando-se explicar o método ao leitor, neste texto, supõe-se que $\Delta\Psi(t)$ é disponível; na verdade supõe-se $\phi(t)$ ou $V(t)$ disponíveis. Tanto $\Delta\Psi(t)$ quanto $\phi(t)$ ou $V(t)$ serão aqui designados como “sinais de entrada” do interferômetro.

Inicialmente divide-se o sinal de entrada, mostrado na Figura 11, em segmentos entre pontos de máximos a pontos de mínimos, onde o período do sinal de entrada está compreendido entre dois valores de máximo. O sinal interferométrico de saída, por sua vez, também é dividido em segmentos, cada qual, contido entre dois pontos consecutivos de derivada zero, que são máximos e mínimos locais. Na Figura 12 também são ilustrados esses segmentos: no sinal de entrada são os segmentos LM e MN, e, no sinal de saída são os segmentos AB, BC e CD. Neste exemplo, considerou-se um sinal $\phi(t)$ senoidal com amplitude igual a (ou índice de modulação, x) π rad de pico, 2500 amostras e $\phi_0 = 0,2 \pi$ rad. A simulação é realizada em Matlab.

Figura 12 - Gráfico contendo os sinais de entrada e de saída do interferômetro segmentados.



Fonte: (GALETI, 2012).

A seguir é apropriado reescrever a relação de cosseno (55) como:

$$v_n(t) = \cos(\phi(t) + \phi_0) = \mp \cos(\phi(t) + \phi_0 \pm n\pi) \quad (56)$$

ou então na forma de seno:

$$v_n(t) = \mp \text{sen}\left(\phi(t) + \phi_0 + \frac{\pi}{2} \pm n\pi\right) \quad (57)$$

para $n=0,1,2,\dots$. A partir desta expressão, pretende-se extrair $\phi(t)$. Neste texto, a expressão de $\phi(t)$ recuperado (em 1/2 de ciclo) será designada por $\phi_r(t)$.

Determinam-se os segmentos equivalentes ao sinal de saída demodulado discretizado $\Delta\Psi(M)$, designando-se $\phi(t)$ por $\phi_r(M)$ em (50) e assumindo o inverso da função seno:

$$\pm \arcsen(v_n(M)) = \phi_r(t) + \phi_0 + \frac{\pi}{2} \pm n\pi \quad (58)$$

na qual M indica um tempo discreto, podendo ser medido em amostras, para $n=0,1,2,\dots$

No método proposto, recupera-se a função composta:

$$\Psi_r(M) = \phi_r(M) + \phi_0 + \frac{\pi}{2} \quad (59)$$

tal que (58) conduz a:

$$\Psi_r(M) = \pm \arcsen(v_n(M)) \mp n\pi \quad (60)$$

O valor da fase quase estática ϕ_0 pode ser obtido a partir do valor médio $\Psi_r(M)$ em (59):

$$\langle \Psi_r(M) \rangle = \langle \phi_r(M) \rangle + \phi_0 + \frac{\pi}{2} \quad (61)$$

sendo que $\langle \cdot \rangle$ denota valor médio temporal.

Lembrando que o desvio de fase recuperado ao final do processo $\phi_r(M)$ resulta em senoide, conclui-se que:

$$\langle \phi_r(M) \rangle = 0 \quad (62)$$

e

$$\langle \Psi_r(M) \rangle = \phi_0 + \frac{\pi}{2} \quad (63)$$

a partir da qual se extrai o valor de ϕ_0 .

Então, de (58) obtém-se $\phi_r(M)$ para cada segmento do sinal $v_n(M)$, conforme:

$$\phi_r(M) = \pm \arcsen(v_n(M)) - \phi_0 - \frac{\pi}{2} \mp n\pi \quad (64)$$

Ao usar os índices $n = 0, 1$ e 2 tem-se apenas três segmentos AB, BC e CD. Caso o índice de modulação x se torne mais elevado, o número de segmentos entre os pontos críticos de $v_n(M)$ é maior que três, e então, será seja necessário usar valores de n superiores a 2.

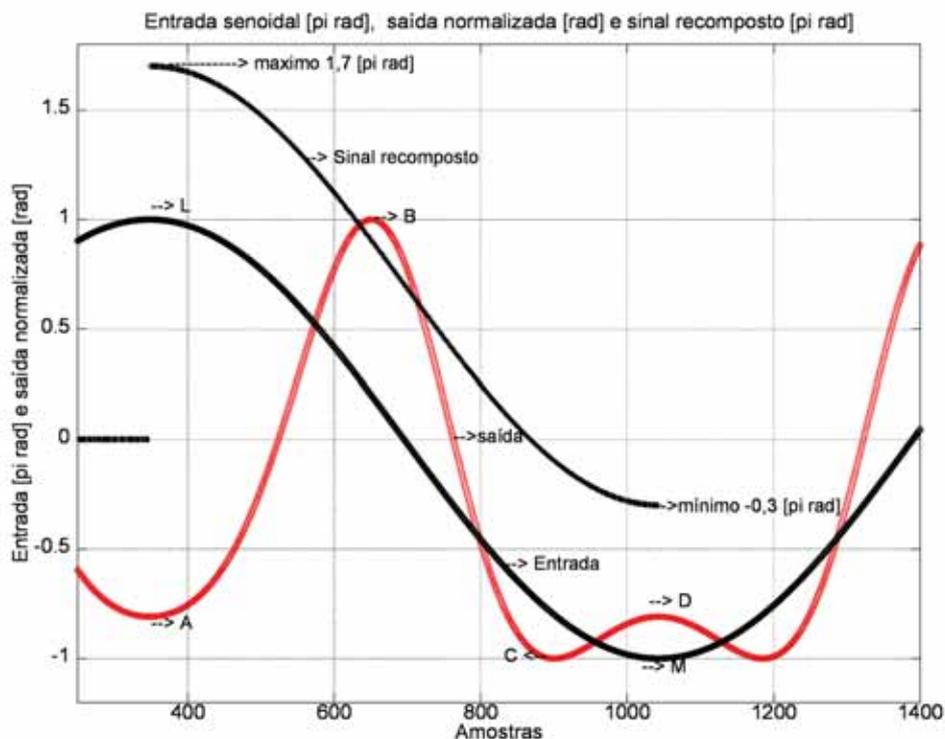
Determina-se o sinal inicial do arco-seno e o sinal algébrico de $n\pi$ em (60), a partir do ponto de derivada zero que indica o início de um semiciclo, e o ponto seguinte de derivada

zero do sinal de saída fotodetectado. Caso o valor do ponto de início seja menor que o valor do ponto seguinte, inicia-se um semiciclo decrescente do sinal demodulado e vice versa. O sinal algébrico do arco-seno no início de um semiciclo crescente ou decrescente, é sempre positivo. Por sua vez, o sinal de $n\pi$, é negativo para o semiciclo decrescente, e vice versa. (GALETI, 2012).

Partindo do ponto de derivada zero, a cada nova ocorrência de uma derivada zero o sinal algébrico do arco-seno se inverte, e assim, é acrescido 1 ao valor de n . Esse processo repete-se até o final do semiciclo. Dessa forma, cada novo semiciclo inicia-se com o valor final do anterior.

Observa-se na Figura 13, o sinal demodulado $\Psi_r(t)$, reconstruído a partir dos segmentos AB, BC e CD do sinal $v_n(t)$. Como esperado, $\phi_r(t)$ é senoidal, com π rad de pico, e, sendo o valor médio de $\Psi_r(t)$ igual a $0,7\pi$ rad, conclui-se que $\phi_0 = 0,2\pi$ rad. Isto comprova a eficácia da técnica.

Figura 13 - Gráfico dos sinais de entrada, saída e reconstruído pelo método SSA.



Fonte: (GALETI, 2012).

Enfatiza-se que o método SSA originalmente desenvolvido, visava a caracterização de atuadores piezoelétricos em interferometria óptica, onde a sincronização do sinal de saída reconstruído com o de entrada podia ser realizada sem dificuldades, pois os sinais

fotodetectado $v(t)$ e de entrada $V(t)$ eram de baixa tensão. Isto era feito pois tinha-se o objetivo de se medir o tempo de atraso entre a excitação elétrica e a resposta mecânica do atuador. No caso do SOT, contudo, como o objetivo é descobrir como é o sinal de entrada, sua forma temporal e suas componentes harmônicas, a sincronização torna-se desnecessária. Assim, a determinação dos semiciclos se faz a partir dos pontos de máximos e mínimos locais (ou pontos de derivada zero) e que não são máximos e mínimos absolutos, ou seja, pontos que estão contidos entre os valores do sinal normalizado cujo máximo é 1 e o mínimo é -1.

O fluxograma contendo o funcionamento do método SSA implementado no DSP para o processamento do sinal de saída do SOT, encontra-se no próximo capítulo.

4 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS - DSP

DSPs (do inglês, *Digital Signal Processors*) são microprocessadores que podem ser programados para operar em tempo real e com velocidades de processamento superiores aos microcontroladores genéricos. Estes dispositivos são encontrando em uso desde telefones celulares a instrumentos científicos avançados. (SMITH, 1999). No caso desta dissertação, explora-se o kit eZdsp F28335 da Texas Instruments (TI).

Sendo programável, os fabricantes de DSPs disponibilizam seus próprios códigos de instruções, bem como o ambiente de desenvolvimento integrado (IDE, do inglês, *Integrated Development Environment*), tornando fácil e rápida a manipulação do microprocessador.

O DSP comunica-se com o computador, utilizado para a programação, por meio da interface USB. O *software* utilizado para programação do DSP é o *Code Composer Studio* (CCS), que permite escrever, compilar e carregar o código no DSP em C/C++ e em Assembler.

O CCS é uma potente ferramenta para analisar e depurar o código em tempo real, pois possui ferramentas úteis na fase de *debug* do programa, e, também para gravação na memória *flash*. O DSP só passa a operar em modo autônomo, quando o programa desenvolvido é gravado em sua memória *flash*.

4.1 A Placa eZdsp TMS320F28335

Neste trabalho utilizou-se o kit eZdsp F28335 ilustrado na fotografia da Figura 14. Está plataforma é equipada com um controlador de sinais digitais DSC (do inglês, *Digital Signal Controller*) TMS320F28335 da Texas Instruments de ponto-flutuante, o que a torna excelente para desenvolvimento e avaliações de aplicações que possuam funcionalidades em tempo real, tendo as seguintes características (TEXAS INSTRUMENTS, 2012, p. 10):

- a) Velocidade de processamento de 150 MHz;
- b) Unidade de ponto-flutuante de 32 bits;
- c) Chip de memória Flash de 512 Kb;
- d) Chip de memória SRAM de 256 Kb;
- e) Conversor ADC de 12 bits e 16 canais;
- f) Taxa de conversão de 80 ns – 12,5 MHz
- g) Multiplexador de canal de entrada
- h) Conversão simultânea
- i) Múltiplos conectores de expansão (Analógicos, I/O);
- j) Opera com 5 V fornecido por um adaptador AC;
- k) Emulador IEEE 1149.1 JTAG na placa.

Figura 14 - Fotografia do kit experimental eZdsp F28335.



Fonte: Elaboração do autor.

Concomitantemente, são fornecidos com o eZdsp F28335 os seguintes arquivos e programas:

- a) TI F28xx *Code Composer Studio* (CCS) v. 3.3;
- b) TI Flash APIs para suporte do F28335;
- c) TI F28335 arquivos de cabeçalho e exemplos de programas.

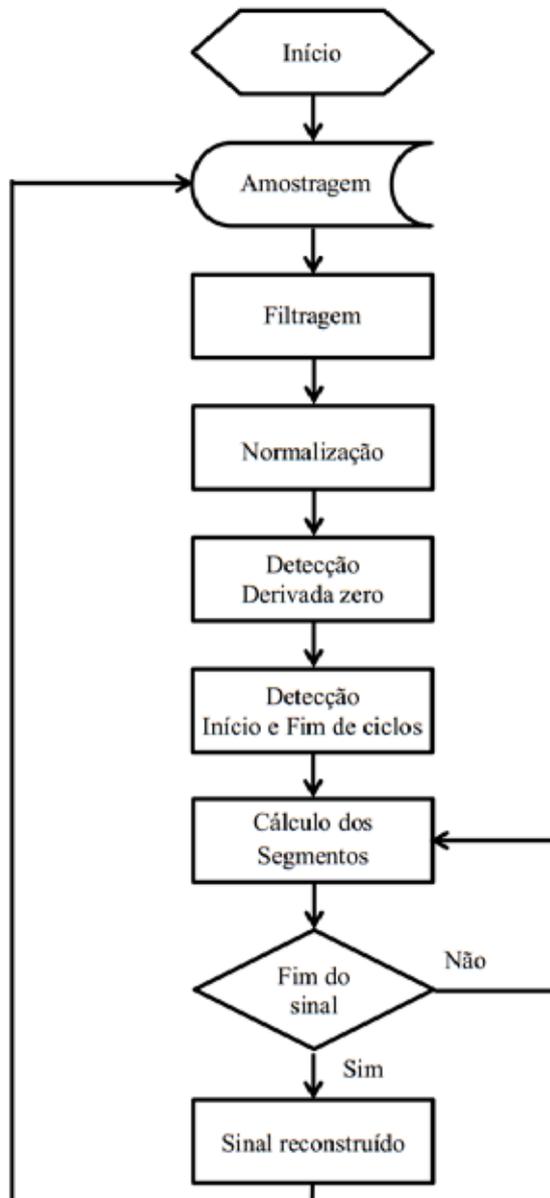
Encontra-se disponível no Apêndice A, um breve resumo das características da placa eZdsp F28335, como: mapa de memória, interrupções, conversor analógico-digital e ambiente de programação.

4.2 Funcionamento do Método SSA Implementado no DSP

O método SSA para detecção de fase interferométrica foi discutido em detalhes no capítulo 3. Este método originalmente foi criado para operar em ambiente Matlab. Uma contribuição desta dissertação consiste em adaptá-lo ao código do DSP da TI, voltado para aplicação em SOT.

A Figura 15 apresenta o fluxograma de funcionamento do método SSA implementado no DSP.

Figura 15 - Fluxograma de funcionamento do método implementado no DSP.



Fonte: Elaboração do autor.

Bloco de Amostragem: O sinal de saída interferométrico é amostrado e armazenado em uma variável com 2048 pontos discretos do sinal.

Bloco de Filtragem: O sinal armazenado na variável é, então, filtrado para a retirada do eventual ruído que possa haver no sinal. Utilizou-se um filtro FIR de fase linear, com características passa baixa de ordem 63, com faixa de passagem de 0 a 1500 Hz e frequência de rejeição em 3000 Hz.

Bloco de Normalização: Nesta etapa, é realizada a normalização do sinal para que este fique compreendido entre os valores 1 e -1.

Bloco de Detecção de derivada zero: Aqui localizam-se e armazena-se em variáveis, os pontos que contenham derivada zero.

Bloco de Detecção Início e Fim de ciclo: Localiza-se, dentre todos os pontos de derivada zero e que não sejam pontos de máximo ou mínimo (1 e -1), os pontos de início e fim de ciclo.

Bloco de Cálculo dos segmentos: Com os pontos de início e fim de ciclo, e, início e fim de segmento, procede-se com o cálculo de cada ponto do sinal. Nesta etapa, o método SSA utiliza a função arco seno em cada ponto do segmento, e, ao fim de cada segmento, é acrescentado o valor de $\pm \pi/2$ rad ao começo do novo segmento, até o final do ciclo.

Bloco de Fim do sinal: Verifica se chegou ao final do sinal amostrado. Caso se tenha chegado, sai do *loop* de cálculo e apresenta-se o sinal reconstruído; se não, volta-se e processa um novo ciclo.

Bloco de Sinal reconstruído: Apresenta-se o sinal interferométrico reconstruído pelo método SSA. Retorna-se para um novo processo de aquisição e reconstrução do sinal interferométrico de saída.

A codificação do *software* de aquisição e processamento dos sinais de saída fotodetectados provenientes do SOT, encontra-se disponível no Apêndice B.

4.3 Análise Sobre a Utilização Prática do DSP

Normalmente as aquisições dos sinais são feitas, no LOE, por meio de osciloscópio que, após serem armazenadas em um computador, procede-se aos seus processamentos. O uso do DSP para a aquisição e processamento de um sinal interferométrico fotodetectado proporciona certas vantagens em comparação ao procedimento tradicional.

Com a utilização do DSP as etapas de aquisição e processamento podem ser realizados de maneira totalmente independente da instrumentação e do computador. Na verdade, embora o DSP possa ser totalmente autônomo, no caso do eZdsp F28335, ainda há a necessidade de se estar conectado a um computador, pois este não dispõe de meios para apresentar visualmente o resultado obtido.

Neste trabalho, primeiramente empregou-se o DSP apenas para aquisição e filtragem do sinal fotodetectado na saída do SOT, para posterior processamento no Matlab. Em seguida, modificações no método (SSA) foram realizadas para sua implementação no DSP.

Uma das dificuldades na utilização deste DSP está em adequar o sinal de saída do SOT à faixa de tensão de entrada permitida, que é de 0 a 3 V. No entanto, como foi utilizado

um fotodetector comercial que tem ajuste de ganho, foi possível adequar o sinal fotodetectado para a faixa em que o DSP opera.

Visando a investigação das indesejáveis componentes harmônicas que um sinal de alta tensão eventualmente venha a ter, e, para validar o sinal de saída reconstruído que é adquirido pelo DSP, aquisições síncronas entre o DSP e o osciloscópio podem ser feitas e comparadas entre si para avaliar a concordância. Para isso, utilizou-se a porta GPIO do DSP, na qual, por *software*, gerou-se um pulso de sincronismo, possibilitando que ambas as aquisições fossem realizadas a partir do mesmo sinal no tempo.

No próximo capítulo serão descritos os aparatos experimentais e os resultados preliminares obtidos com a demodulação de sinais provenientes do SOT adquiridos tanto pelo DSP quanto pelo osciloscópio. Os processamentos dos sinais também serão realizados de duas formas para efeito de comparação: através de Matlab e através do DSP propriamente dito.

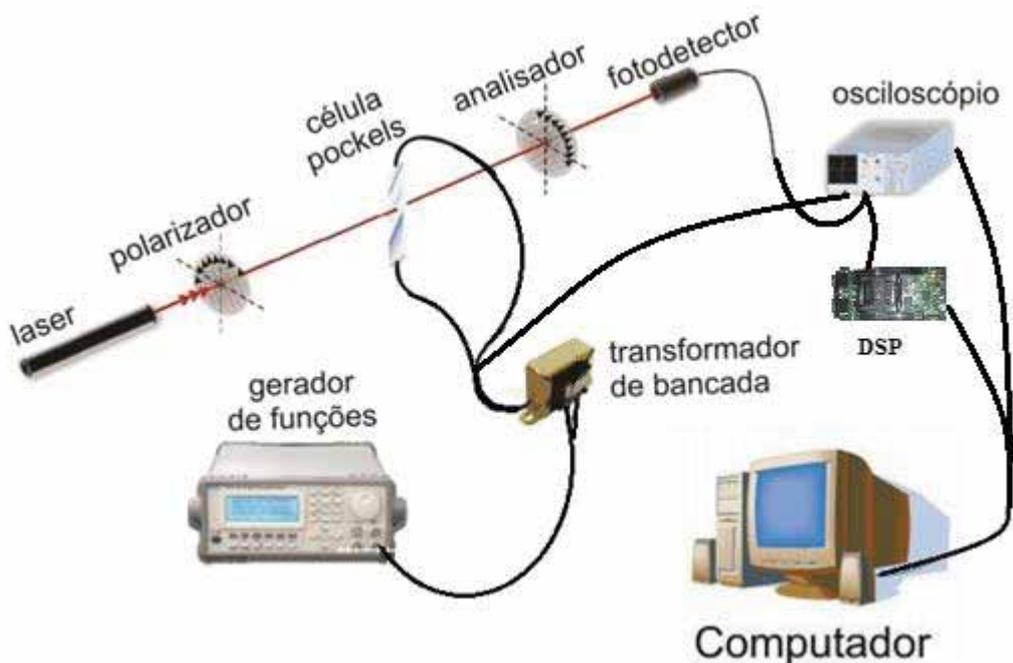
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos com a demodulação que o método SSA proporcionou com os sinais fotodetectados. Foram utilizados sensores ópticos de tensão montados no LOE. Primeiramente, serão apresentados os resultados para baixa tensão, que tiveram a finalidade de comprovar a viabilidade do método SSA em reconstruir sinais interferométricos periódicos. Em seguida serão apresentados os resultados para tensões elevadas. Em ambos os casos o sinal foi adquirido e filtrado por um DSP.

5.1 Arranjo Experimental em Baixa Tensão

Nesta seção será apresentado o arranjo experimental utilizado para a aquisição e processamento dos sinais de saída do SOT em baixa tensão. O conjunto experimental é apresentado na Figura 16.

Figura 16 - Esquema de montagem de um sensor óptico de tensão.

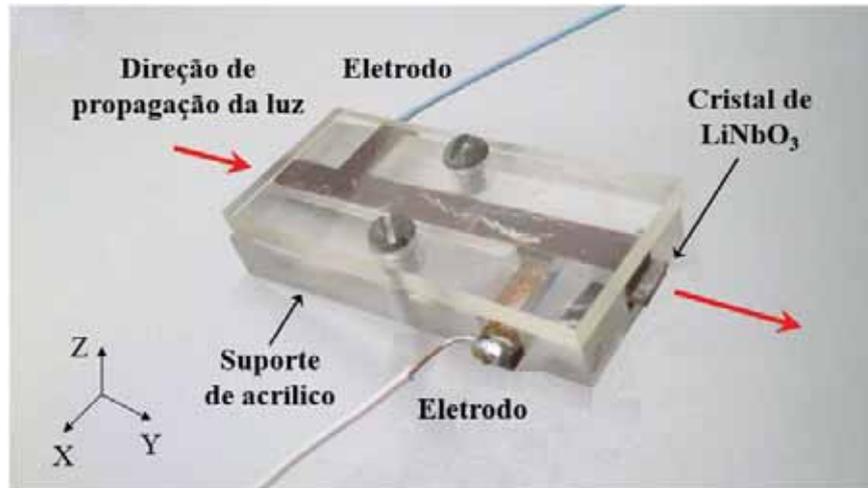


Fonte: Adaptada (MARTINS, 2006).

A célula Pockels de LiNbO_3 utilizada no SOT de baixa tensão é apresentada na fotografia da Figura 17, está montada na configuração transversal, o campo elétrico externo será aplicado na direção Z e a propagação óptica na direção Y. Esta célula corresponde ao

primeiro dispositivo discutido na seção 2.3, cujas dimensões e parâmetros ópticos podem ser lá encontrados. Enfatiza-se que esta configuração apresenta o indesejável efeito da birrefringência natural, e assim, o fenômeno de desvanecimento é acentuado. Desta forma, pretende-se demonstrar que o método SSA é imune a este problema.

Figura 17 - Célula Pockels para baixas tensões, contendo cristal e eletrodos de placas paralelas.



Fonte: Elaboração do autor.

A montagem do SOT é ilustrada na fotografia da Figura 18, sendo: 1) Fotodetector, 2) Polarizador (Analisador), 3) Célula Pockels fixada em estágios de rotação e translação, 4) Polarizador, 5) Laser de Hélio Neônio (He-Ne) e 6) Trafo de bancada.

Figura 18 - Montagem experimental do modulador eletro-óptico de baixa tensão.

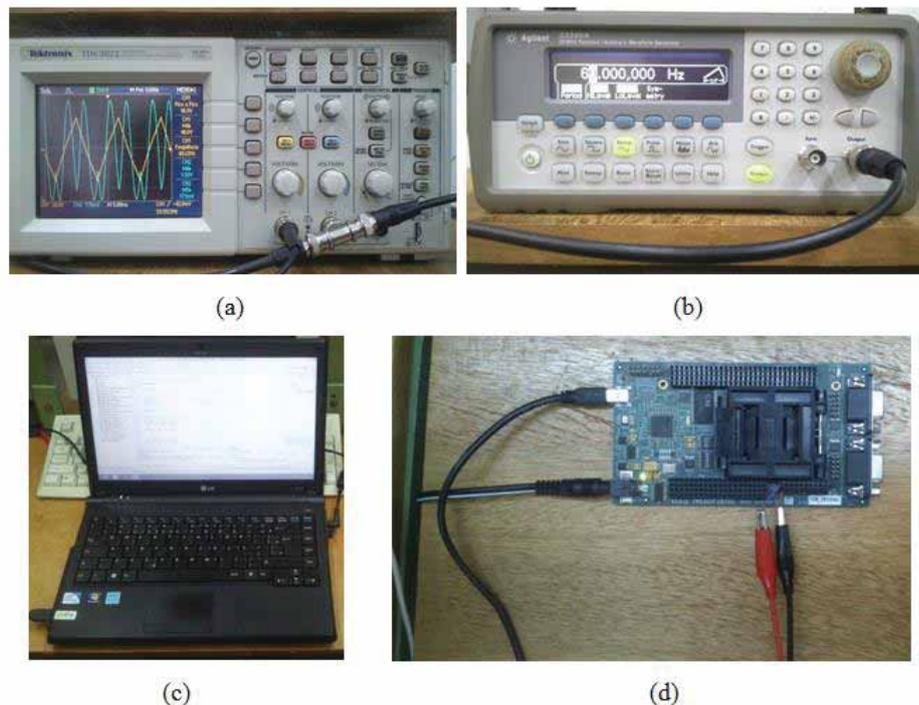


Fonte: Elaboração do autor.

Utiliza-se um laser de He-Ne da Oriel Corporation, modelo 79290, operando em $\lambda = 632,8$ nm, com potência nominal de 4 mW; os polarizadores são construídos de polaroide e o fotodetector de lei quadrática do tipo PIN é de silício, modelo PDA 55 da Thorlabs (*Datasheet* presente no APÊNDICE B). O fotodetector foi ajustado para operar com a largura de banda de 2,3 MHz e com ganho de 10 dB.

Na Figura 19, apresenta-se a instrumentação eletrônica utilizada: um osciloscópio digital da Tektronix TDS2022 (item a); um sintetizador de funções da Agilent Technologies 33210A (item b); um computador (item c) e um DSP eZdsp F28335 da Texas Instruments (item d).

Figura 19 - Instrumentação eletrônica utilizada na aquisição do sinal de saída do SOT.



Fonte: Elaboração do autor.

A montagem experimental, como ilustrada na Figura 16, de certa forma, é simples: o gerador de funções, operando com amplitude máxima de 10 V de pico a pico, é conectado a um pequeno transformador de tensão com relação de transformação nominal de 6:220 V alimentado pelo lado de baixa tensão. A saída do transformador é então conectada à célula Pockels e constitui a forma de onda que se deseja detectar.

Antes de prosseguir, recorda-se da discussão do capítulo 3, conforme exemplificado na Figura 12: dada a forma de onda da tensão que se deseja medir (neste caso, uma senóide),

obtém-se na saída do SOT uma forma de onda (desenhada em vermelho) cujo aspecto é muito distinto da entrada. Cabe ao método SSA obter, como resultado do processamento digital sobre o sinal fotodetectado (em vermelho), gerar como resposta uma forma de onda que reproduza com fidelidade a forma da tensão que se deseja medir. O teste realizado em baixa tensão, portanto, permite comparar as formas de onda do sinal reconstruído (com amplitude da ordem de mV) com a do sinal externo aplicado ao SOT (da ordem de algumas centenas de volts). Ambos os sinais podem ser amostrados por um osciloscópio, processados e comparados entre si. Um tal procedimento pode encontrar séria dificuldade para ser realizado quando a tensão de entrada for da ordem de dezenas de kV, por exceder aos limites de operação segura de um osciloscópio. Daí a preocupação em, primeiramente, se validar o método SSA em baixa tensão, antes de aplicá-lo em campo.

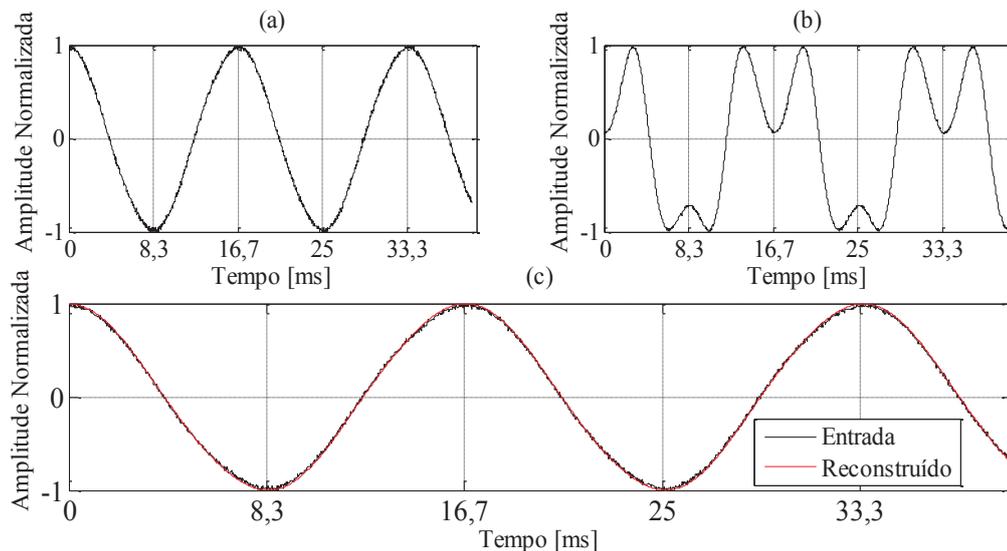
Retornando-se ao esquema da Figura 16, em um canal do osciloscópio é conectada a saída do transformador a fim de se adquirir a tensão de entrada do SOT. O sinal digitalizado pelo osciloscópio é então transferido para um computador, permanecendo armazenado para fins de comparação com o sinal reconstruído através do método SSA. Por sua vez, o sinal de saída do fotodetector é conectado ao outro canal do osciloscópio apenas por questão de segurança, a fim de se monitorar sua amplitude, pois a entrada do conversor analógico-digital do DSP tem limite de tensão que vai de 0 a 3 V. O sinal fotodetectado também é conectado ao DSP propriamente dito, para que se possa fazer a aquisição do sinal interferométrico de saída do SOT. Nesta etapa, contudo, o processamento do sinal amostrado pelo osciloscópio ou DSP será realizado em Matlab.

Devido as dimensões do cristal, trabalhou-se com tensões da ordem de 170 V de pico aplicados à célula Pockels e com uma frequência de 60 Hz. De fato, um motivo de preocupação ao se operar com este cristal é não exceder o limite de tensão imposto pela ruptura dielétrica do ar (principalmente), pelas bordas dos eletrodos metálicos da célula Pockels. Como a espessura do cristal é de aproximadamente 1 mm, estima-se que não seja adequado se operar com tensões superiores a 1 kV. Portanto, os níveis de tensões referidos acima são perfeitamente seguros. Além disso, ao se aumentar a frequência da tensão aplicada, diminui-se o valor da reatância da célula (devido a sua capacitância), aumenta-se o valor da corrente drenada pela célula Pockels e aumenta-se o efeito de carregamento do gerador de sinais. Conforme se percebeu nos experimentos, a operação nas proximidades de 60 Hz não causa este tipo de problema (será mostrado adiante que esta célula Pockels tem largura de banda superior a 10 kHz).

5.1.1 Resultados Obtidos para Tensões Senoidais

Na Figura 20 apresenta-se o resultado da aplicação de tensão externa ao SOT, com forma de onda senoidal gerada pelo sintetizador de funções. Sua amplitude é de 168 V de pico e frequência de 60 Hz. Observa-se que os gráficos foram gerados em termos de amplitude normalizada, nos eixos verticais, e, por tempo, nos eixos horizontais. Como se verifica, a forma de onda do sinal fotodetectado (b) não mantém qualquer semelhança com o sinal de entrada (a), porém, a informação está nele inserida. A aplicação do método SSA gera o sinal reconstruído (c), o qual é uma réplica fiel do sinal de entrada.

Figura 20 - Medições de tensões senoidais. a) Sinal externo aplicado. b) Sinal fotodetectado pelo osciloscópio. c) Sinal reconstruído.



Fonte: Elaboração do autor

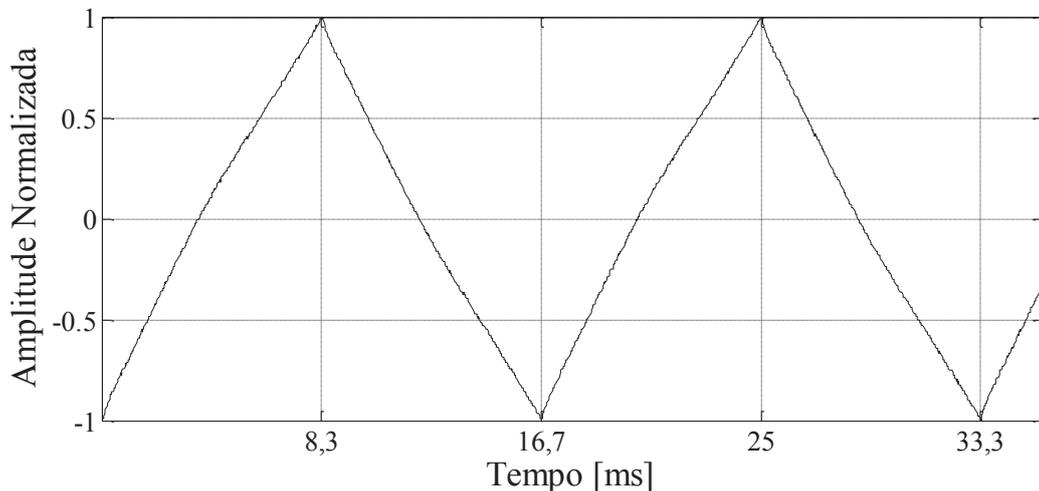
Ressalta-se que não houve qualquer problema com o fato da fase $\phi_0(t)$ variar no tempo, confirmando a expectativa anunciada no capítulo 3, de a técnica SSA ser imune ao desvanecimento do sinal.

Deseja-se registrar que os resultados acima não agregam muita informação sobre o desempenho do SOT em termos de resposta em frequência. Além disso, o sinal fotodetectado, embora em regime de múltiplas franjas, apresentou-se bem comportado relativamente a ruído eletrônico. No próximo item, o SOT é testado sob condições mais severas de frequência e ruído.

5.1.2 Resultados Obtidos para Tensões Não-Senoidais

Deve ser ressaltado que o objetivo fundamental neste experimento é demonstrar que o SOT, implementado a base de célula Pockels, consegue responder a frequências bem acima de 60 Hz. Se isto for o verdadeiro, então, este tipo de sensor estará habilitado para operar com sinais senoidais com elevado conteúdo harmônico adicional. Com este objetivo, escolheu-se o sinal de entrada da Figura 21, o qual é aproximadamente triangular e, portanto, além da componente em 60 Hz, exibe elevado conteúdo de harmônicas superiores (em particular, harmônicas de ordem ímpar).

Figura 21 - Gráfico do sinal de entrada (saída do transformador) adquirido pelo osciloscópio.



Fonte: Elaboração do autor.

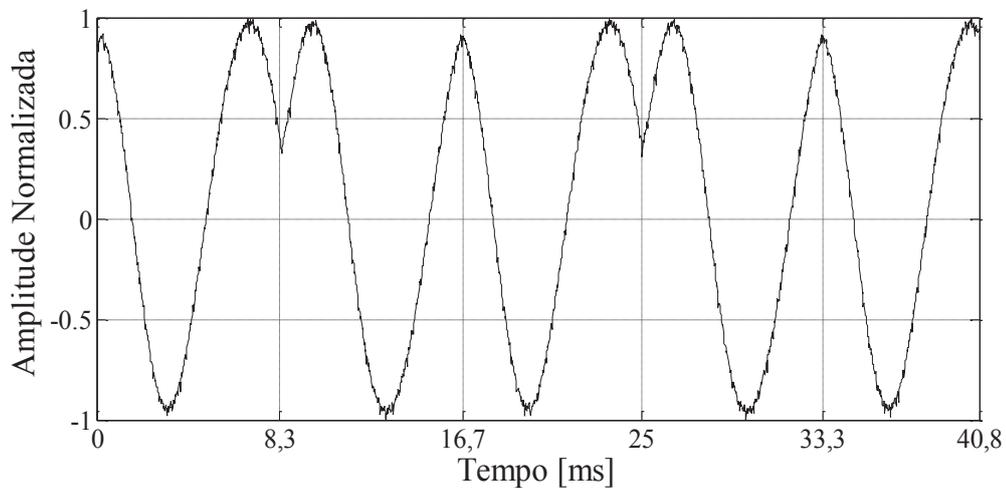
Na verdade, cabe registrar que a saída do sintetizador de sinais é uma forma de onda triangular perfeita (sem distorção e com valor médio nulo), porém, ao passar pelo transformador de 6:220 V, o sinal sofre alguma filtragem, como pode ser observada na Figura 21. Entretanto, isto não constitui um empecilho, desde que o método SSA consiga reproduzir, na sua saída, esta forma de onda com grande fidelidade. Isto é o que basta para assegurar que o sensor óptico é eficiente, apresentando resposta linear e largura de banda suficiente. Conforme será visto adiante, sua largura de banda é muito superior a 60 Hz, contemplando-se frequências que dificilmente seriam geradas nos sistemas elétricos de energia.

Conforme já discutido em parágrafos anteriores, como a curva de transferência entrada-saída do modulador eletro-óptico é não-linear (ver equação (47)), o sinal de saída do fotodetector deve ser muito distinto daquele mostrado na Figura 21, principalmente, para

amplitudes de tensão de entrada superiores a V_{π} . O desafio consiste em recuperar o sinal da Figura 21 a partir do sinal fotodetectado, altamente deformado e que opera no regime de multi-franjas (grande número de oscilações no sinal de saída para cada ciclo do sinal de entrada).

Apresenta-se na Figura 22, o gráfico contendo o sinal fotodetectado adquirido pelo DSP. Observa-se a existência de um ruído elétrico. Pelo fato do método SSA, de acordo com Galeti (2012), trabalhar principalmente com o cálculo de derivadas nulas e com a mudança de sinal, a aplicação de um filtro digital para a eliminação do ruído foi necessária.

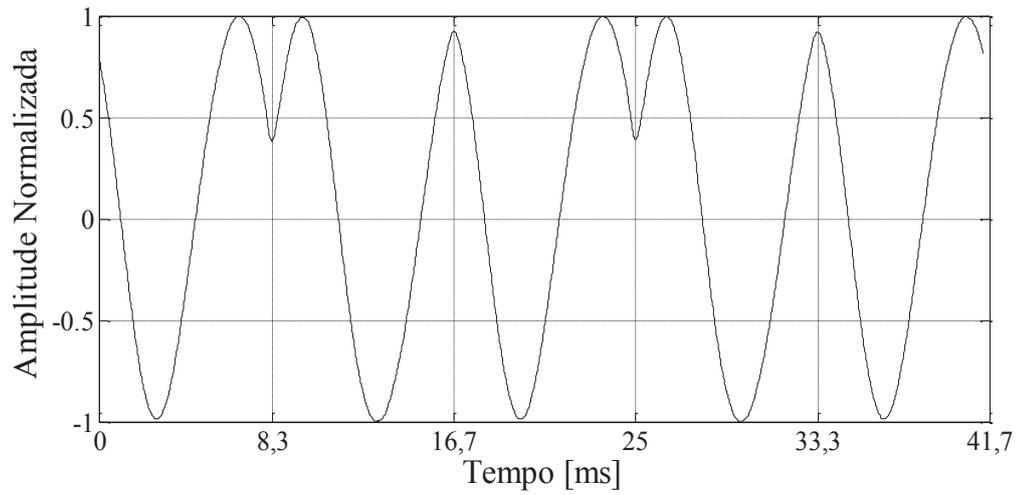
Figura 22 - Gráfico do sinal de saída fotodetectado adquirido pelo DSP.



Fonte: Elaboração do autor.

Para este fim, projetou-se um filtro FIR de fase linear, com características passa baixa de ordem 63, com faixa de passagem de 0 a 1500 Hz e frequência de rejeição em 3000 Hz, implementado no próprio DSP. Assim o DSP foi programado para trabalhar com uma taxa de amostragem de 49019 Hz. O resultado obtido é apresentado na Figura 23.

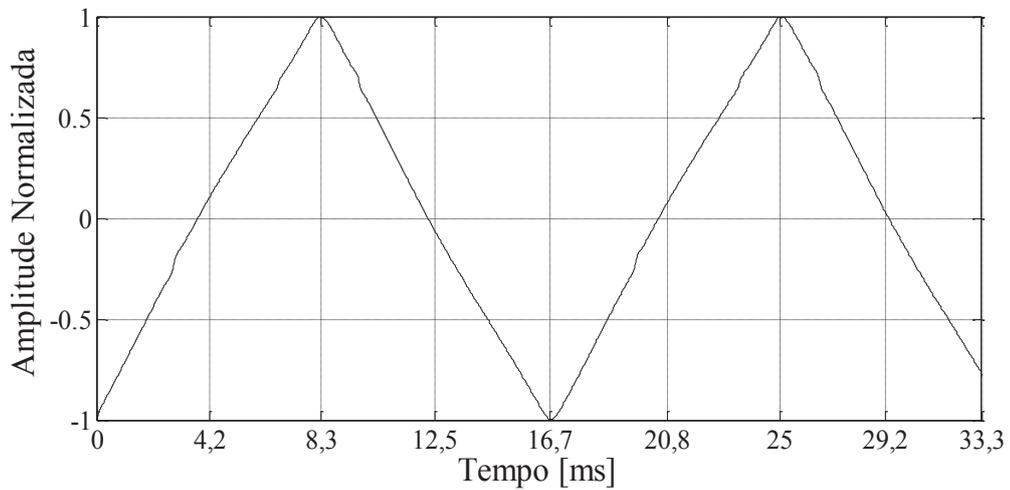
Figura 23 - Gráfico do sinal de saída fotodetectado filtrado pelo DSP.



Fonte: Elaboração do autor.

Com o sinal filtrado, os dados são então transferidos do DSP para o computador e, são processados no Matlab usando-se o método SSA, gerando assim o sinal reconstruído ilustrado pela Figura 24.

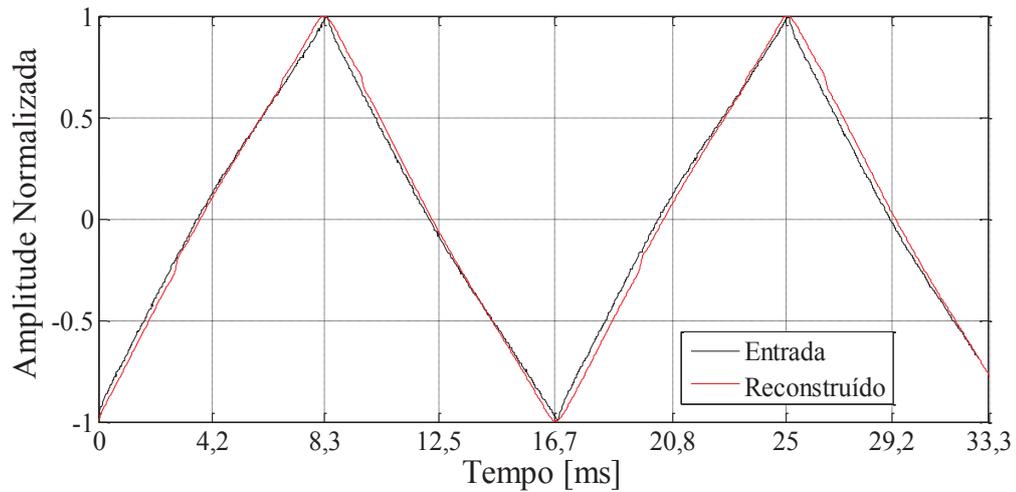
Figura 24 - Sinal de saída fotodetectado reconstruído utilizando-se o método SSA.



Fonte: Elaboração do autor.

Na Figura 25, apresenta-se uma comparação entre o sinal de entrada e o sinal reconstruído pelo método SSA.

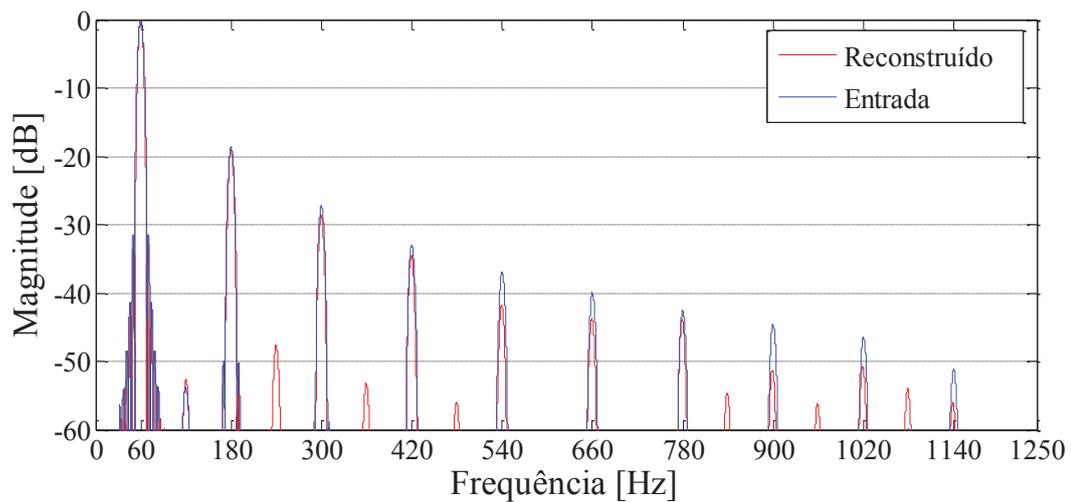
Figura 25 - Comparação entre os sinais de entrada (Preto) e saída fotodetectado reconstruído (vermelho).



Fonte: Elaboração do autor.

Neste estágio da análise, calcula-se o espectro dos sinais com o objetivo de evidenciar, por exemplo, o potencial da técnica para a análise de sinais senoidais provenientes da rede elétrica contaminados por harmônicas de ordem superiores. Assim, na Figura 26, ilustra-se o espectro das componentes harmônicas dos sinais adquiridos pelo osciloscópio (entrada) e pelo DSP (reconstruído), onde observa-se uma boa concordância entre eles, pelo menos até a 7^a harmônica (420 Hz).

Figura 26 - Componentes harmônicas do sinal de entrada e saída reconstruído.



Fonte: Elaboração do autor.

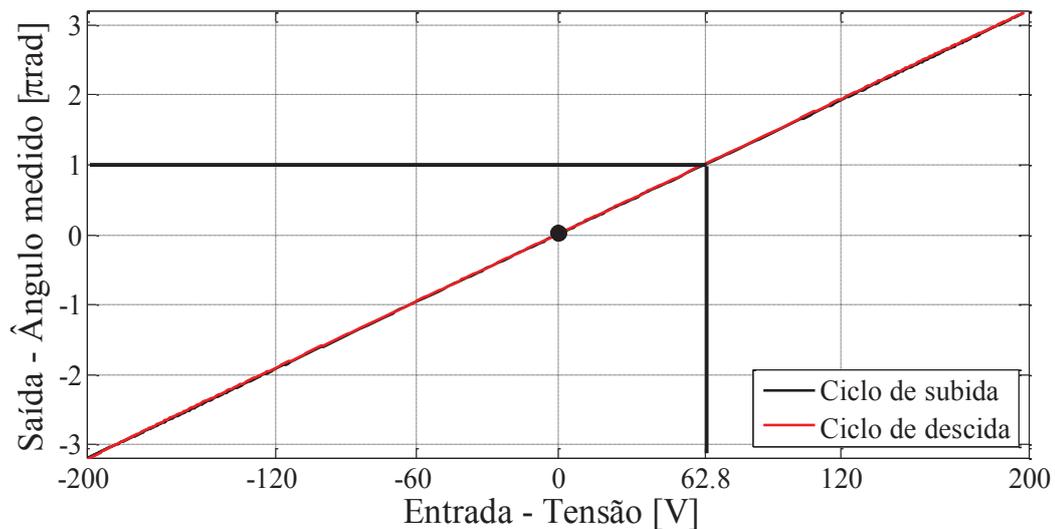
5.1.3 Medição da Tensão de Meia-Onda - V_{π}

Uma importante informação a respeito da célula Pockels da Figura 17 é o seu valor de tensão de meia-onda, ou, simplesmente V_{π} . O valor de V_{π} pode ser determinado analiticamente, e assim, a partir de (40) e conhecendo-se os valores dos coeficientes eletro-ópticos e as dimensões do cristal de Niobato de Lítio, o valor calculado do V_{π} é de 64,92 V (ver capítulo 2).

Como o método SSA de Galetti (2012) permite recuperar a forma de onda da tensão aplicada, a obtenção da curva de linearidade da célula Pockels se torna relativamente simples. A partir da forma de onda da tensão de entrada e da forma de onda do sinal reconstruído, em termos de defasagem $\phi(t)$ radianos, desenha-se o gráfico no formato XY (figura de Lissajous), e daí, obtém-se o valor da tensão que corresponde a $\phi(t) = \pi$ rad, a qual corresponde a V_{π} .

Na Figura 27 apresenta-se o gráfico de $\phi(t) \times V(t)$, para uma tensão de entrada senoidal com aproximadamente 200 V de pico e operando a uma frequência de 10 kHz. A curva em cor preta representa o ciclo de subida da tensão, enquanto que a curva em cor vermelha representa o ciclo de descida da tensão do sinal reconstruído. Foram realizadas várias medições entre 60 Hz e 10 kHz, que geraram praticamente o mesmo resultado, e por isso, não foram apresentadas na figura.

Figura 27 - Gráfico de linearidade da célula Pockels operando com frequência de 10 kHz.



Fonte: Elaboração do autor.

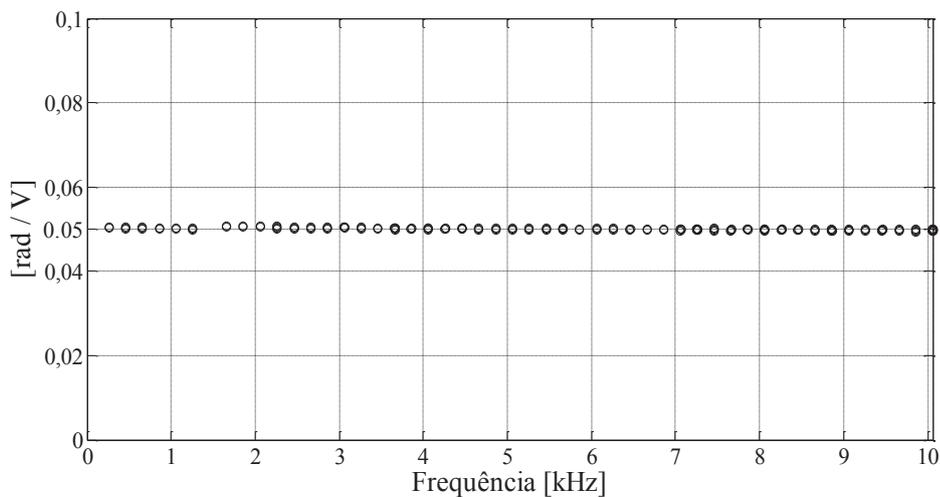
Analisando o gráfico da Figura 27, verifica-se que ao valor de π rad corresponde aproximadamente 62,8 V e, por isso, tem-se que o valor mensurado é $V_{\pi} = 62,8$ V. Este valor apresenta uma discrepância de apenas 3,26 % em relação ao valor teórico. Para ter uma estimativa mais precisa, foram realizadas várias aquisições do sinal de saída em diferentes tensões e frequências, possibilitando fazer o levantamento da percentagem de variação do V_{π} , e assim, obteve-se uma variação máxima em relação à média de 0,6 %.

5.1.4 Medição da Resposta em Frequência

Um aspecto muito importante de um SOT objetivando-se a avaliação da Qualidade de Energia do sistema elétrico de potência, por exemplo, é sua resposta em frequência. Assim, o gráfico de resposta em frequência do SOT, levantado entre DC e 10 kHz, está desenhado na Figura 28, em termos de $\phi(t)/V(t)$ versus frequência. Recorrendo-se a (41), observa-se que $\frac{\phi(t)}{V(t)} = \frac{\pi}{V_{\pi}}$ a qual resulta em aproximadamente 0,050 rad/V para $V_{\pi} = 62,8$ V, concordando-se com o resultado da Figura 28 ao longo de toda a banda.

Analisando o gráfico, observa-se a existência de uma declividade desprezível, podendo-se afirmar que o SOT empregado possui resposta em frequência suficientemente plana, muito superior a frequência da 30ª componente de frequência no sistema de 60 Hz. Isto é muito superior ao exigido na área de Qualidade de Energia.

Figura 28 - Gráfico da resposta em frequência da célula Pockels em baixas tensões.



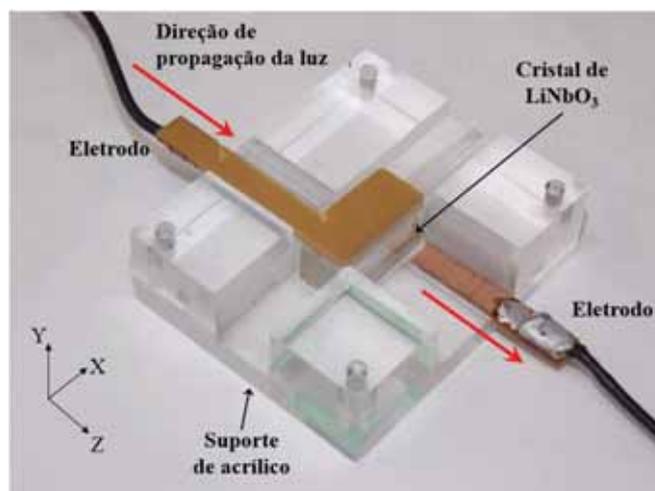
Fonte: Elaboração do autor.

Nota-se uma lacuna no gráfico da Figura 28, especificamente, na frequência de 1460 Hz. Essa ocorrência foi causada por problemas durante o processo de aquisição que, após uma análise mais detalhada dos sinais adquiridos, observou-se que o sinal continha menos de 1,5 ciclos, fazendo com que o método SSA descartasse esses sinais (conforme discutido por Galeti (2012), o método necessita de pelo menos 1,8 ciclos para operar).

5.2 Arranjo Experimental em Alta Tensão

O arranjo experimental empregado nesta etapa da pesquisa é o mesmo da Figura 16, exceto pela nova célula Pockels, que possui capacidade de medir vários kV. Esta célula corresponde à segunda configuração discutida na seção 2.3. Na Figura 29, ilustra-se a estrutura da nova célula Pockels montada com os eletrodos na configuração transversal, porém, com o campo elétrico aplicado na direção Y e com o feixe de laser propagando-se ao longo do eixo óptico Z do cristal de LiNbO_3 . Não há birrefringência natural nesta configuração e, portanto, é menos susceptível ao fenômeno de desvanecimento.

Figura 29 - Célula Pockels para tensões elevadas: cristal de niobato de lítio e eletrodos de placas paralelas.



Fonte: Elaboração do autor.

O novo cristal agora tem as seguintes dimensões: comprimento de 20,273 mm, largura de 10,258 mm e espessura de 9,924 mm em média. Portanto, com uma espessura de aproximadamente 10 mm, a máxima tensão admissível antes da ruptura dielétrica (do ar) ocorrer é de aproximadamente 10 kV. Isto significa que o SOT ainda não tem capacidade para operar com 13,8 kV (RMS), uma tensão cujo valor de pico é 19,5 kV. Por este motivo, a máxima tensão utilizada nesta dissertação foi de aproximadamente 8 kV de pico. Contudo,

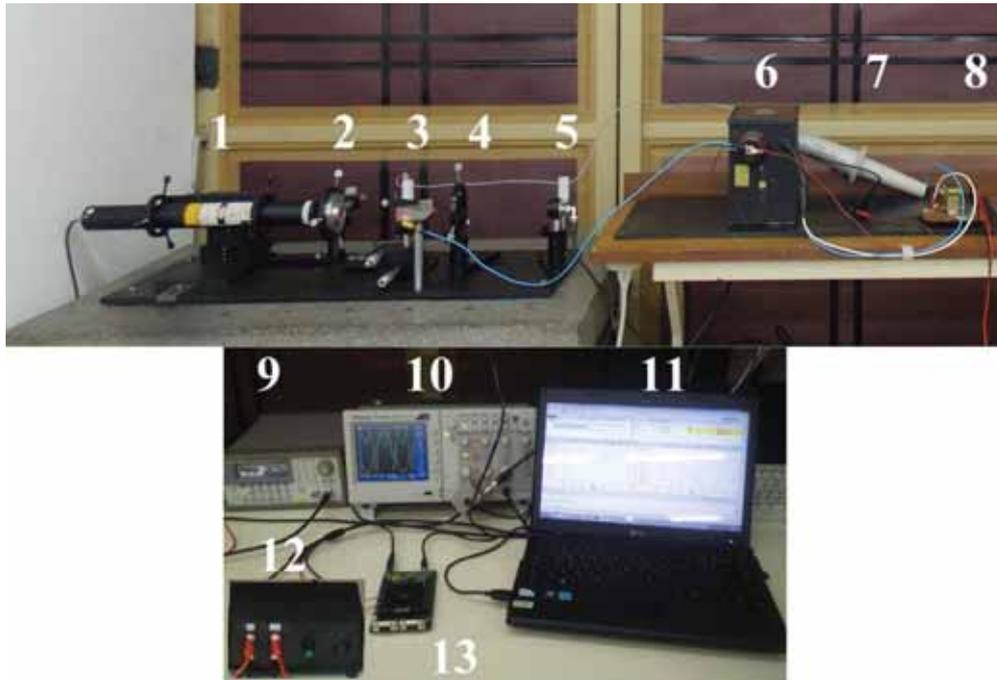
acredita-se que, se o método SSA operar adequadamente neste patamar de tensão, também operaria em 19,5 kV, bastando para isso dispor de um cristal com espessura conveniente (aproximadamente o dobro do atual).

Uma alternativa para se medir 13,8 kV (RMS) seria trabalhar com este cristal permutando-se o comprimento pela espessura. Neste caso, a espessura passaria para 20,273 mm e o comprimento para 9,924 mm. Haveria um aumento substancial no valor de V_{π} , tornando-o adequado para medir tensões superiores, e não se correr o risco de ruptura dielétrica. Porém, nesta configuração, o campo elétrico seria aplicado na direção X e a propagação ocorreria na direção Y, e assim, resultaria numa birrefringência natural. Isto, por sua vez, implica na ocorrência do fenômeno de desvanecimento do sinal devido a derivas térmicas no local do sistema. Embora o método SSA seja bastante imune ao efeito do desvanecimento, certamente, são gerados resultados mais exatos à medida que ϕ_0 varia menos ou com menor velocidade. Por isto, deu-se preferência por utilizar o SOT na configuração da Figura 29.

Por fim, isto permitiu que as medições pudessem ser realizadas no próprio LOE, o qual é um laboratório de uso geral, não adaptado para as normas de segurança para operação na classe de 13,8 kV.

Observa-se na fotografia da Figura 30 a montagem experimental e a instrumentação utilizada no SOT de tensões elevadas implementado no LOE, onde: 1 – laser de Hélio Neônio (He-Ne), 2 – Polarizador, 3 – Célula Pockels, 4 – Analisador, 5 – Fotodetector, 6 – Transformador elevador de tensão, 7 – Ponta de prova de alta tensão, 8 – Transformador de bancada, 9 – Gerador de funções, 10 – Osciloscópio, 11 – Computador, 12 – Amplificador de áudio e 13 – DSP. O laser é da Lasos, modelo LGK 7628, operando no espectro visível com $\lambda = 632,8$ nm e com potência nominal de 15 mV. Já os polarizadores são construídos de polaroide e o fotodetector de lei quadrática do tipo PIN é de silício, modelo PDA 55 da Thorlabs.

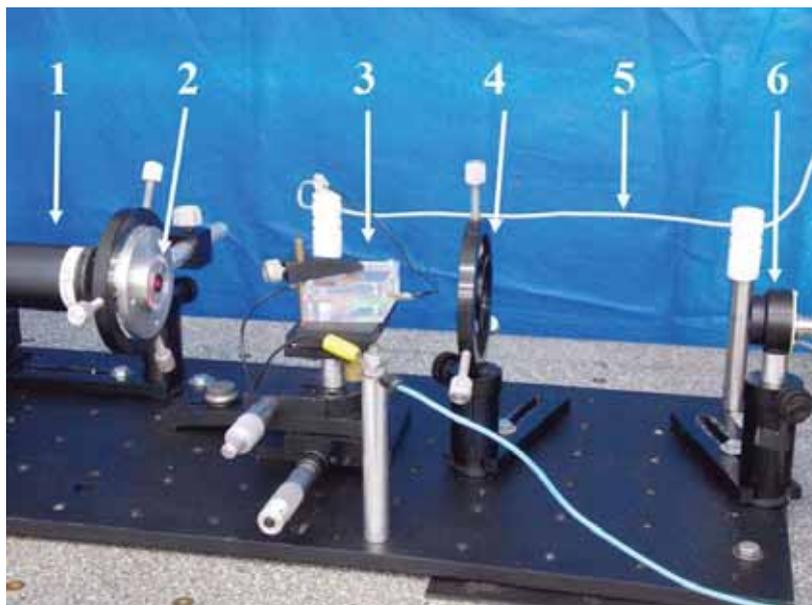
Figura 30 - Fotografia da montagem e instrumentação na utilização em altas tensões.



Fonte: Elaboração do autor.

A seguir, na fotografia da Figura 31, é apresentado em detalhe o SOT de altas tensões, sendo: 1 – Laser, 2 – Polarizador, 3 – Célula Pockels e estágios de rotação e translação, 4 – Analisador, 5 – Condutores de sinais de altas tensões e 6 – Fotodetector comercial.

Figura 31 - Detalhe da montagem do SOT de altas tensões.



Fonte: Elaboração do autor.

Um transformador elevador de tensão, com relação de transformação de 220 V para 15 kV (RMS), é empregado para elevar o sinal sintetizado pelo gerador de funções. Entretanto, como este gerador não fornece corrente suficiente e possui tensão máxima de 10 V de pico-a-pico, utilizou-se um amplificador de áudio e um transformador de bancada para reduzir o efeito do carregamento. A tensão fotodetectada é ajustada para não ultrapassar 3 V, que é a tensão máxima que o DSP opera. Isto pode ser providenciado pelo próprio fotodetector da Thorlabs que, ajustado na posição 2 da chave seletora, tem ganho de 10 dB e banda de passagem em 2,3 MHz.

O osciloscópio é da Tektronix, modelo TDS1002C-EDU, possuindo 1 GS/s de taxa de amostragem e com a possibilidade de armazenar os dados dos canais em arquivos num dispositivo de armazenamento em massa (*pen-drive*).

Sendo necessário verificar o quão eficiente é o método SSA de demodulação, é importante comparar os sinais de entrada e de saída. Devido ao fato de se estar empregando tensões da ordem de vários kV, o uso de uma ponta de prova capaz de operar nesta faixa de tensão se faz necessária. Por isso, utilizou-se uma ponta de prova (item 7 da Figura 33) com atenuação de 1000x da Tektronix, modelo P6015A. A ponta de prova necessita de calibração, e assim, a Figura 32 apresenta a caixa de compensação da ponta de prova Tektronix P6015A, onde pode-se observar a existência de ajuste para altas e baixas frequências.

Figura 32 - Caixa de compensação da ponta de prova Tektronix P6015A.



Fonte: Elaboração do autor.

5.2.1 Resultados Obtidos em Alta Tensão

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos experimentalmente com o SOT para tensões elevadas.

Foram geradas formas de ondas distintas com o objetivo de investigar a viabilidade do método SSA em recuperar a tensão de entrada a partir do sinal fotodetectado. Foi feita a

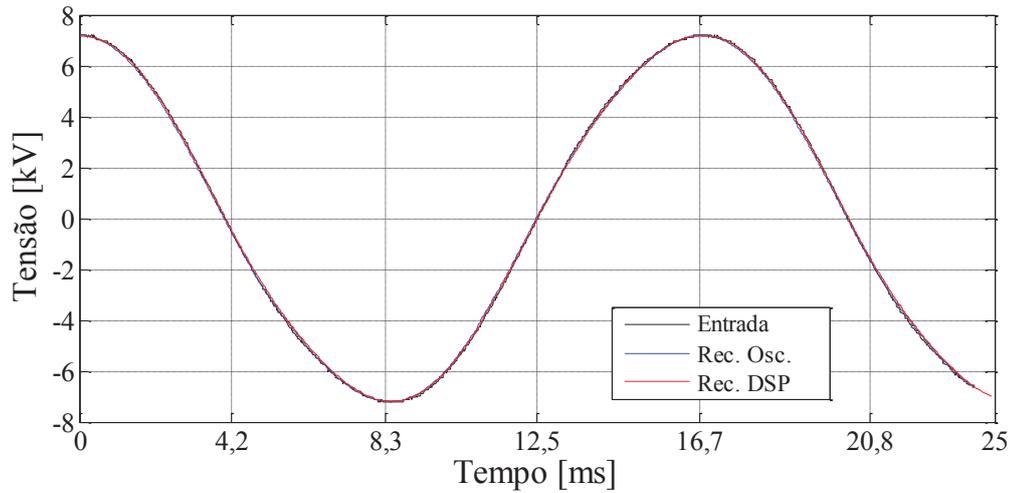
aquisição síncrona dos sinais, com o DSP disparando um pulso de sincronismo para o osciloscópio, configurado na modalidade de disparo único (*Single-Shot*). Adquiriram-se os sinais dos dois canais os quais foram gravados em arquivos para posterior processamento no computador. Na verdade, ocorreu um atraso de trinta amostras entre a aquisição feita pelo osciloscópio e a aquisição feita pelo DSP, porém, este atraso é insignificante, pois o osciloscópio e o DSP trabalham com mais de 2000 pontos de aquisição, podendo-se desconsiderar tal problema.

Na sequência serão apresentados resultados de formas de ondas reconstruídas através do método SSA e com processamento em Matlab no microcomputador, usando-se duas formas de aquisição: o osciloscópio digital e o DSP. Objetiva-se, com isto, avaliar se o processo de aquisição com o DSP está funcionando de acordo, uma vez que a aquisição via osciloscópio constitui um procedimento bem estabelecido no LOE já há vários anos, servindo como padrão de comparação e validação.

Os espectros dos sinais foram obtidos por FFT no Matlab. Como o método SSA precisa filtrar o sinal para poder determinar os pontos corretos de derivadas nulas, projetou-se um filtro FIR de fase linear, do tipo passa baixa de ordem 63, com faixa de passagem de 0 a 1500 Hz e frequência de rejeição em 3000 Hz. Este filtro foi implementado no DSP.

Para verificar se a aquisição síncrona ocorreria sem problemas, sintetizou-se um sinal senoidal com frequência de 60 Hz e tensão em torno de 8 kV de pico, como mostrado na Figura 33. A partir daí, detectou-se o sinal de saída do fotodiodo e aplicou-se o método SSA. Pela análise do gráfico da Figura 33, observa-se que os sinais, de tensão de entrada e reconstruído (obtido por meio da expressão (41), $V(t) = \frac{V_{\pi}}{\pi} \phi(t)$), possuem boa concordância. Na figura, a designação “Rec. Osc.” e “Rec. DSP” referem-se aos sinais reconstruídos e que estão associados às aquisições de dados realizadas via osciloscópio e via DSP, respectivamente.

Figura 33 - Gráfico com os sinais de entrada, reconstruído e reconstruído adquirido pelo DSP.

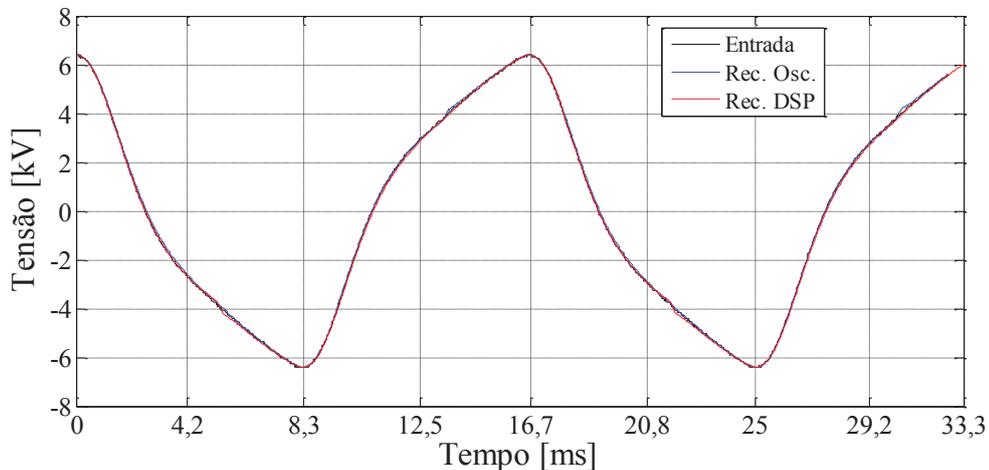


Fonte: Elaboração do autor.

Para verificar a capacidade do SOT em reproduzir com certa fidelidade o sinal de alta tensão aplicado, mesmo com elevado conteúdo de harmônicos superiores, foram geradas formas de ondas triangulares. Porém, devido à limitada banda de resposta em frequência do sistema de elevação de tensão, a forma de onda gerada possui o aspecto apresentado na Figura 34.

Portanto, o sinal recuperado pelo método SSA será comparado com a forma de onda de entrada da Figura 34, pois esta é a alta tensão que efetivamente está aplicada ao SOT. Analisando o gráfico da Figura 34, nota-se que também houve boa concordância entre os sinais de entrada e reconstruído.

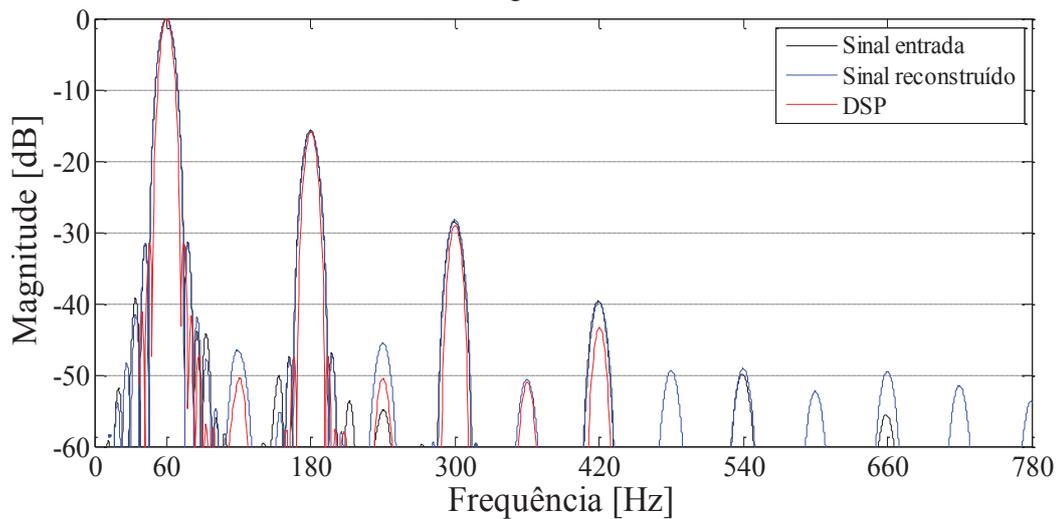
Figura 34 - Comparação entre o sinal reconstruído adquirido pelo osciloscópio e pelo DSP de uma forma de onda triangular distorcida.



Fonte: Elaboração do autor.

Apresenta-se na Figura 35 o gráfico com informações sobre o conteúdo harmônico da forma de onda apresentada na Figura 34, onde nota-se que existe uma boa concordância entre as principais componentes harmônicas dos sinais de entrada e reconstruídos. Ocorre concordâncias entre as amplitudes harmônicas (ímpares) até a 7ª harmônica. Abaixo de -40 dB, a discrepância aumenta.

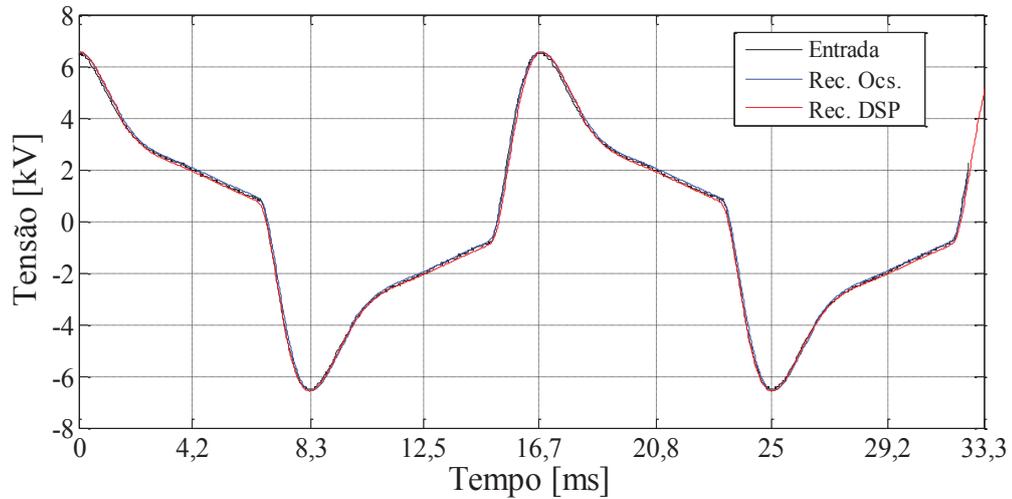
Figura 35 - Componentes harmônicas do sinal de entrada, reconstruído e adquirido pelo DSP de uma forma de onda triangular distorcida.



Fonte: Elaboração do autor.

Na sequência, para testar o SOT diante de harmônicas de ordens ainda mais elevadas, um sinal com forma de onda quadrada é então sintetizado pelo gerador de funções. Novamente, porém, ao passar pelo sistema elevador de tensão, que não possui suficiente largura de banda, obtém-se uma versão distorcida como observada na Figura 36. O sinal reconstruído deverá ser então comparado com esta forma de onda distorcida.

Figura 36 - Sinal de entrada, saída reconstruída e reconstruído adquirido pelo DSP de uma forma de onda com elevado conteúdo harmônico.

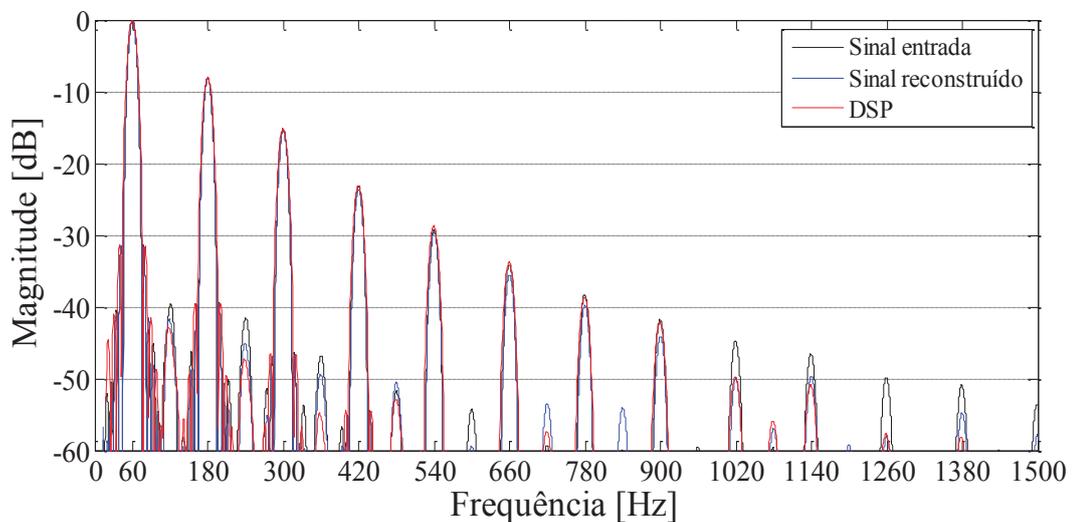


Fonte: Elaboração do autor.

Analisando a Figura 36, verifica-se que os sinais reconstruídos, que foram adquiridos tanto pelo osciloscópio quanto pelo DSP, tiveram boa concordância em relação ao sinal de entrada, indicando que o método SSA utilizado possui capacidade necessária para o processo de demodulação aplicado ao DSP.

A seguir, na Figura 37, é apresentado o espectro das componentes harmônicas do sinal da Figura 36. Analisando este espectro, observa-se que houve boa concordância entre as harmônicas dos sinais de entrada e reconstruídos, novamente, até o nível de aproximadamente -40 dB (o que corresponde até a 15ª harmônica).

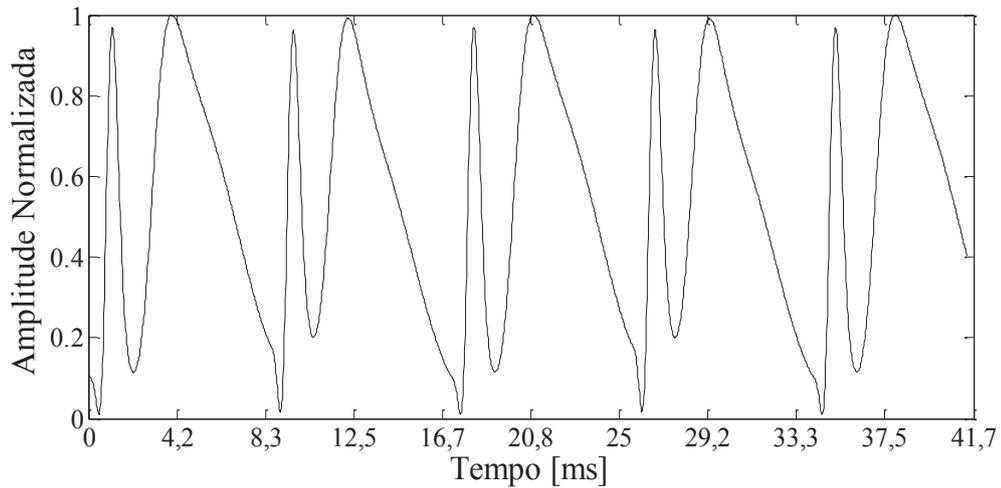
Figura 37 - Componentes harmônicas do sinal de entrada, sinal reconstruído e adquirido pelo DSP de uma forma onda com elevado conteúdo harmônico.



Fonte: Elaboração do autor.

A título de ilustração, é apresentado na Figura 38, o sinal fotodetectado adquirido pelo DSP decorrente da forma de onda de entrada da Figura 36. Apesar de totalmente diferente, a informação sobre o sinal de entrada está nele contida, e o método SSA é capaz de recuperá-lo.

Figura 38 - Sinal fotodetectado adquirido pelo DSP.

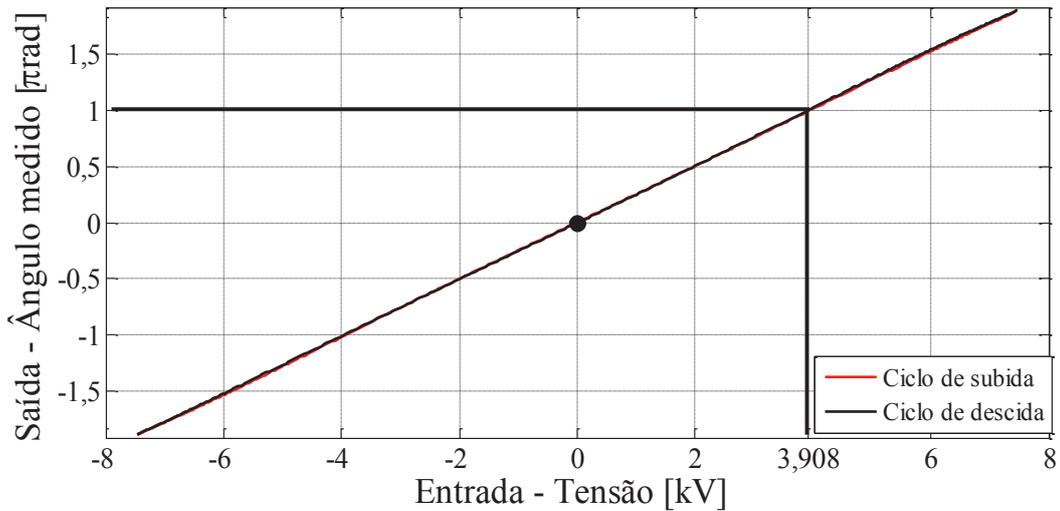


Fonte: Elaboração do autor.

Pela análise do gráfico da Figura 36, pode-se afirmar que o método SSA proposto por Galeti (2012) é eficaz para a demodulação de sinais periódicos no tempo, sem necessidade de se conhecer o sinal de entrada. De fato, para se reconstruir o sinal da Figura 36 a partir do sinal observado na Figura 38, é necessário apenas se conhecer a frequência fundamental do sinal e a taxa de amostragem do sistema de aquisição que, por detecção dos pontos de derivada nula, faz-se a reconstrução do sinal fotodetectado.

Observa-se na Figura 39, o gráfico de linearidade da célula Pockels para tensões elevadas na faixa entre -8 kV e +8 kV.

Figura 39 - Gráfico com a linearidade da célula Pockels para tensões elevadas.



Fonte: Elaboração do autor.

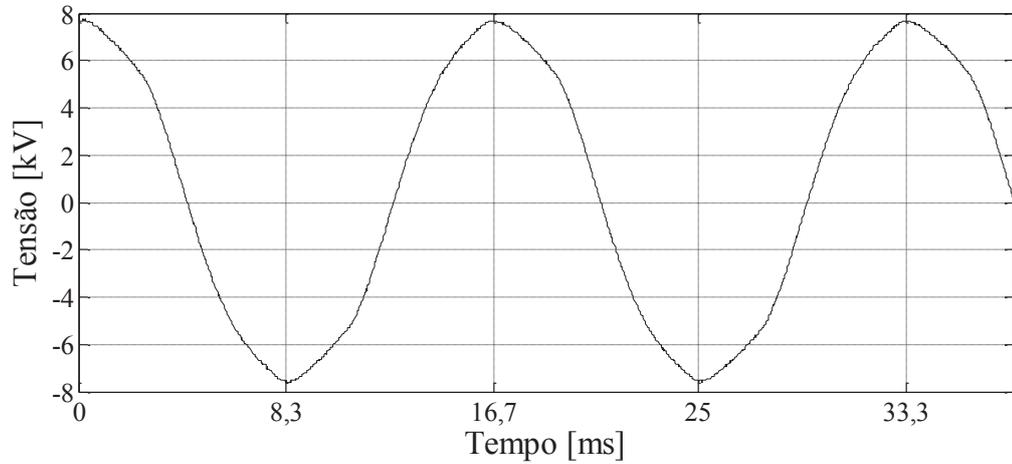
Procedendo-se como na seção 5.1.3, partindo-se do retardo de fase de π rad, a tensão correspondente observada a partir do gráfico da Figura 39, é de 3,908 kV. Em comparação ao valor calculado no capítulo 2 que, de (46) obteve $V_{\pi} = 3,768$ kV, observa-se que houve uma discrepância de 3,6 % entre os valores teórico e medido na prática. Assim, foram realizadas diversas aquisições com diferentes tensões e frequências de entrada, obtendo-se uma discrepância máxima em relação à média de apenas 0,1 % de variação de V_{π} . Conclui-se, portanto, a eficácia do método SSA para aplicações como o SOT por efeito eletro-óptico.

5.2.2 Resultados Obtidos com Processamento no DSP

Nos itens anteriores, objetivou-se testar o processo de aquisição de dados via DSP. No entanto, todo o processamento dos dados amostrados e sua apresentação gráfica foram executados em Matlab. Neste item demonstra-se a capacidade do DSP realizar tanto a tarefa de aquisição de dados quanto de processamento de sinal, através do método SSA. Como o DSP não tem saída gráfica, os dados do sinal reconstruído são salvos em um arquivo do Matlab para serem futuramente apresentados em telas gráficas, ou então, para se gerar o espectro correspondente. A avaliação da eficácia desta etapa de processamento com DSP será realizada comparando-se o sinal reconstruído com a forma de onda da tensão de entrada, medida com o auxílio da ponta de prova de alta tensão.

Assim, apresenta-se na Figura 40 o gráfico do sinal de entrada de uma onda senoidal de aproximadamente 8 kV de pico, proveniente da rede elétrica de 220 V e 60 Hz.

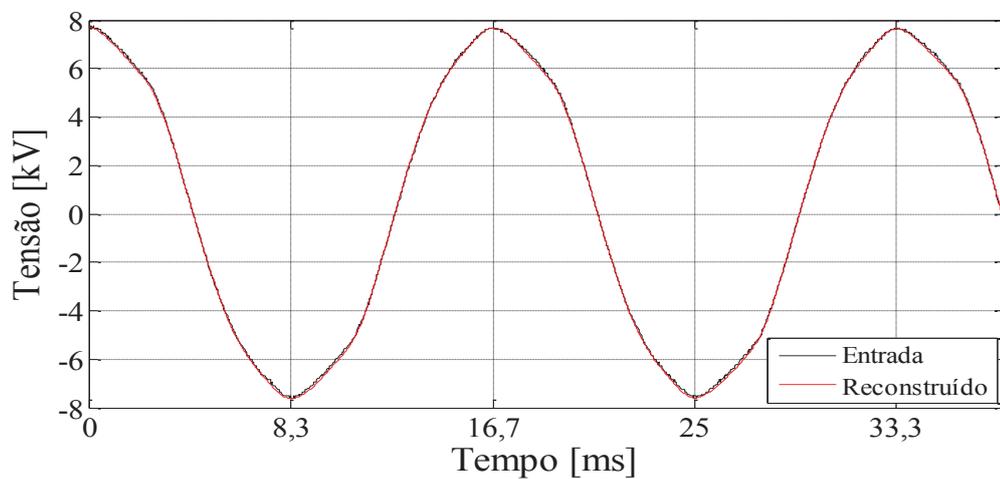
Figura 40 - Gráfico contendo os sinal de entrada, amostrado pelo osciloscópio, de uma onda senoidal proveniente da rede elétrica.



Fonte: Elaboração do autor

Observa-se na Figura 41 uma comparação entre os sinais de entrada e reconstruído pelo método SSA, implementado em DSP.

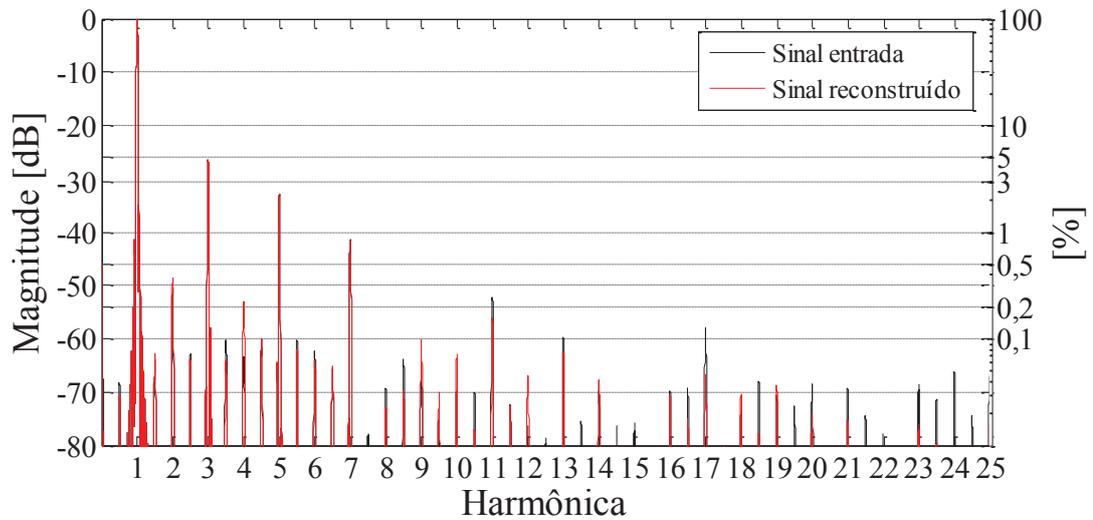
Figura 41 - Gráfico contendo os sinais de entrada e reconstruído.



Fonte: Elaboração do autor

Em relação ao seu conteúdo harmônico, a Figura 42 apresenta o espectro harmônico do sinal da rede elétrica e do sinal reconstruído.

Figura 42 - Espectro harmônico do sinal da rede elétrica até a 25ª componente harmônica.

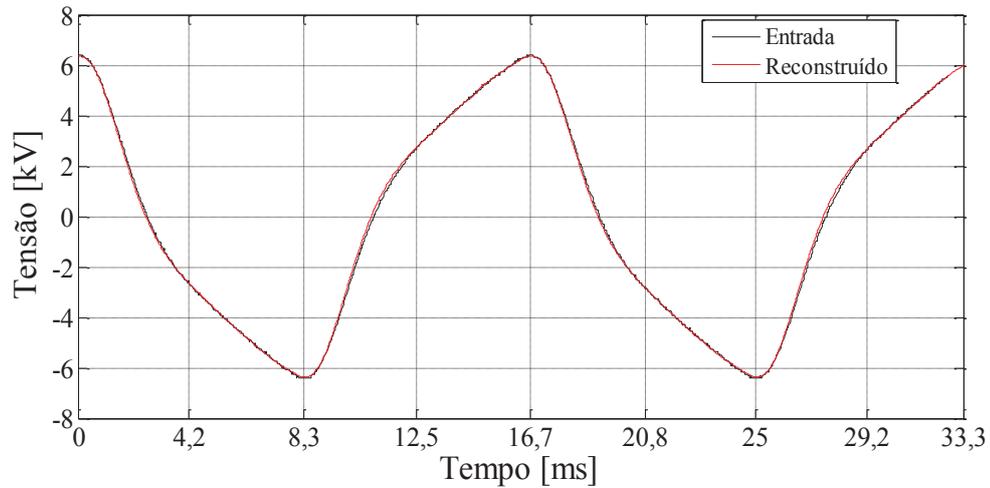


Fonte: Elaboração do autor

Objetivando verificar a capacidade do SOT em conjunto com o DSP em adquirir e processar sinais interferométricos de saída com alto conteúdo harmônico, gerou-se uma forma de onda triangular e uma forma de onda quadrada por meio do gerador de funções. Contudo, como o gerador não fornece tensão e corrente suficiente para o transformador elevador de tensão, utilizou-se um amplificador de áudio e um pequeno trafo de bancada. Assim que os sinais passaram pelo sistema de elevação de tensão, os mesmos sofreram algum tipo de filtragem (devido a características como a taxa de subida (*slew rate*) do amplificador e do tipo de enrolamento dos trafos), distorcendo-as severamente. No entanto, como discutido no item 5.2.1, isto não é relevante pois não constitui problema na validação do SOT.

Na Figura 43, pode-se observar que os sinais de entrada e de saída reconstruída possuem boa concordância no caso da forma de onda aproximadamente triangular. Observa-se que, devido a processo de distorção que acontece no sistema de elevação de tensão, o sinal que deveria ser perfeitamente triangular, passa a ter aspecto deformado. No entanto, o método SSA consegue reproduzi-lo com grande concordância.

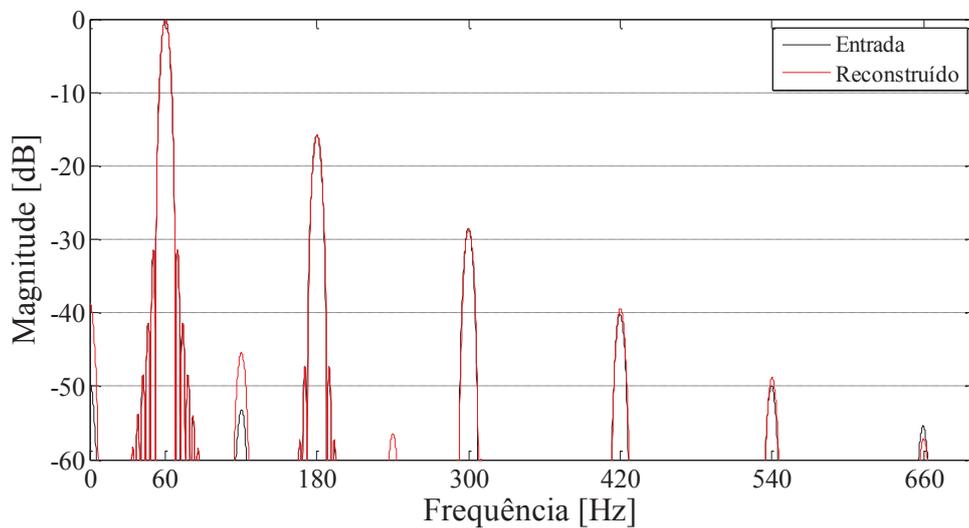
Figura 43 - Sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma onda triangular distorcida.



Fonte: Elaboração do autor.

Em relação ao seu conteúdo harmônico, analisando a Figura 44, que apresenta o espectro do conteúdo harmônico dos sinais da Figura 43, nota-se também que existe uma boa concordância entre ambas as respostas, até pelo menos a 7ª harmônica (até o nível de -40 dB).

Figura 44 - Espectro harmônico dos sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma onda triangular distorcida.

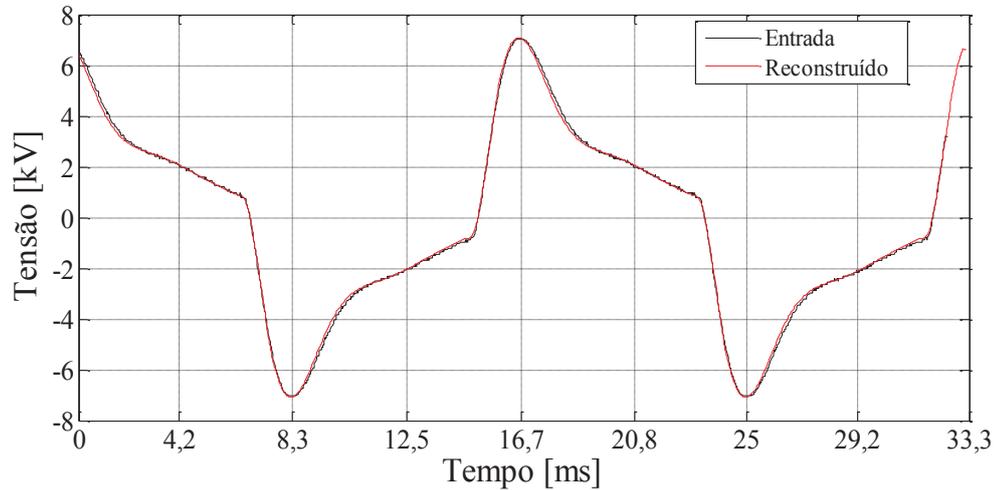


Fonte: Elaboração do autor.

Apresenta-se na Figura 45 um comparativo entre o sinal de entrada e sinal de saída reconstruído, para o caso de uma tensão de entrada quadrada em 60 Hz mas altamente deformada. Vale lembrar que, o sinal foi gerado como uma forma de onda quadrada perfeita mas, devido às limitações de largura de banda dos dispositivos elevadores de tensão, obteve-

se esta forma que possui elevada deformação. Nota-se que também houve boa concordância entre os sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP.

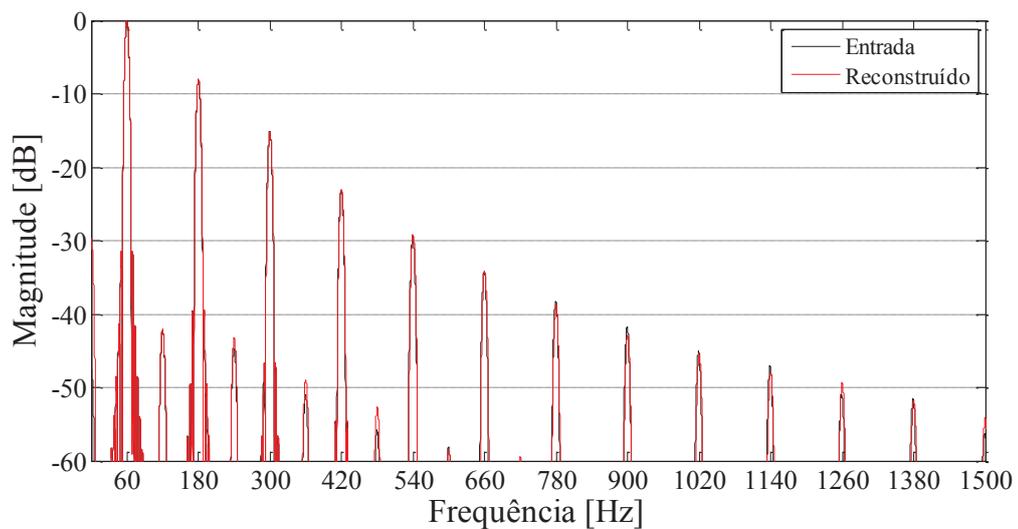
Figura 45 - Sinal de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma de onda com alto conteúdo harmônico.



Fonte: Elaboração do autor

Analisando a Figura 46, observa-se que as magnitudes das componentes harmônicas do sinal de entrada e do sinal reconstruído pelo DSP, apresentam também boa concordância entre si, pelo menos até a 15^a componente (acima de -40 dB).

Figura 46 - Espectro harmônico dos sinais de entrada e de saída reconstruído pelo DSP de uma forma de onda com alto conteúdo harmônico.



Fonte: Elaboração do autor

A fim de se verificar quantitativamente esta concordância, utilizou-se técnicas para uma análise mais criteriosa do conteúdo harmônico, conforme discutido na próxima seção.

5.3 Distorção Harmônica

A distorção harmônica total, THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*), é utilizada para definir o efeito das harmônicas na tensão do sistema. Ela é usada em sistemas de alta tensão, média tensão e baixa tensão (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS – IEEE, 1993), sendo expressa como uma porcentagem da harmônica fundamental, sendo definida como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (65)$$

sendo que V_1 é a tensão medida da harmônica fundamental e V_h são os valores das tensões das harmônicas de ordem h do sinal analisado. O espectro harmônico, a ser considerado para o cálculo da distorção harmônica total, deve compreender uma faixa de frequências que abrange desde a componente fundamental até, no mínimo, a 25ª ordem harmônica (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, 2011). Apresenta-se na Tabela 1 os valores de referência globais das distorções harmônicas totais.

Tabela 1 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.

Tensão nominal	Distorção Harmônica Total [%]
< 1 kV	10
1 kV – 13,8 kV	8
13,8 kV – 69 kV	6
69 kV – 230 kV	3

Fonte: (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, 2011)

Assim como a THD, a Distorção Harmônica Individual IHD (do inglês, *Individual Harmonic Distortion*) é outra forma de se mensurar o conteúdo harmônico de um sistema elétrico. Define-se a IHD como sendo a taxa porcentual entre a harmônica de ordem h e a harmônica fundamental, ou seja:

$$IHD = \frac{V_h}{V_1} \times 100\% \quad (66)$$

sendo que V_1 é a tensão medida da harmônica fundamental e V_h são os valores das tensão das harmônicas de ordem h do sinal. Apresenta-se na Tabela 2 os valores de referência das distorções harmônicas individuais em cada faixa de tensão nominal da rede elétrica.

Tabela 2 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.

Ordem Harmônica		Distorção Harmônica Individual [%]			
		< 1 kV	1 kV - 13,8 kV	13,8 kV - 69 kV	69 kV - 230 kV
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte: (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, 2011)

Com base nestas informações, procedeu-se aos cálculos de THD e IHD para as formas de onda analisadas nesta dissertação. Assim, apresentam-se na Tabela 3 os cálculos do THD dos sinais observados na Figura 41, proveniente da rede elétrica com aproximadamente 8 kV de pico. Observa-se que os valores obtidos estão dentro do limite permitido pela norma (8 % segundo a Tabela 1) e que tiveram uma variação de 0,09 % entre si.

Tabela 3 - THD entre a entrada e o sinal reconstruído da rede elétrica.

Sinal	THD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Sinal Reconstruído		
Rede	5,3439	5,3487	0,0048	0,09

Fonte: Elaboração do autor

As Tabela 4 e 5 apresentam o THD para as formas de onda triangular distorcida e com alto conteúdo harmônico, para os sinais reconstruídos provenientes da aquisição por osciloscópio e DSP (aquisição e processamento), Figuras 43 e 45, respectivamente.

Tabela 4 - THD entre a entrada e o sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.

Forma de onda	THD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída Osciloscópio		
Triangular	16,6743	16,6252	0,0491	0,29
Alto conteúdo harmônico	43,9348	44,0402	0,1054	0,24

Fonte: Elaboração do próprio autor

Tabela 5 - THD entre a entrada e o sinal reconstruído proveniente do DSP.

Forma de onda	THD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída DSP		
Triangular	16,6743	16,6555	0,0188	0,11
Alto conteúdo harmônico	43,9348	44,1254	0,1906	0,43

Fonte: Elaboração do próprio autor

Obviamente, os valores de THD's obtidos fogem ao limite especificado pela norma (8 %), como esperado, em vista dos sinais de tensão serem muito distintos de uma senóide. Entretanto, os valores resultantes do cálculo, tanto para o sinal de entrada quanto para os sinais reconstruídos, são muito próximos entre si. Isto confirma a eficácia do método SSA na medição de sinais de alta tensão com elevada exatidão. A máxima discrepância entre esses valores de THD foi de 0,43 %, para a forma de onda com alto conteúdo harmônico, e, a mínima discrepância de 0,11 %, para a forma de onda triangular, ambas resultantes da medição com o DSP.

Apresentam-se nas Tabelas 6 e 7 os valores de distorção harmônica individual ímpares e pares do sinal da rede elétrica (Figura 41), obtidos tanto para o sinal de entrada quanto para o sinal reconstruído.

Tabela 6 - IHD das harmônicas ímpares do sinal da rede elétrica, sinal de entrada e sinal reconstruído.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Sinal Reconstruído		
3	4,7581	4,7471	0,0110	0,23
5	2,2321	2,2702	0,0381	1,71
7	0,8547	0,8177	0,0370	4,33
9	0,0568	0,0973	0,0405	71,30
11	0,2440	0,1550	0,0890	36,48
13	0,1044	0,0750	0,0294	28,16
15	0,0165	0,0095	0,0070	42,42
17	0,1276	0,0459	0,0817	64,03
19	0,0293	0,0362	0,0069	23,55
21	0,0343	0,0172	0,0171	49,85
23	0,0378	0,0160	0,0218	57,67
25	0,0448	0,0158	0,0290	64,73

Fonte: Elaboração do autor

Tabela 7 - IHD das harmônicas pares do sinal da rede elétrica, sinal de entrada e sinal reconstruído.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Sinal Reconstruído		
2	0,3001	0,3750	0,0749	24,96
4	0,0685	0,2257	0,1572	229,49
6	0,0764	0,0626	0,0138	18,06
8	0,0341	0,0224	0,0117	34,31
10	0,0351	0,0718	0,0367	104,56
12	0,0154	0,0443	0,0289	187,66
14	0,0322	0,0413	0,0091	28,26
16	0,0323	0,0299	0,0024	7,43
18	0,0205	0,0308	0,0103	50,24
20	0,0371	0,0196	0,0175	47,17
22	0,0130	0,0092	0,0038	29,23
24	0,0496	0,0063	0,0433	87,30

Fonte: Elaboração do autor

Analisando as Tabelas 6 e 7, observam-se que os resultados obtidos estão em conformidade com os níveis de referência (Tabela 2), obtendo-se boa concordância entre os valores de IHD para os dois sinais (entrada e reconstruído), pelo menos até a 7ª harmônica.

Apresentam-se nas Tabelas 8 e 9 os valores de distorção harmônica individual ímpares e pares do sinal triangular distorcido (Figura 34), obtidos tanto para o sinal de entrada quanto para o sinal reconstruído que foi adquirido pelo osciloscópio digital.

Tabela 8 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída Osciloscópio		
3	16,2158	16,1517	0,0641	0,40
5	3,7268	3,7188	0,0080	0,21
7	0,9851	1,1031	0,1180	11,98
9	0,3177	0,3269	0,0092	2,90
11	0,1703	0,1523	0,0180	10,57
13	0,1003	0,1037	0,0034	3,39
15	0,0581	0,0712	0,0131	22,55
17	0,0647	0,0367	0,0280	43,28
19	0,0226	0,0027	0,0199	88,05
21	0,0391	0,0297	0,0094	24,04
23	0,0266	0,0325	0,0059	22,18
25	0,0431	0,0254	0,0177	41,07

Fonte: Elaboração do autor.

Tabela 9 - IHD das harmônicas pares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída Osciloscópio		
2	0,2195	0,5334	0,3139	143,01
4	0,0172	0,1419	0,1247	725,00
6	0,0292	0,0205	0,0087	29,79
8	0,0522	0,0774	0,0252	48,28
10	0,0571	0,0106	0,0465	81,44
12	0,0519	0,0346	0,0173	33,33
14	0,0290	0,0684	0,0394	135,86
16	0,0531	0,0469	0,0062	11,68
18	0,0409	0,0533	0,0124	30,32
20	0,0376	0,0268	0,0108	28,72
22	0,0509	0,0161	0,0348	68,37
24	0,0418	0,0142	0,0276	66,03

Fonte: Elaboração do autor.

Apresentam-se nas Tabelas 10 e 11 os valores de distorção harmônica individual ímpares e pares do sinal triangular distorcido (Figura 43), obtidos tanto para o sinal de entrada quanto para o sinal adquirido e reconstruído pelo DSP.

Tabela 10 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída DSP		
3	16,2158	16,1754	0,0404	0,25
5	3,7268	3,7596	0,0328	0,88
7	0,9851	1,0724	0,0873	8,86
9	0,3177	0,3612	0,0435	13,69
11	0,1703	0,1396	0,0307	18,03
13	0,1003	0,0794	0,0209	20,84
15	0,0581	0,0572	0,0009	1,55
17	0,0647	0,0200	0,0447	69,09
19	0,0226	0,0233	0,0007	3,10
21	0,0391	0,0080	0,0311	79,54
23	0,0266	0,0154	0,0112	42,11
25	0,0431	0,0258	0,0173	40,14

Fonte: Elaboração do autor.

Tabela 11 - IHD das harmônicas pares da forma de onda triangular, sinal de entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída DSP		
2	0,2195	0,5350	0,3155	143,74
4	0,0172	0,1497	0,1325	770,35
6	0,0292	0,0680	0,0388	132,88
8	0,0522	0,0332	0,0190	36,40
10	0,0571	0,0046	0,0525	91,94
12	0,0519	0,0059	0,0460	88,63
14	0,0290	0,0077	0,0213	73,45
16	0,0531	0,0072	0,0459	86,44
18	0,0409	0,0063	0,0346	84,60
20	0,0376	0,0062	0,0314	83,51
22	0,0509	0,0007	0,0502	98,62
24	0,0418	0,0067	0,0351	83,97

Fonte: Elaboração do autor.

Analisando as Tabelas 8 a 11, observa-se que a 3ª harmônica foge em muito da especificação da norma. As demais harmônicas estão dentro da faixa admissível. No entanto, o principal resultado refere-se a concordância entre os valores de IHD calculado para os dois sinais (entrada e reconstruído), pelo menos as harmônicas 3, 5, 9 e 13 para o osciloscópio, e, as harmônicas 3, 5, 7, 15, 19 para o DSP, o que já havia sido previsto na seção 5.2.2.

Apresentam-se nas Tabelas 12 e 13 os valores de distorção harmônica individual ímpares e pares do sinal com alto conteúdo harmônico (Figura 36), obtidos tanto para o sinal de entrada quanto para o sinal reconstruído que foram adquiridos pelo osciloscópio digital.

Tabela 12 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída Osciloscópio		
3	39,4915	39,569	0,0775	0,20
5	17,4180	17,4614	0,0434	0,25
7	6,9181	7,0681	0,1500	2,17
9	3,4172	3,4276	0,0104	0,30
11	1,9574	1,9764	0,0190	0,97
13	1,2206	1,0985	0,1221	10,00
15	0,8166	0,6618	0,1548	18,96
17	0,5588	0,5208	0,0380	6,80
19	0,4433	0,3959	0,0474	10,69
21	0,2834	0,3435	0,0601	21,21
23	0,2687	0,2754	0,0067	2,49
25	0,1533	0,1888	0,0355	23,16

Fonte: Elaboração do próprio autor

Tabela 13 - IHD das harmônicas pares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do osciloscópio.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída Osciloscópio		
2	0,7731	0,7050	0,0681	8,81
4	0,5817	0,5636	0,0181	3,11
6	0,2839	0,3457	0,0618	21,77
8	0,1620	0,1803	0,0183	11,30
10	0,1240	0,1173	0,0067	5,40
12	0,0604	0,0837	0,0233	38,58
14	0,0848	0,0244	0,0604	71,23
16	0,0690	0,0833	0,0143	20,72
18	0,0912	0,0520	0,0392	42,98
20	0,0082	0,1121	0,1039	1267,07
22	0,0693	0,0429	0,0264	38,10
24	0,0746	0,0732	0,0014	1,88

Fonte: Elaboração do autor.

Apresentam-se nas Tabelas 14 e 15 os valores de distorção harmônica individual ímpares e pares do sinal com alto conteúdo harmônico (Figura 43), obtida tanto para o sinal de entrada quanto para o sinal adquirido e reconstruído pelo DSP.

Tabela 14 - IHD das harmônicas ímpares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída DSP		
3	39,4915	39,6472	0,1557	0,39
5	17,418	17,4709	0,0529	0,30
7	6,9181	7,0690	0,1509	2,18
9	3,4172	3,4984	0,0812	2,38
11	1,9574	1,9707	0,0133	0,68
13	1,2206	1,1500	0,0706	5,78
15	0,8166	0,7177	0,0989	12,11
17	0,5588	0,5357	0,0231	4,13
19	0,4433	0,4006	0,0427	9,63
21	0,2834	0,3445	0,0611	21,56
23	0,2687	0,2588	0,0099	3,68
25	0,1533	0,1978	0,0445	29,03

Fonte: Elaboração do autor.

Tabela 15 - IHD das harmônicas pares da forma de onda com alto conteúdo harmônico, entrada e sinal reconstruído proveniente do DSP.

Harmônica	IHD [%]		Diferença [%]	Variação [%]
	Sinal de Entrada	Saída DSP		
2	0,7731	0,7837	0,0106	1,37
4	0,5817	0,6888	0,1071	18,41
6	0,2839	0,3562	0,0723	25,47
8	0,1620	0,2332	0,0712	43,95
10	0,1240	0,1178	0,0062	5,00
12	0,0604	0,1070	0,0466	77,15
14	0,0848	0,0859	0,0011	1,30
16	0,0690	0,0651	0,0039	5,65
18	0,0912	0,0842	0,0070	7,68
20	0,0082	0,0338	0,0256	312,20
22	0,0693	0,0460	0,0233	33,62
24	0,0746	0,0298	0,0448	60,05

Fonte: Elaboração do autor.

Analisando as Tabelas 12 a 15, observam-se que as 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 15^a harmônicas estão fora dos valores admissíveis pela norma. As demais estão em conformidade com a mesma. Pode-se observar que, houve boa concordância entre os valores de IHD para os dois sinais (entrada e reconstruído), pelo menos as harmônicas 3, 5, 9, 11, 17 e 23 para o osciloscópio, e, as harmônicas 3, 5, 7, 9, 11, 13, 17, 19 e 23 para o DSP, o que já havia sido previsto na seção 5.2.2.

6 CONCLUSÕES

Nesta dissertação foram estudados e discutidos os conceitos necessários para a implementação em DSP de uma técnica de demodulação de sinais ópticos modulados em fase, aplicados a um SOT eletro-óptico para medição de tensões elevadas.

Inicialmente, foi apresentado um breve resumo sobre os transformadores de potencial convencionais e os ópticos, mostrando algumas de suas características e uso. Foi discutido também que o processamento dos sinais de um SOT eletro-óptico pode ser executado utilizando-se DSP, que é capaz de atuar tanto para a aquisição quanto na execução do algoritmo para demodulação.

Foram realizados estudos sobre o efeito eletro-óptico em cristais de Niobato de Lítio (LiNbO_3) e sobre o modulador eletro-óptico de amplitude a base de célula Pockels. Foi possível levantar a resposta em frequência, a linearidade e os valores das tensões de meia-onda (V_π) das células Pockels utilizadas no SOT montado no LOE. Foram calculados os valores das tensões de meia-onda V_π para as duas configurações apresentadas. Utilizando-se uma célula Pockels para baixa tensão, com tensão aplicada ao longo do eixo Z e propagação na direção do eixo X do cristal, os valores para a tensão de meia-onda calculado e medido na prática apresentaram uma discrepância de 3,26 %, com os seguintes resultados de V_π : 64,92 V e 62,8 V, respectivamente. Para o caso da célula Pockels de alta tensão, em que a tensão é aplicada ao longo do eixo Y e a propagação do feixe é paralela ao eixo óptico do cristal (eixo Z), os valores de V_π resultaram numa discrepância de 3,6 %, com os seguintes valores de V_π : 3,768 kV e 3,908 kV (calculado e medido na prática, respectivamente).

Ao longo do texto, foi apresentado o método SSA, de segmentação do sinal amostrado (GALETI, 2012), desenvolvido originalmente para operar com interferometria óptica. Foram realizadas adaptações no método SSA de forma que não seja necessário utilizar o sinal de entrada (que, no caso deste trabalho estaria em torno de dezenas de kV) para reconstruí-lo a partir do sinal fotodetectado. O método SSA, implementado em plataforma DSP, mostrou-se eficiente na reconstrução dos sinais de alta tensões, mesmo para aqueles possuindo grande conteúdo harmônico.

Para prova de conceito no laboratório, o DSP F28335 foi programado para aquisição e processamento dos sinais, e os resultados experimentais obtidos evidenciaram que o funcionamento do sistema foi satisfatório. A fim de validar o SOT, executou-se uma comparação entre medições realizadas de forma convencional, com osciloscópio realizando a amostragem e o microcomputador realizando o processamento, e também, utilizando-se o

DSP, sendo que os resultados de ambos se revelaram bastante similares. Foi verificado que o conteúdo harmônico dos sinais se comportou como o esperado, conforme relatado pelo cálculo do THD e IHD, apresentado nas tabelas 3 a 15.

Este trabalho comprovou, portanto, a viabilidade da utilização do DSP para a aquisição e processamento de sinais de saída de um SOT eletro-óptico dedicado a medição de tensões elevadas.

6.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

Sugere-se que novos trabalhos sejam realizados objetivando-se sensores ópticos de tensões operando com tensões da ordem de 13,8 kV (RMS) e provenientes da rede elétrica. Esta pesquisa seria interessante para a determinação de suas componentes harmônicas e para comparação com os resultados produzidos por transformadores de potencial convencionais, sobre os quais o SOT possivelmente tem melhor desempenho.

Sugere-se também a utilização do DSP para a detecção em tempo real das componentes harmônicas em rede elétrica de alta tensão, bem como, a utilização de outros métodos de detecção como, por exemplo, o método de quadratura de fase adaptado ao SOT eletro-óptico.

Por fim, recomenda-se prosseguir com a pesquisa no sentido de tornar o pré-protótipo aqui estudado (o qual foi denominado SOT) num medidor, de fato, de tensões elétricas elevadas, e daí, num TP óptico. Esta evolução deve ser gradual, passando pela fase de se estruturar o LOE para atender as normas de segurança para medição de alta tensão, bem como, direcionando os resultados para atender as normas técnicas estabelecidas para medidores e TP's da classe de 13,8 kV (RMS).

REFERÊNCIAS

ABRAMOWITZ, H.; STEGUN, I. A. **Handbook of mathematical functions**. New York: Dover Publications, 1972.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – PRODIST: módulo 8: qualidade de energia elétrica**. 2 ed. Brasília: ANEEL, 2011.

ALLIL, R. C. S. B.; WERNECK, M. M. Optical high-voltage sensor based on fiber bragg grating and PZT piezoelectric ceramics. **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements**, Piscataway, v. 60, n. 6 p. 2118-2125, 2011.

ALMEIDA, J. C. J.; SANTOS, J. C. Demodulação coerente do sinal de saída de transformador de potencial óptico. **Latin America Transactions**, London, v. 3, n. 5, p. 423-428, 2005.

ARTECHE. **Transformadores de instrumentos: alta tensão**. Curitiba: ARTECHE, 2013. Disponível em: <<http://www.artech.com/pt/produtos-e-solucoes/categoria/transformadores-de-instrumentos-alta-tens-o>>. Acesso em: 15 mar. 2013.

BARBOSA, F. A. A. **Método de detecção interferométrica de fase, com baixa profundidade de modulação, aplicado à medição de deslocamentos nanométricos em atuadores e minimanipuladores piezoelétricos**. 2009. 158 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2009.

BARBOSA, F. A. A. *et al.* A simple interferometric method to measure the calibration factor and displacement amplification in piezoelectric flextensional actuators. **Controle e Automação**, Campinas, v. 21, n. 4, p. 577-587, 2010.

BERTON, P. L. **Análise e implementação de técnicas de medição de microvibrações utilizando interferometria óptica e processadores digitais de sinais**. 2013, 108 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.

BERTON, P; KITANO, C.; HIGUTI, R. T. Medição de deslocamento manométricos por interferometria óptica em tempo real. In: REUNIÃO ANUAL DA SOCIEDADE BRASILEIRA PARA O PROGRESSO DA CIÊNCIA, 62., 2010, Natal. **Anais...** São Paulo: SBPC, 2010. p. 1.

BERTON, P *et al.* Interrogação de sensor interferométrico de deslocamento em atuadores piezoelétricos flexensionais usando processador de sinais. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 18., Bonito. **Anais...** Campinas: SBA, 2010. p. 4949-4956.

BELK, C. A.; TAYAG, T. J. **Digital demodulation of a fractional fringe interferometer**. Texas: Texas Christian University, 1999. Disponível em: <<http://www.texas-instruments.com/sc/docs/general/dsp/fest99/poster/ipresentation.pdf>>. Acesso 18 mai. 2013.

BROJBOIU, M.; SERBAN, T. T.; LEOVEANU, M. S. Concerning the implementation of the electro-optical sensors for voltage measurement in distribution stations. In: INTERNATIONAL POWER SYSTEMS CONFERENCE, 5., 2003, Timisoare. **Proceeding...** [S.l.]: TIBKT, 2003. p. 455-462.

CARAZO, A. V. **Novel piezoelectric transducers for high voltage measurement**. 2000. 277 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Politécnic de Catalunya, Barcelona, 2000.

CARLSON, A. B.; CRILLY, P. B.; RUTLEDGE, J. C. **Communication systems**. 4.ed. Boston: McGraw-Hill, 2002.

CARVALHO, A. A.; FERREIRA, W. B.; KITANO, C. Implementação de um sensor a fibra óptica polarimétrico para medidas de deformação de estruturas de concreto. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA MECÂNICA, 15., 1999. Águas de Lindoia. **Anais...** Campinas: ABCM/UNICAMP, 1999, p. 1-10.

CHAVEZ, P. P.; JAEGER, N. A. F.; RAHMATIAN, F. Accurate voltage measurement by the quadrature method. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Toronto, v. 18, n. 1, p. 14-19, 2003.

CHAVEZ, P. P.; RAHMATIAN, F.; JAEGER, N. A. F. Accurate voltage measurement with electric field sampling using permittivity-shielding. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Toronto, v. 17, n. 2, p. 362-368, 2002.

CONNELLY, M. J. Digital synthetic-heterodyne interferometric demodulation. **Journal of Optics A: pure and applied optics**, New York, v. 4, n. 6, p. s400-s405, 2002.

DINEV, P. Fiber-optic voltage sensor using an optical lever. **IEE Proceeding. Optoelectronics**, Stenevage, v. 144, n. 4, p. 253-255, 1997.

DONALDSON, E. F. *et al.* Autonomous current sensing for high voltage systems with auxiliary optical energisation. **Sensor Review**, Bingley, v. 21, n. 2, p. 126-132, 2001.

FILLIPOV, V. N. *et al.* Fiber-optic voltage sensor based on a Bi₁₂TiO₂₀ crystal. **Applied Optics**, New York, v. 39, n.3, p. 1389-1393, 2000a.

FILLIPOV, V. N. *et al.* Optically controlled fiber voltage sensor. **IEEE Photonics Technology Letters**, Piscataway, v. 12, n. 7, p. 870-872, 2000b.

GALETI, J. H. **Medição interferométrica de fase óptica através do método de segmentação do sinal amostrado**. 2012. 148 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2012.

GALETI, J. H. *et al.* Wide dynamic range homodyne interferometry method and its application for piezoactuator displacement measurements. **Applied Optics**, New York, v. 52, n. 28, p. 6919-6930, 2013.

GIALLORENZI, T. G. *et al.* Optical fiber sensor technology. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, New York, v. QE-18, n. 4, p. 626-665, 1982.

GRIFFIN, B.; CONNELLY, M. J. Digital signal processing of interferometric fiber optics sensors. In: IEEE LIGHTWAVE TECHNOLOGIES IN INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT CONFERENCE - LTIM, 2004, New York. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2004. p. 153- 156.

GRIFFIN, B.; CONNELLY, M. J. Interferometric fiber optic sensor interrogation system using digital processing and synthetic-heterodyne detection. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTICAL FIBER SENSORS, 17., Bellingham. **Proceedings...** Bellingham, 2005. v. 5855, p. 619-622.

HATTA, A. M. *et al.* A voltage sensor based on a singlemode-multimode-singlemode fiber structure. **Microwave and Optical Technology Letters**, New York, v. 52, n. 8, p. 1887-1890, 2010.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS – IEEE. **IEEE Std 519-1992**: recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. Piscataway: IEEE, 1993.

IMS POWER QUALITY. **PowerNET PQ-600 Analisador Portátil de Qualidade de Energia**. Porto Alegre: IMS, 2013. Disponível em <http://www.ims.ind.br/wp-content/uploads/PowerNET_PQ600_Catálogo3.pdf>. Acesso em: 09 out. 2013.

JAEGER, N. A. F.; YOUNG, L. High-voltage sensor employing an integrated optics Mach_Zehnder interferometer in conjunction with a capacitive divider. **Journal of Lightwave technology**, New York, v. 7, n. 2, p. 229-235, 1989.

JAEGER, N. A. F.; RAHMATIAN, F. Integrated optics Pockels cell high-voltage sensor. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Toronto, v. 10, n. 1, p. 127-134, 1995.

KIM, S.; PARK, J.; HAN, W. -T. Optical fiber AC voltage sensor. **Microwave and Optical technology Letters**, New York, v. 51, n. 7, p. 1689-1691, 2009.

KINGSLEY, S. A.; SRIRAM, S. Parallel-plate integrated optic high-voltage sensor. **Electronics Letters**, London, v. 31, n. 13, p. 1096-1097, 1995.

KITANO, C. **Análise do interferômetro Mach-Zehnder com controle acústico**. 1993. 224 f. Tese (Mestrado em Ciências) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA, São José dos Campos, 1993.

KUROSAWA, K. *et al.* Development of an optical instrument transformer for DC voltage measurement. **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v. 8, n. 4, p. 1721-1726, 1993.

KYUMA, K. *et al.* Fiber-optic current and voltage sensor using a Bi12GeO20 single crystal. **Journal of Lightwave Technology**, New York, v. 1, n. 1, p. 93-97, 1983.

LEÃO, J. V. F. **Interferometria óptica aplicada à medição de amplitudes de vibração nanométricas em piezoatuadores flexensionais**. 2004. 157 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2004.

LIMA, D. K. **Transformadores para instrumentação ópticas: aspectos da viabilidade de seu uso pelas empresas do setor elétrico Brasileiro**. 2009. 123 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

LIMA, D. K.; SANTOS, J. C. Transformadores para instrumentos ópticos: sua viabilidade no setor elétrico Brasileiro. In: SEMNÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 20.,2009, Recife. **Anais...** Recife: Snp tee, 2009.

LIMA, R. A. **Sensor Eletro-óptico de Tensões Elevadas e sua Viabilidade para Implementação de TP Óptico**. 2013. 111 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.

LI, C.; YOSHINO, T. Optical voltage sensor based on electrooptic crystal multiplier. **Journal of Lightwave Technology**, New York, v. 20, n. 5, p. 843-849, 2002.

LI, C.; CUI, X.; YOSHINO, T. Measurement of AC electric power based on dual transverse Pockels effect. **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, Independence, v. 50, n. 5, p. 1375-1380, 2001.

LI, C.; CUI, X.; YOSHINO, T. Optical electric-power sensor by use of one Bismuth Germanate crystal. **Journal of Lightwave Technology**, New York, v. 21, n. 5, p 1328-1333, 2003.

LI, C.; CUI, X. *et al.* Optical voltage sensor using a pulse-controlled electrooptic quarter waveplate. **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, Independence, v. 54, n. 1, p. 273-277, 2005.

MARTINS, W. M. **Sensores ópticos de tensão baseados no efeito eletro-óptico em cristais de niobato de lítio**. 2006. 163 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.

MARTINEZ-LEÓN, L. *et al.* Frequency-output fiber-optic voltage sensor for high-voltage lines. **IEEE Photonics Technology Letters**, New York, v. 13, n. 9, p. 996-998, 2001.

MARÇAL, L. A. P. **Novas técnicas de detecção de fase óptica em interferômetros homódinos aplicadas à caracterização de atuadores piezoelétricos flexensionais**. 2008. 263 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2008.

MARÇAL, L. A. P. *et al.* A high dynamic range method for direct readout of dynamic phase change in homodyne interferometers. **Measurement Science and Technology**, Bristol, v. 23, n. 12, p. 1-12, 2012.

MENEZES, J. P. C. **Análise teórica e experimental de um método interferométrico de detecção de fase óptica auto-consistente e com elevada faixa dinâmica, aplicado à caracterização de atuadores piezoelétricos flexionacionais**. 2009. 146 f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2009.

NETTO, U. C. **Aplicações de controle e supervisão distribuídas em subestações de energia elétrica através do uso de relés digitais de proteção**. 2008. 172 f. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia Elétrica de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2008.

NYE, J. F. **Physical Properties of Crystal - their representation by tensors and matrices**. Oxford: Oxford Press, 1957.

NXTPHASE. **Optical CTs and VTs**. Vancouver: NEXPHASE, 2002. Disponível em: <http://nxtphaseinc.com/pdfs/nxtphase_optical_instrument_transformers.pdf>. Acesso em: 18 mar. 2013.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. **Discrete-time signal processing**. 2 ed. New Jersey, EUA: Prentice Hall, INC., 1999.

PARK, H. J.; KIM, H. -J.; SONG, M. Fiber-optic voltage sensor using a hybrid laser interferometer. In: CONFERENCE ON LASERS AND ELECTRO-OPTICS, 11, Baltimore. **Proceedings...** Baltimore: IEEE, 2007. p. 1-2.

PERNICK, B. J. Self-consistent and direct Reading laser homodyne measurement technique. **Applied Optics**, New York, v. 12, n. 3, p. 607-610, 1973.

PETCH, H. S.; RUSHTON, J. **Power System Protection – Principles and Components**. 2 ed. Stevenage, UK: Peter Peregrinus, 1981.

RAHMATIAN, F.; CHAVEZ, P. P.; JAEGER, N. A. F. A wide-band high-accuracy SF6-free optical voltage transformer. In: OPTICAL SENSOR SYSTEMS WORKSHOP, 3., Pittsburgh. **Proceedings...** Palo Alto: EPRI, 2001a. p. 125-134.

RAHMATIAN, F.; CHAVEZ, P. P.; JAEGER, N. A. F. Wide-band 138 KV distributed-sensor optical voltage transducer: study of accuracy under pollution and other field disturbances. In: POWER ENGINEERING SOCIETY SUMMER MEETING, 3., Vancouver. **Proceedings...** Vancouver: IEEE, 2001b. p. 156-167.

RAHMATIAN, F.; CHAVEZ, P. P.; JAEGER, N. A. F. 138 KV and 345 KV wide-band high-accuracy SF6-free optical voltage transducer. In: POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER POWER MEETING, 4., New York. **Proceedings...** New York: IEEE, 2002a. p. 1472-1477.

RAHMATIAN, F.; CHAVEZ, P. P.; JAEGER, N. A. F. 230 KV optical voltage transducers using multiple electric field sensors. **IEEE Transaction on Power Delivery**, New York, v. 17, n. 2, p. 417-422, 2002b.

SAKAMOTO, J. M. S. **Sensor em fibra ópticos aplicado à caracterização de atuadores piezoelétricos flexensionais**. 2006. 163 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.

SAKAMOTO, J. M. S. *et al.* High sensitivity fiber optic angular displacement sensor and its application for detection of ultrasound. **Applied Optics**, New York, v. 51, n. 20, p. 4841-4851, 2012.

SANTOS, J. C.; TAPLAMACIOGLU, M. C.; HIDAKA, K. Pockels High-Voltage Measurement System. **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v. 15, n. 1, p. 8-13, 2000.

SANTOS, J. C.; TAPLAMACIOGLU, M. C.; HIDAKA, K. Optical high voltage measurement using pockels microsingle crystal. **Review of Scientific Instruments**, New York, v. 70, n., p. 3271 - 3276, 1999.

SILVA, B. D. B.; APREA, J. Development of a Power Quality Meter. In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA - CBQEE, 10., 2013, Araxá. **Anais...** Araxá: SBQEE, 2013. p. 1-6.

SILVA, L. P. C. **Interferômetros recuperadores de baixa tensão de meia onda para sistemas interferométricos de luz branca utilizando moduladores eletro-ópticos**. 2011. 200 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade do estado de São Paulo, Escola Politécnica da USP, São Paulo, 2011.

SILVEIRA, P. M.; GUIMARÃES, C. A. M. Novos transdutores de controle e de potencial em altas tensões. **Eletricidade Moderna**, São Paulo, v., n., p. 92-101, 1998.

SMITH, D. S.; RICCIUS, H. D.; EDWIN, R. P. Refractive indices of Lithium Niobate. **Optics Communication**, North-Holland, v. 17, n. 3, 1976.

SMITH, S. W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. 2 ed. San Diego, EUA: California Technical Publishing, 1999.

SUDARSHANAM, V. S.; SRINIVASAN, K. Linear readout of dynamics phase change in a fiber-optic homodyne interferometer. **Optics Letters**, New York, v. 14, n. 2, p. 140-142, 1989.

TAKIY, A. E. **Análise Teórica e Experimental de uma Nova Técnica de Processamento de Sinais Interferométricos Baseada na Modulação Triangular da Fase Óptica**. 2010. 148 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2010.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide**. Texas: Texas Instruments, 2004.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F28335/F28334/F28332 Digital Signal Controllers (DSCs) Data Manual**. Texas: Texas Instruments, 2012.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320x2833x, 2823x System Control and Interrupts Reference Guide**. Texas: Texas Instruments, 2010.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320x2833x Analog-to-digital Converter (ADC) Module Reference Guide**. Texas: Texas Instruments, 2007.

YARIV, A. **Optical electronics**. 3 ed. New York: Holt, Rinehart and Winstonm, 1985.

YARIV, A.; YEH, P. **Optical waves in crystals**. New York: John Wiley & Sons, 1984.

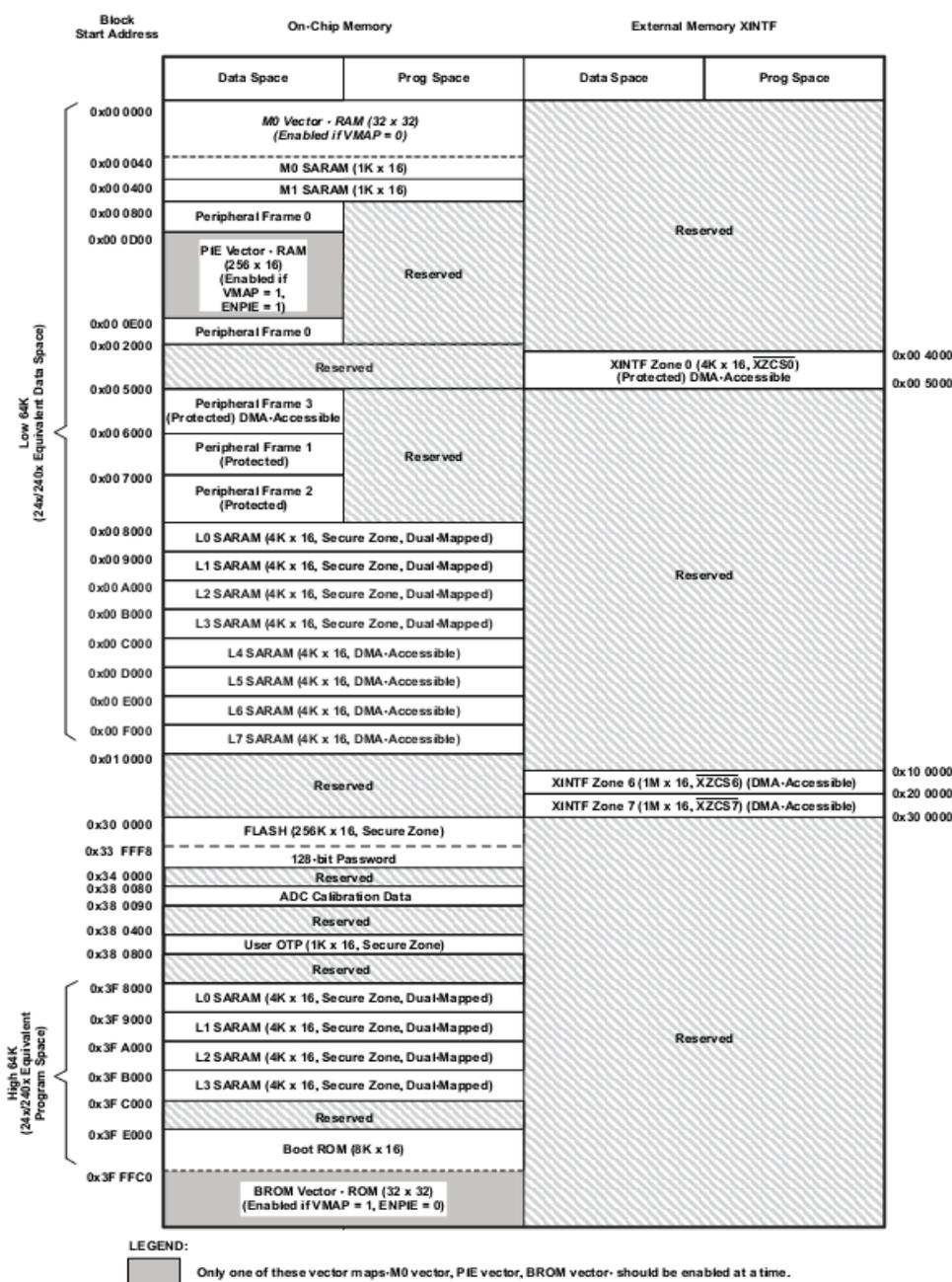
ZHAO, S. *et al.* A new method of high order harmonic measurement and analysis. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY, 3., Kunming. 2002. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, p.2501-2504.

APÊNDICE A: EZDSP F28335 – PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

A.1 Mapa de Memória

Uma boa utilização do DSP requer um entendimento da estrutura interna e do mapa de memória. Assim, o mapa de memória ilustrado na Figura A.1 é referente ao DSC TMS320F28335:

Figura A.1 - Mapa de memória DSC TMS320F28335.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2012).

Para a programação do DSC é necessário um arquivo com a descrição do mapa de memória, que define o uso de cada módulo de memória na execução da aplicação.

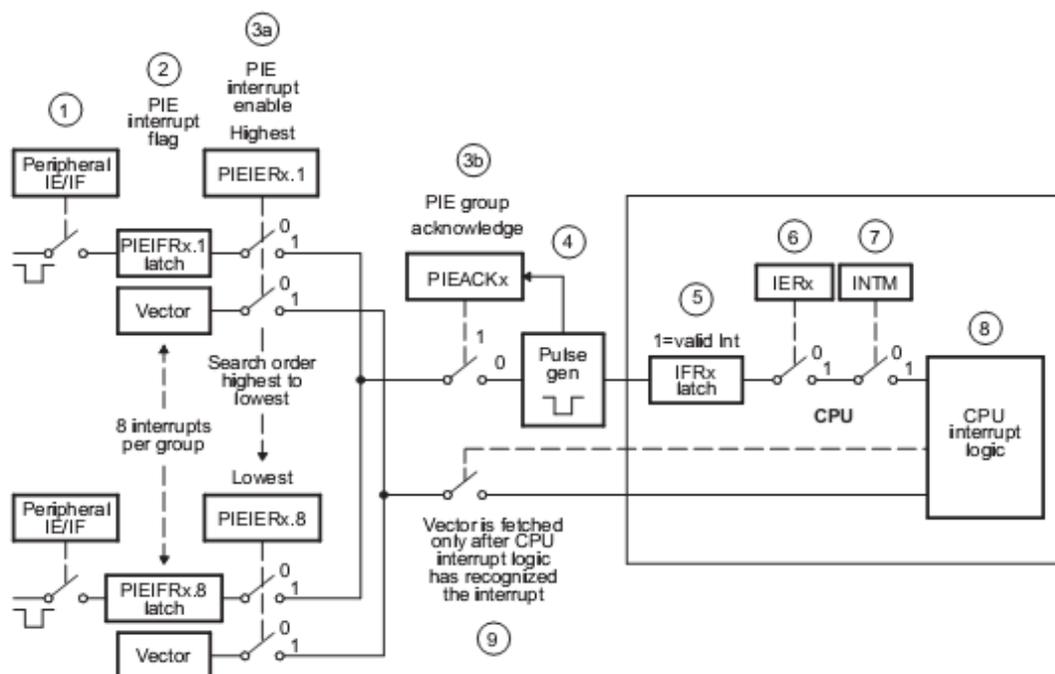
A.2 Interrupções

O DSC possui 96 interrupções, distribuídas em 12 grupos de oito unidades, que são gerenciadas pelo bloco *Peripheral Interrupt Enable* (PIE). Das 96 possíveis interrupções apenas 43 estão atualmente sendo utilizadas, sendo que as restantes estão reservadas a dispositivos futuros (TEXAS INSTRUMENTS, 2010). Cada grupo é alimentado por uma das 12 linhas de interrupções do núcleo (INT1 a INT12). Cada uma das 96 interrupções possui um vetor de armazenamento em um bloco dedicado da memória RAM que pode ser modificado.

Na Tabela A.1 mostra-se a representação dos vetores de interrupções PIE. As interrupções que contém valores mais baixos de prioridades são as primeiras a serem utilizadas pela CPU.

As interrupções podem ser habilitadas ou desabilitadas pelo bloco PIE. Na Figura A.2 apresenta-se o diagrama de blocos da requisição de uma interrupção multiplexada.

Figura A.2 - Diagrama de bloco da requisição de uma interrupção multiplexada.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2010).

Tabela A.1 - Tabela contendo os vetores de interrupções PIE.

	INTx.8	INTx.7	INTx.6	INTx.5	INTx.4	INTx.3	INTx.2	INTx.1
INT1.y	WAKEINT (LPWWD)	TIM0 (TIMER 0)	ADCINT (ADC)	XINT2 Ext. Int. 2	XINT1 Ext. Int. 1	Reserved	SEQ2INT (ADC)	SEQ1INT (ADC)
	0xD4E	0xD4C	0xD4A	0xD48	0xD46	0xD44	0xD42	0xD40
INT2.y	Reserved	Reserved	EPWM6_TZINT (ePWM6)	EPWM5_TZINT (ePWM5)	EPWM4_TZINT (ePWM4)	EPWM3_TZINT (ePWM3)	EPWM2_TZINT (ePWM2)	EPWM1_TZINT (ePWM1)
	0xD5E	0xD5C	0xD5A	0xD58	0xD56	0xD54	0xD52	0xD50
INT3.y	Reserved	Reserved	EPWM6_INT	EPWM5_INT (ePWM5)	EPWM4_INT (ePWM4)	EPWM3_INT (ePWM3)	EPWM2_INT (ePWM2)	EPWM1_INT (ePWM1)
	0xD6E	0xD6C	0xD6A	0xD68	0xD66	0xD64	0xD62	0xD60
INT4.y	Reserved	Reserved	ECAP6_INT (eCAP6)	ECAP5_INT (eCAP5)	ECAP4_INT (eCAP4)	ECAP3_INT (eCAP3)	ECAP2_INT (eCAP2)	ECAP1_INT (eCAP1)
	0xD7E	0xD7C	0xD7A	0xD78	0xD76	0xD74	0xD72	0xD70
INT5.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	EQEP2_INT (eQEP2)	EQEP1_INT (eQEP1)
	0xD8E	0xD8C	0xD8A	0xD88	0xD86	0xD84	0xD82	0xD80
INT6.y	Reserved	Reserved	MXM7A (MxSP-A)	MXM7A (MxSP-A)	MXM7B (MxSP-B)	MXM7B (MxSP-B)	SP17XINTA (SP1A)	SP17XINTA (SP1A)
	0xD9E	0xD9C	0xD9A	0xD98	0xD96	0xD94	0xD92	0xD90
INT7.y	Reserved	Reserved	DMTCH6 (DMA6)	DMTCH5 (DMA5)	DMTCH4 (DMA4)	DMTCH3 (DMA3)	DMTCH2 (DMA2)	DMTCH1 (DMA1)
	0xDAE	0xDAC	0xDAA	0xDA8	0xDA6	0xDA4	0xDA2	0xDA0
INT8.y	Reserved	Reserved	SC17XINTC	SC17XINTC	Reserved	Reserved	J2CINT2A	J2CINT1A
	0xDBE	0xDBC	0xDBA	0xDB8	0xDB6	0xDB4	0xDB2	0xDB0
INT9.y	ECAMINTB (CANB)	ECAMINTB (CANB)	ECAMINTA (CAN-A)	ECAMINTA (CAN-A)	SC17XINTB (SC1B)	SC17XINTB (SC1B)	SC17XINTA (SC1A)	SC17XINTA (SC1A)
	0xDCE	0xDCC	0xDCA	0xDC8	0xDC6	0xDC4	0xDC2	0xDC0
INT10.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
	0xDDE	0xDDC	0xDDA	0xDD8	0xDD6	0xDD4	0xDD2	0xDD0
INT11.y	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
INT12.y	LUF (FPU)	LUF (FPU)	Reserved	XINT7 Ext. Int. 7	XINT6 Ext. Int. 6	XINT5 Ext. Int. 5	XINT4 Ext. Int. 4	XINT3 Ext. Int. 3
	0xDFE	0xDFC	0xDFA	0xDF8	0xDF6	0xDF4	0xDF2	0xDF0

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2007).

A seguir é apresentada a sequência de passos (de 1 a 9) de como a CPU reconhece e atende a um pedido de interrupção do bloco PIE (ver Figura A.2):

1. Qualquer periférico ou interrupção ligado ao PIE gera uma interrupção. Se as interrupções estiverem habilitadas no nível do periférico, então, a solicitação de interrupção é enviada ao módulo PIE.
2. O módulo PIE reconhece que a interrupção y do grupo x do PIE ($INT_{x.y}$) afirmou uma interrupção e o *bit* sinalizador de interrupção do PIE apropriado é travado: $PIEIFR_{x.y} = 1$ (para $y = 1$ a 8).
3. Para que a solicitação de interrupção seja enviada do PIE à CPU, ambas as condições tem que ser verdadeiras:
 - a) O *bit* apropriado de habilitação tem que estar estabelecido ($PIEIRF_{x.y} = 1$), e,
 - b) O *bit* $PIEACK_x$ do grupo tem que ser igual a zero.
4. Se ambas as condições (3a e 3b) forem verdadeiras, então, a requisição de interrupção é enviada à CPU e o *bit* de *ack* é novamente estabelecido ($PIEACK_x = 1$). O *bit* $PIEACK_x$ permanecerá estabelecido até que seja manualmente zerado para indicar que outras interrupções do mesmo grupo possam ser enviadas do PIE à CPU.
5. O bit sinalizador de interrupção da CPU é definido ($CPU IFR_x = 1$) para indicar que a interrupção x está pendente no nível de CPU.
6. Se a interrupção da CPU estiver habilitada ($CPU IER$ *bit* $x = 1$ ou $DBGIER$ *bit* $x = 1$) e a máscara de interrupção global estiver zerada ($INTM = 0$), então, a CPU servirá a INT_x .
7. A CPU reconhece a interrupção e salva o contexto automaticamente, zera o *bit* IER , sinaliza $INTM$ e zera $EALLOW$ ¹.
8. A CPU então requisita o vetor apropriado do PIE.
9. Para interrupções multiplexadas, o módulo PIE utiliza o valor atual dos registradores $PIEIER_x$ e $PIEIFR_x$ para decodificar qual endereço do vetor deve ser usado. Há duas possíveis situações:

¹ $EALLOW$ – Habilita o acesso ao espaço de emulação e outros registros protegidos. Quando este bit é definido, permite a CPU C28x o acesso à escrita nos registros de memória mapeada, bem como em outros registros protegidos (Texas Instruments, 2004).

- a) O vetor para a mais alta prioridade de interrupção dentro do grupo que é tanto habilitado no registrador PIEIERx, e sinalizado como pendente no PIEIFRx é obtido e usado como endereço de desvio. Deste modo, se uma interrupção habilitada de prioridade ainda maior for sinalizada depois do passo 7, esta será atendida primeiro.
- b) Se nenhuma interrupção sinalizada no grupo estiver habilitada, então, o PIE responderá com o vetor para a mais alta prioridade de interrupção dentro deste grupo. Esse é o endereço de desvio utilizado para INTx.1. Este comportamento corresponde às instruções TRAP ou INT nos processadores da família C2000.

Aqui o *bit* PIEIFRx.y é zerado e a CPU desvia para o vetor de interrupção buscado pelo PIE.

A.3 Conversor Analógico-Digital (ADC)

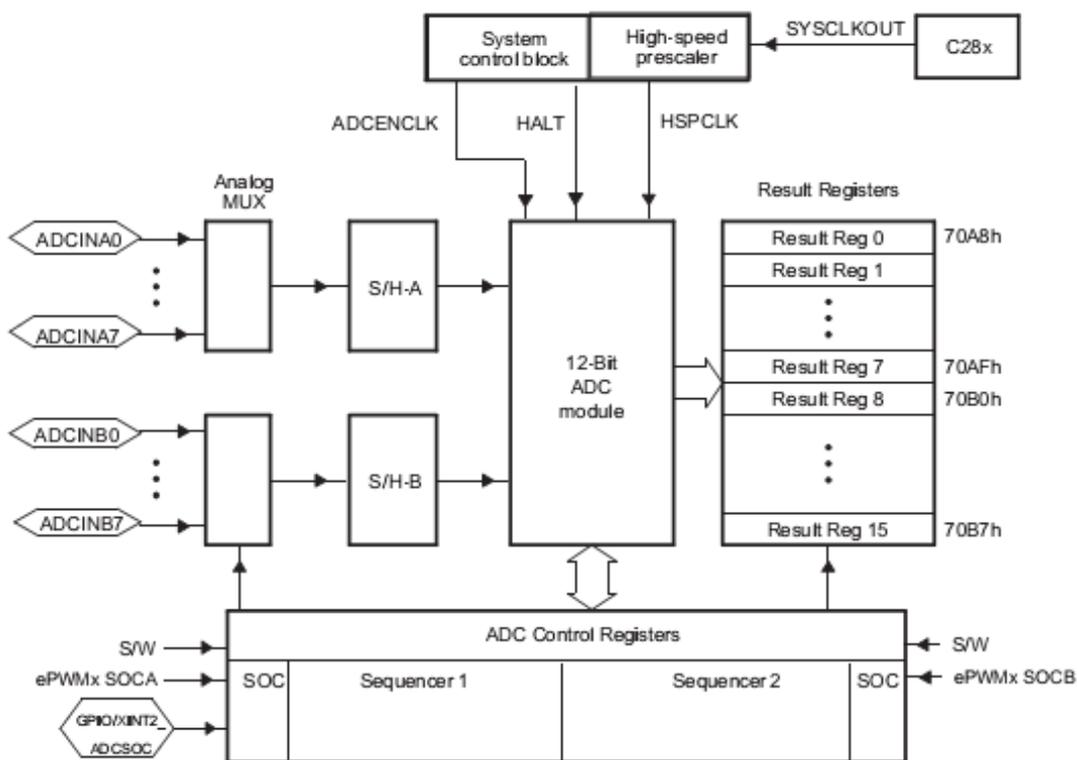
O ADC (do inglês, *Analog-to-Digital Converter*) do DSC TMS320F28335 é um conversor analógico digital de 16 canais multiplexados. Estes canais podem ser utilizados como dois módulos independentes de 8 canais cada ou como um módulo único de 16 canais.

O conversor possui 12 bits de resolução e 4096 níveis de quantização, e, os valores da tensão analógica de entrada do ADC devem respeitar os limites de 0 à 3 V, tendo uma frequência máxima de conversão de 6,25 MHz, configurável a partir de um registro no programa.

Considerando a resolução de 12 bits e *range* de entrada 0 a 3 V, obtém-se que os valores de cada nível de quantização são de 0,73 mV, e assim, a influência que o ruído de quantização exerce sobre o sinal adquirido passa a ser mínima.

A ordem em que as conversões são realizadas é determinada por dois sequenciadores independentes de 8 canais (Sequencer1 e Sequencer2), que também podem ser usados em cascata para formar um sequenciador de 16 canais. A seguir é apresentado, na Figura A.3, o diagrama de bloco de funcionamento do módulo ADC. Neste trabalho, foi utilizado apenas o canal ADCINA0.

Figura A.3 - Diagrama de bloco do módulo ADC.



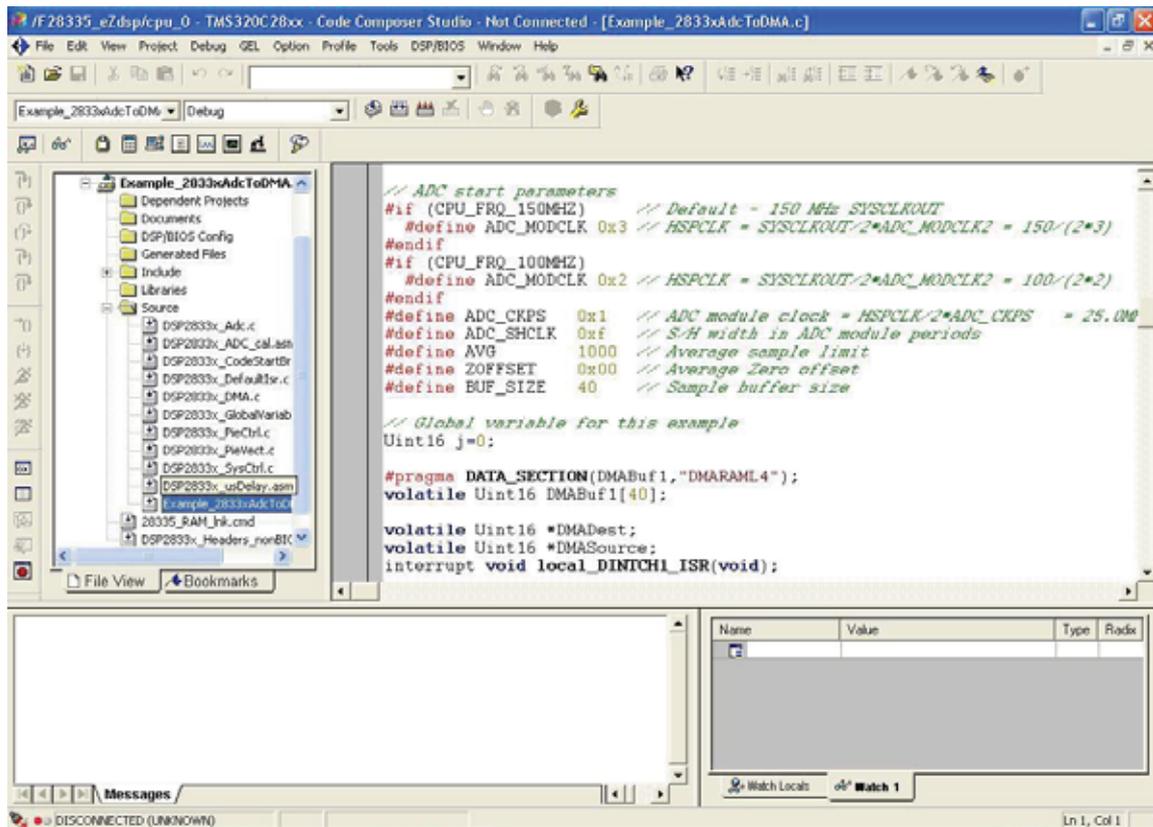
Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2007).

Uma característica do ADC é a possibilidade de gerar uma interrupção cada vez que termina uma sequência de conversão, sendo que existem dois principais tipos de conversão, a sequencial e a simultânea.

A.4 Ambiente de Programação

A Figura A.4 apresenta a janela principal do *software Code Composer Studio v3.3* disponibilizado pela Texas Instruments com o kit.

Figura A.4 - Janela principal do Code Composer Studio (CCS) v3.3.



Fonte: Elaboração do autor.

APÊNDICE B: *SOFTWARE* DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO IMPLEMENTADO EM DSP

Apresenta-se a seguir a listagem do código para aquisição e processamento de sinais de saída do SOT, em linguagem de programação do DSP da TI.

B.1 Listagem das Linhas de Comando

```
//-----
// Autor   : Fernando da Cruz Pereira
// Arquivo : main.c
// Descrição: Modulo principal que faz a configuração
//           aquisição com ADC e filtragem do sinal de entrada.
//-----
//-----
// Bibliotecas
//-----
#include "DSP28x_Project.h"
#include "FPU.h"
#include "math.h"
#include "float.h"
#include "DSD.h"

//-----
// Parâmetro de inicialização do ADC
//-----
#if (CPU_FRQ_150MHZ)
    #define ADC_MODCLK 0x3
#else
    #define ADC_MODCLK 0x2
#endif
#define ADC_CKPS 0xf
#define ADC_SHCLK 0xf
#define ZOFFSET 0x00
#define SIGNAL_LENGTH 2048

//-----
// Parâmetro de inicialização do filtro
//-----
#define FIR_ORDER 63

#pragma DATA_SECTION(firFP, "firfilt")
FIR_FP firFP = FIR_FP_DEFAULTS;

#pragma DATA_SECTION(dbuffer, "firldb")
float dbuffer[FIR_ORDER+1];

#pragma DATA_SECTION(sigIn, "sigIn");
```

```

#pragma DATA_SECTION(sigOut, "sigOut");
float sigIn[SIGNAL_LENGTH - FIR_ORDER];
float sigOut[SIGNAL_LENGTH];

#pragma DATA_SECTION(coeff, "coeffilt");
float const coeff[FIR_ORDER+1]= FIR_FP_LPF64;

//-----
// Variáveis globais
//-----
Uint16 SampleTable[SIGNAL_LENGTH];
int16_T ciclo;
int count = 0;
int uy[20] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
int u[10]={0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
real_T xn;
int16_T Na;
int k, u1, u2, M, M1, N, N1, n, j, s, l;
float PI = 3.1415926535897932384626433832795F;
float Vi, Q, ycr, ycr1, ycr2, Q1, V0, z, zz;
unsigned int i;

//-----
// Programa principal
//-----
void main(){
    //-----
    // Inicialização do sistema de controle e tabela PIE
    //-----
    InitSysCtrl();

    //-----
    // Ajuste do clock
    //-----
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
    EDIS;
    DINT;

    //-----
    // Inicialização da tabela do modulo de controle PIE
    //-----
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    EINT;
    ERTM;

```

```

//-----
// Inicialização e configuração do modulo ADC
//-----
InitAdc();
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1;

//-----
// Loop de aquisição e processamento
//-----
for (;;) {
    z=0;
    zz=100000;
    l=0;
    n=0;
    j=0;
    for (i=0; i < SIGNAL_LENGTH; i++)
        { SampleTable[i] = 0;
          sigOut[i] = 0;}

//-----
// Inicializando sequenciador SEQ1
//-----
AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;

//-----
// Adquirindo sinal com ADC e gravando na tabela
//-----
for (i=0; i < SIGNAL_LENGTH; i++)
    { while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {}
      AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
      SampleTable[i] =((AdcRegs.ADCRESULT0>>4));}

//-----
// Inicialização do filtro FIR
//-----
firFP.order=FIR_ORDER;
firFP.dbuffer_ptr=dbuffer;
firFP.coeff_ptr=(float *)coeff;
firFP.init(&firFP);

//-----
// Filtrando e gravando o sinal amostrada
//-----
for (i=0; i < SIGNAL_LENGTH; i++)
    { firFP.input= SampleTable[i];
      firFP.calc(&firFP);

```

```

        sigOut[i] = firFP.output;}

for (i=0 ; i < SIGNAL_LENGTH - 63 ; i++)
    { sigIn[i] = 0;
      sigIn[i] = sigOut[i + 63];}

//-----
// Procura o valor máximo e mínimo
//-----
for (i=0 ; i < SIGNAL_LENGTH - 63; i++)
    { float z1 = sigIn[i];
      if (z1 > z) { z=sigIn[i];}
      if (z1 < zz) { zz=sigIn[i]; }}
float of=(z/2)+(zz/2);
for (i=0 ; i < SIGNAL_LENGTH - 63; i++)
    { sigIn[i] = sigIn[i] - of;
      sigIn[i] = sigIn[i] / (z/2);}

//-----
// Acha os pontos de derivada zero
//-----
if ((sigIn[0] - sigIn[5]) >= 0.0F)
    {k = 1;} else {k = -1;}
for (i = 0; i < 1983; i++)
    { if ((sigIn[1+i] - sigIn[2 + i]) >= 0.0F)
      {s = 1;} else {s = -1;}
      if (k != s)
          { uy[1] = 1.0 + (real_T)i;
            l++; }
      k = s;}

//-----
// Procura o valor máximo e mínimo
//-----
z= -1; zz= 1;
for (i=0 ; i < 1985; i++)
    { float z1 = sigIn[i];
      if (z1 > z)
          { z=sigIn[i];}
      if (z1 < zz)
          { zz=sigIn[i]; }}
of=(z/2)+(zz/2);

for (i=0 ; i < 1985; i++)
    {sigIn[i] = (sigIn[i] - of) / z;}

//-----
// Ciclo do sinal
//-----
ciclo = 1.0F/(2.0F*60.0F*(1.0F/49019.0F));

```

```

Na = (1985.0F / ciclo);
xn=1;
s=0;

//-----
// Procura o menor valor das derivadas zero
//-----
for (i=0 ; i <= 1 ; i++)
  { k = uy[i];
    if (sigIn[k] > 0.0F)
      { if (sigIn[k] < xn)
        { xn = sigIn[k];
          s = k;}}
    else
      { if ((sigIn[k]*-1.0F) < xn)
        { xn = sigIn[k]*-1.0F;
          s = k;}}}

//-----
// Procura o início de ciclo
//-----
for (i=0; i <= Na; i++)
  { if ((s - ciclo) > 0) { s = s - ciclo; }}

//-----
// Define o início de ciclo pelos pontos de derivada zero
//-----
u1=0;
for (i=0; i <= 1; i++)
  { u1 = s - uy[i];
    if (u1 < 0){ u1 = u1*-1;}
    if (u1 < 15){ u[0] = i; }}
u1 = uy[u[0]]+ciclo;
k=1;
for (i=0; i <= 1; i++)
  { u2 = u1 - uy[i];
    if (u2 < 0){u2=u2*-1;}
    if (u2 < 15)
      { u[k]=i;
        k++;
        i=0;
        u1=u1+ciclo;}}
n=k-1;

//-----
// Cálculo dos segmentos
//-----
for (i=0; i < SIGNAL_LENGTH; i++)
  { sigOut[i] = 0;}
Vi = 0;

```

```

Q = 0;
ycr2 = 1;
Q1 = 0;
M = u[0];
M1 = M;
if (sigIn[uy[M]] > sigIn[uy[M+1]])
    { ycr = 1;
      ycr1 = 1;}
else
    { ycr = -1;
      ycr1 = -1;}
V0 = asin(sigIn[uy[M]]);
for (i=0; i < n; i++)
    { M = u[i];
      N = u[1+i];
      for (k = M; k <= N ; k++)
          { Vi = ycr1*Q*PI+Q1;
            Q = Q+1;
            ycr2=ycr2*-1;
            for (j = uy[k] ; j <= uy[k+1] ; j++)
                { sigOut[j-uy[u[0]]]=ycr2*asin(sigIn[j])+Vi+V0;}
              N1=N;}
      Q1=Vi;
      Q=1;
      ycr1=-ycr1;}}
//-----
// Fim do programa
//-----

```

APÊNDICE C: DATASHEET DO FOTODETECTOR PDA-55

Neste item apresenta-se uma cópia da folha de dados do fotodetector PDA-55 da Thorlabs, a base de fotodiodo PIN de silício.



PO Box 366, 435 Route 206N, Newton, NJ 07860
Ph (973) 579-7227, Fax (973) 300-3600, <http://www.thorlabs.com>



PDA55 Operating Manual - Switchable Gain, Amplified Silicon Detector

Description:

The PDA55 is an amplified, switchable-gain, silicon detector designed for detection of light signals from DC to 10 MHz. A five-position rotary switch allows the user to vary the gain in 10 dB steps. A buffered output drives a 50 Ω load impedance up to 5 volt. The PDA55 housing includes a removable threaded coupler that is compatible with any number of Thorlabs 1" threaded accessories. This allows convenient mounting of external optics, light filters, apertures, as well as providing an easy mounting mechanism using the Thorlabs cage assembly accessories.

The PDA55 has an 8-32 tapped mounting hole with a 0.25" mounting depth and includes a 120VAC power AC/DC supply. The PDA55-EC has an M4 tapped mounting hole and includes a 230VAC AC/DC power supply.

Specifications:

Detector	Performance	min	typical	max
Detector	Silicon			
Active Area	3.6 x 3.6 mm			
Response	320 to 1100 nm			
Peak Response	0.6 A/W @ 960 nm			
Bandwidth	DC to 10MHz			
NEP (960nm, 0dB)	1 x 10⁻¹¹ W/√Hz			
NEP (960nm, 10dB)	8 x 10⁻¹² W/√Hz			
NEP (960nm, 20dB)	5 x 10⁻¹² W/√Hz			
NEP (960nm, 30dB)	5 x 10⁻¹² W/√Hz			
NEP (960nm, 40dB)	4 x 10⁻¹² W/√Hz			
Output Voltage (50 Ω) ¹	0 to 5V			
Output voltage ¹	0 to 10V			
Output Impedance ¹	50 ohms			
Load Impedance ¹	Hi -Z to 50 ohms			
Gain Steps	0, 10, 20, 30, 40 dB			
Gain Switch	5-Pos Rotary			
On / Off Switch	Toggle			
Output	BNC			
Damage Threshold	100mW CW 0.5J/cm² 10ns PW			
Optical Head Size ²	1.425" x 1.45"			
Weight	60 grams			
Accessories	SM1T1 Coupler			
Storage Temp	-55 to 125°C			
Operating Temp	-20 to 70°C			
AC Power Supply	AC - DC Converter			
Input Power	100-120VAC, (220-240VAC-EC version) 50-60Hz, 5W			
	0 dB Setting			
	Transimpedance Gain ¹		1.5 x 10⁴ V/A	
	Trans. Gain (50 Ω) ¹		0.75 x 10⁴ V/A	
	Bandwidth		10 MHz	
	Noise (RMS)	0.28 mV	0.33 mV	0.44 mV
	Offset	-5 mV	6 mV	15 mV
	10 dB Setting			
	Transimpedance Gain ¹		4.7 x 10⁴ V/A	
	Trans. Gain (50 Ω) ¹		2.35 x 10⁴ V/A	
	Bandwidth		2.3MHz	
	Noise (RMS)	0.30 mV	0.35 mV	0.40 mV
	Offset	-5 mV	8 mV	15 mV
	20 dB Setting			
	Transimpedance Gain ¹		1.5 x 10⁵ V/A	
	Trans. Gain (50 Ω) ¹		0.75 x 10⁵ V/A	
	Bandwidth		700kHz	
	Noise (RMS)	0.36 mV	0.40 mV	0.46 mV
	Offset	-10 mV	10 mV	20 mV
	30 dB Setting			
	Transimpedance Gain ¹		4.7 x 10⁵ V/A	
	Trans. Gain (50 Ω) ¹		2.35 x 10⁵ V/A	
	Bandwidth		170kHz	
	Noise (RMS)	0.48 mV	0.53 mV	0.60 mV
	Offset	-20 mV	20 mV	50 mV
	40 dB Setting			
	Transimpedance Gain ¹		1.5 x 10⁶ V/A	
	Trans. Gain (50 Ω) ¹		0.75 x 10⁶ V/A	
	Bandwidth		60kHz	
	Noise (RMS)	0.74 mV	0.81 mV	1.0 mV
	Offset	-100 mV	20 mV	100 mV

Note 1: The PDA55 has a 50 Ω series terminator resistor (i.e. in series with amplifier output). This forms a voltage divider with any load impedance (e.g. 50 Ω load divides signal in half).

Note 2: Newer PDA's have a smaller package diameter to easily fit into Thorlabs cage plate assemblies. Also note that the length includes the SM1T1 mounting adapter and the BNC / power switch.

Setup

- Unpack the optical head, install a Thorlabs TR-series 1/2" diameter post into the 8-32 (M4 on -EC version) tapped hole on the bottom of the head, and mount into a PH-series post holder.
- Connect the power supply 5-pin DIN plug into the mating receptacle on the PDA55.
- Plug the power supply into a 50-60Hz, 100-120VAC outlet (220-240VAC for -EC version).

- Attach a 50 Ω coax cable (i.e. RG-58U) to the output of the PDA. When running cable lengths longer than 12" we recommend terminating the opposite end of the coax with a 50 Ω resistor (Thorlabs p/n T4119) for maximum performance.

Operation

- The PDA55 gain is adjusted using a small slotted screwdriver to turn the internal, gain-setting rotary switch. An access hole labeled **GAIN** is provided on the rear panel for this purpose. The gain is set to 0dB, when the slot is aligned counterclockwise as far as it will go. Each clockwise click of the switch increases the gain by 10 dB. *Do not use excessive force when adjusting the gain switch.*
- The PDA55 is switched on by the POWER toggle switch located on the rear of the optical sensor.
- The light to voltage conversion can be estimated by factoring the wavelength-dependent responsivity of the silicon detector with the transimpedance gain as shown below:

$$\text{(e.g. output in volts / watt = transimpedance gain (V/A) x responsivity (A/W))}$$

- The maximum output of the PDA55 is 10 volts for high impedance loads (5V for 50 Ω loads). Adjust the gain so that the measured signal level out of the PDA55 is below 10 volts (5 volts with a 50 Ω load) to avoid saturation. If necessary, use external neutral density filters to reduce the input light level.
- For maximum linearity performance when measuring focused beams, fiber outputs, or small diameter beams, do not exceed a maximum intensity of 10mW/cm².
- Because of the finite gain-bandwidth performance common to all amplifier circuits, the bandwidth of the PDA55 goes down with increased gain settings.

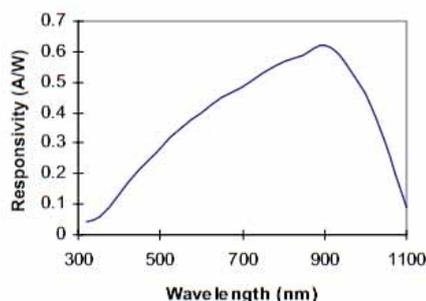


Figure 1. Detector Responsivity

Gain Switch position	Gain (dB)	Transimpedance Gain (V/A)
1	0	1.5×10^4
2	10	4.7×10^4
3	20	1.5×10^5
4	30	4.7×10^5
5	40	1.5×10^6

Table 1. Gain Settings

Fiber Adapters and Other Accessories

Thorlabs sells a number of accessories that are compatible with the 1" thread on the PDA housing including FC, SMA, and ST fiber adapters, stackable lens tubes for mounting optics, and cage assemblies that allow the PDA to be incorporated into elaborate 3-D optical assemblies.

Caution: The PDA55 was designed to allow maximum accessibility to the photodetector by having the front surface of the diode extend outside of the PDA housing. When using fiber adapters, make sure that the fiber ferrule does not crash into the detector. Failure to do so may cause damage to the diode and / or the fiber. An easy way to accomplish this is to install a SM1RR retaining ring (included with the PDA55) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber adapter.

Also available in the PDA series are InGaAs and higher bandwidth silicon models.

Maintaining the PDA55

There are no serviceable parts in the PDA55 optical head or power supply. The housing may be cleaned by wiping with a soft damp cloth. The window of the detector should only be cleaned using optical grade wipes. If you suspect a problem with your PDA55 please call Thorlabs and technical support will be happy to assist you.

WEEE

As required by the WEEE (Waste Electrical and Electronic Equipment Directive) of the European Community and the corresponding national laws, Thorlabs offers all end users in the EC the possibility to return "end of life" units without incurring disposal charges.

This offer is valid for Thorlabs electrical and electronic equipment

- sold after August 13th 2005
- marked correspondingly with the crossed out "wheelie bin" logo (see fig. 1)
- sold to a company or institute within the EC
- currently owned by a company or institute within the EC
- still complete, not disassembled and not contaminated

As the WEEE directive applies to self contained operational electrical and electronic products, this "end of life" take back service does not refer to other Thorlabs products, such as

- pure OEM products, that means assemblies to be built into a unit by the user (e. g. OEM laser driver cards)
- components
- mechanics and optics
- left over parts of units disassembled by the user (PCB's, housings etc.).

If you wish to return a Thorlabs unit for waste recovery, please contact Thorlabs or your nearest dealer for further information.

Waste treatment on your own responsibility

If you do not return an "end of life" unit to Thorlabs, you must hand it to a company specialized in waste recovery. Do not dispose of the unit in a litter bin or at a public waste disposal site.

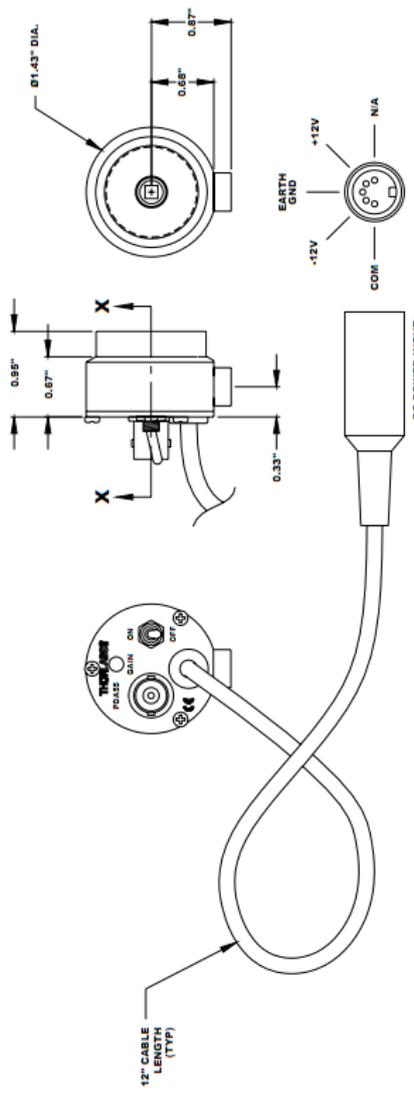
Ecological background

It is well known that WEEE pollutes the environment by releasing toxic products during decomposition. The aim of the European RoHS directive is to reduce the content of toxic substances in electronic products in the future. The intent of the WEEE directive is to enforce the recycling of WEEE. A controlled recycling of end of live products will thereby avoid negative impacts on the environment.

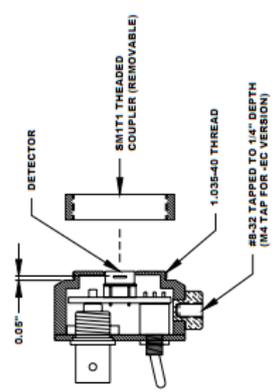


Figure 2. Crossed out "wheelie bin" symbol

COPYRIGHT © 2002 by THORLABS INC.



END VIEW OF 6-PIN DIN RECEPTACLE ON DETECTOR



CROSS SECTION VIEW X-X

INFORMATION ONLY, NOT FOR MANUFACTURING

THORLABS		PO BOX 366 NEWTON NJ	
TITLE SWITCHABLE GAIN AMPLIFIED 81 SENSOR			
ID. XXXXX-7-0005 XXXXX-7-000 ANGLAR 7-7-00			
SURF FINISH 32 MICROINCHES UNLESS OTHERWISE NOTED			
DRAWN	ENGINEER	APPROVED	EC
DATE	REV	SITE	DRAWING SCALE
10/7/2002	B	1	1" = 1"
DWG NO.	PART NO.	PARTS	
2056-01	2056-01	2056-01	