

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE DETECÇÃO
LASER-ULTRA-SOM PARA CARACTERIZAÇÃO
ELÁSTICA DE MATERIAIS E DISPOSITIVOS**

THIAGO CRUZEIRO RUEDA

ORIENTADOR: DEMARTONNE RAMOS FRANÇA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM – 344/08

BRASÍLIA/DF: JUNHO – 2008

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE DETECÇÃO *LASER*-
ULTRA-SOM PARA CARACTERIZAÇÃO ELÁSTICA DE
MATERIAIS E DISPOSITIVOS**

THIAGO CRUZEIRO RUEDA

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.**

APROVADO POR:

DEMARTONNE RAMOS FRANÇA, PHD, ENE/UNB
(ORIENTADOR)

ALEXANDRE RICARDO SOARES ROMARIZ, PHD, ENE/UNB
(EXAMINADOR INTERNO)

CARLOS HUMBERTO LLANOS QUINTERO, PHD, ENM/UNB
(EXAMINADOR EXTERNO)

Brasília, 25 de junho de 2008.

FICHA CATALOGRÁFICA

RUEDA, THIAGO CRUZEIRO

Implementação de um Sistema de Detecção *Laser*-ultra-som para Caracterização Elástica de Materiais e Dispositivos [Distrito Federal] 2008.

xiii, 84p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2008) Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Interferômetro

2. *Laser*-ultra-som

3. LabVIEW

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

RUEDA, T. C. (2008). Implementação de um Sistema de Detecção *Laser*-ultra-som para Caracterização Elástica de Materiais e Dispositivos. Dissertação de Mestrado, Publicação PPGENE.DM-344/08 Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 84p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Thiago Cruzeiro Rueda

TÍTULO: Implementação de um Sistema de Detecção *Laser*-Ultra-Som para Caracterização Elástica de Materiais e Dispositivos.

GRAU: Mestre

ANO: 2008

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

Thiago Cruzeiro Rueda

SQN 407 bloco I apartamento 105, Asa-Norte

70.855-090 Brasília – DF – Brasil.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por sempre iluminar meus caminhos; a minha mãe Ozaina Barros por me ter dado o suporte necessário por todos estes anos; e ao meu irmão Alexandre Herculano por estar sempre ao meu lado.

Agradeço ao apoio dos técnicos do SG-11.

Agradeço ao Professor Camargo e ao ENE pelo apoio.

Agradeço ao Professor Demartonne pela proveitosa orientação acadêmica, sem a qual este trabalho não seria possível.

“O que a Religião intui, a Ciência um dia comprovará em laboratório. Ciência sem Religião pode tornar-se secura de Alma. Religião sem Ciência pode descambar para o fanatismo. Por isso, no dia ideal que todos desejamos ver surgir no horizonte da história, a Ciência (Cérebro, Mente), iluminada pelo Amor (Religião, Coração Fraternal), elevará o Ser Humano à conquista da Verdade.”
(Paiva Netto)

RESUMO

IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE DETECÇÃO *LASER*-ULTRA-SOM PARA CARACTERIZAÇÃO ELÁSTICA DE MATERIAIS E DISPOSITIVOS

Autor: Thiago Cruzeiro Rueda

Orientador: Demartonne Ramos França

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, junho de 2008

Este trabalho consiste no projeto e implementação de um sistema óptico, baseado em interferometria heterodina do tipo Mach-Zehnder, para detecção de ultra-som (e microvibrações mecânicas associadas) em dispositivos e materiais sólidos opacos. O ultra-som detectado no dispositivo ou material revela informações de interesse prático, tais como módulos de elasticidade, localização de falhas internas, espessuras precisas de camadas, frequência de ressonância de estruturas etc. As informações assim obtidas poderão ser utilizadas em rotinas de caracterização não-destrutiva, ou como sinais de controle no monitoramento de processos industriais. Para que este sistema de detecção possa ser utilizado em sua plena potencialidade, é de interesse acoplá-lo a outro sistema remoto e banda-larga de geração de ultra-som (*e.g.*, um *laser* pulsado de energia controlada). A geração e detecção simultâneas de ultra-som em sólidos por meios ópticos denomina-se técnica *laser*-ultra-som. O sistema de geração de ultra-som empregando um *laser* de excitação não faz parte do escopo desta dissertação, e será desenvolvido em projetos futuros.

Por fim, o sistema óptico de detecção da técnica *laser*-ultra-som é integrado com um PC para fins de aquisição, armazenamento, processamento e visualização de sinais de ultra-som. Para este propósito, utiliza-se uma placa de aquisição AD/DA de alta taxa de amostragem e sensibilidade, sendo programada com o *software* LabVIEW.

ABSTRACT

DEVELOPMENT OF A *LASER* ULTRASOUND DETECTION SYSTEM FOR ELASTIC CHARACTERIZATION OF MATERIALS AND DEVICES

Author: Thiago Cruzeiro Rueda

Supervisor: Demartonne Ramos França

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, June of 2008

The work described herein focuses on the development of an optical system, based on heterodyne Mach-Zehnder interferometry, for detecting ultra-sound (and mechanical microvibrations) in devices and opaque solid materials. Detection of ultra-sound in those devices and materials reveals a variety of important and practical information, such as Elasticity Moduli, location of inner defects, accurate thickness of layers, resonance frequencies of structures and so on. All these information can be readily used for nondestructive evaluation purposes or even as control signals for industrial monitoring processes. Full advantage of this detection optical system is obtained when it is used together with a remote and broad-band ultra-sound generation system, for instance a pulsed *laser* exhibiting a controllable output energy. The simultaneous optical generation and detection of ultra-sound in solids is called *laser*-ultra-sound technique. In this contribution, however, the development of the *laser*-ultra-sound generation system is not attempted. In fact, it will be developed in future work.

Finally, the optical detection system here developed is coupled to a PC for ultra-sound signals acquisition, storing, processing and displaying. To accomplish this task, a high performance AD/DA acquisition board is programmed using the LabVIEW software.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1 TÉCNICA CONVENCIONAL DE ULTRA-SOM	1
1.2 TÉCNICA LASER-ULTRA-SOM	2
1.3 OBJETIVO DA DISSERTAÇÃO	3
1.3.1 Objetivos gerais.....	3
1.3.2 Objetivos específicos.....	4
1.4 METODOLOGIA	4
1.5 CONTEÚDO DA DISSERTAÇÃO	5
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	6
2.1 INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER	6
2.1.1 Fundamentos de interferometria Óptica.....	6
2.1.2 Interferômetro de Mach-Zehnder homodino	9
2.1.3 Interferômetro de Mach-Zehnder heterodino	14
2.2 MODULADOR ACUSTO-ÓPTICO	16
2.3 LABVIEW E PLACA DE AQUISIÇÃO	20
2.3.1 Placa de aquisição NI PCI-5122.....	20
2.3.2 Uma visão geral do LabVIEW	21
2.3.2.1 A ferramenta de programação LabVIEW	21
2.3.2.2 Ambiente de trabalho do LabVIEW	22
2.3.2.3 Funções no LabVIEW	23
2.3.2.4 Arrays e clusters.....	24
2.3.2.5 Estruturas no LabVIEW	24
2.3.2.6 Estruturas de Loops.....	24
2.3.2.7 Estrutura Case	25
2.3.2.8 SubVI's	26
2.3.3 Usando a placa de aquisição com o LabVIEW	28
2.3.3.1 Funções do LabVIEW para a placa de aquisição	28
2.3.3.2 Demonstrando a aquisição de dados - INIT	28
3. SISTEMA DE DETECÇÃO LASER-ULTRA-SOM	31
3.1 PROJETO DO INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER HETERODINO	31
3.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER	33
3.2.1 Condição estática	33
3.2.2 Condição dinâmica.....	35
3.3 LIMITE DE DETECÇÃO	36
3.4 IMPLEMENTAÇÃO E ALINHAMENTO DO INTERFERÔMETRO	38
3.5 TESTE E CALIBRAÇÃO DO SISTEMA ÓPTICO DE DETECÇÃO	42

4. CIRCUITO DE DEMODULAÇÃO DE FASE.....	44
4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO ELETRÔNICO DE DEMODULAÇÃO	44
5. INTEGRAÇÃO DO SISTEMA DE DETECÇÃO DE ULTRA-SOM A UM PC PARA ANÁLISE DE SINAIS	55
5.1 PROGRAMAÇÃO DO LABVIEW PARA AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO DE SINAIS.....	55
5.2 UTILIZAÇÃO PELO USUÁRIO	58
6. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	61
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	64
APÊNDICES	67

LISTA DE TABELAS

TABELA 4.1 – f_0 EM FUNÇÃO DE C	46
TABELA 4.2 – VALORES DE PROJETO PARA R_1 E C_1 DO FILTRO PASSA-BAIXAS DA MALHA DE REALIMENTAÇÃO DO PLL.....	51

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 – ESQUEMA DO SISTEMA DE GERAÇÃO E DETECÇÃO <i>LASER</i> -ULTRA-SOM.....	4
FIGURA 2.1 – ESQUEMA DE UM INTERFERÔMETRO DE MICHELSON.....	8
FIGURA 2.2 – ESQUEMA DE UM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER.....	9
FIGURA 2.3 – INTERFERÔMETRO HOMODINO DE MACH-ZEHNDER PARA DETECÇÃO DE ULTRA-SOM NA SUPERFÍCIE DE UM CORPO-DE-PROVA.....	11
FIGURA 2.4 – DEPENDÊNCIA ENTRE A INTENSIDADE ÓPTICA RELATIVA E A DIFERENÇA DO CAMINHO ESTÁTICO $z_R - z_S$ NA DETECÇÃO INTERFEROMÉTRICA DE MICROVIBRAÇÕES SUPERFICIAIS IMPOSTAS POR ULTRA-SOM.....	13
FIGURA 2.5 – INTERFERÔMETRO HETERODINO DE MACH-ZEHNDER PARA DETECÇÃO DE MICROVIBRAÇÕES SUPERFICIAIS GERADAS POR ULTRA-SOM.....	15
FIGURA 2.6 – ESQUEMA BÁSICO DE UM MODULADOR ACUSTO-ÓPTICO.....	17
FIGURA 2.7 – ORIENTAÇÕES DOS VETORES DA ONDA ÓPTICA k E k_D , EM REGIME DE BRAGG.....	18
A) FEIXE DIFRATADO COM FREQUÊNCIA SUPERIOR AO FEIXE INCIDENTE. B) FEIXE DIFRATADO COM FREQUÊNCIA INFERIOR AO FEIXE INCIDENTE.....	18
FIGURA 2.8 – PLACA DE AQUISIÇÃO NI PCI-5122.....	21
FIGURA 2.9 – PAINEL E DIAGRAMA DE BLOCOS.....	22
FIGURA 2.10 – CONSTANTES E VARIÁVEIS.....	23
FIGURA 2.11 – FUNÇÕES NUMÉRICAS.....	23
FIGURA 2.12 – VÁRIAS FUNÇÕES DO LABVIEW.....	24
FIGURA 2.13 – ESTRUTURAS DE <i>LOOPS</i>	25
FIGURA 2.14 – ESTRUTURA OPERANDO COM <i>ARRAYS</i>	25
FIGURA 2.15 – ESTRUTURA <i>CASE</i>	26
FIGURA 2.16 – EXEMPLO DE <i>SUBVI</i>	27
FIGURA 2.17 – <i>SUBVI</i> NO PROGRAMA PRINCIPAL.....	27
FIGURA 2.18 – <i>SUBVI</i> 'S PARA TRABALHAR COM A NI PCI-5122.....	28
FIGURA 2.19 – FLUXOGRAMA DO PROGRAMA <i>INIT3</i>	29
FIGURA 2.20 – PRINCIPAIS <i>SUBVI</i> 'S DO PROGRAMA <i>INIT</i>	30
FIGURA 2.21 – CÓDIGO DO PROGRAMA <i>INIT</i>	30
FIGURA 2.22 – PROGRAMA <i>INIT</i> EM FUNCIONAMENTO.....	30
FIGURA 3.1 – ESQUEMA DO INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER HETERODINO PROPOSTO. M(ESPELHOS); L(LENTE); AO(MODULADOR ACUSTO-ÓPTICO); PBS(DIVISOR DE FEIXE POLARIZADO); BM(MISTURADOR DE FEIXES); $\lambda/2$ E $\lambda/4$ (LÂMINAS); PD(FOTODETECTOR).....	32
FIGURA 3.2 – SISTEMA DE DETECÇÃO <i>LASER</i> -ULTRA-SOM IMPLEMENTADO.....	39
FIGURA 3.3 – SINAL INTERFEROMÉTRICO OTIMIZADO E OBTIDO NO OSCIOSCÓPIO DIGITAL.....	40
FIGURA 4.1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM CIRCUITO PLL TÍPICO.....	45
FIGURA 4.2 – FONTE DE CORRENTE PARA CONTROLE DE I_{BIAS}	47
FIGURA 4.3 – FILTRO DE ENTRADA NO CIRCUITO PLL.....	48
FIGURA 4.5 – FILTRO PASSA-BAIXAS NA SAÍDA DO CIRCUITO PLL.....	52

FIGURA 4.6 – PROJETO DO CIRCUITO DE DEMODULAÇÃO DE FASE COM O CI NE564, DESTACANDO-SE AS CONEXÕES DOS PINOS	53
FIGURA 4.7 – IMPLEMENTAÇÃO DAS TRILHAS DA PLACA DO CIRCUITO DE DEMODULAÇÃO DE FASE	54
FIGURA 4.8 – REALIZAÇÃO DO CIRCUITO DE DEMODULAÇÃO DE FASE (NO TOPO, DESTACA-SE O CI, QUE ESTÁ NA SUPERFÍCIE INFERIOR DA PLACA. OS DEMAIS COMPONENTES FORAM SOLDADOS NA SUPERFÍCIE SUPERIOR DA PLACA).	54
FIGURA 5.1 – CÓDIGO DO PROGRAMA <i>ACQUISITION AND PROCESSING</i>	57
FIGURA 5.2 – SUBVIS UTILIZADOS NO PROGRAMA <i>ACQUISITION AND PROCESSING</i>	58
FIGURA 5.3 – PROGRAMA <i>ACQUISITION AND PROCESSING</i> EM FUNCIONAMENTO.....	59
FIGURA 5.4 – CONTROLES DE AQUISIÇÃO E TRIGGER DO PROGRAMA <i>ACQUISITION AND PROCESSING</i>	60

LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURAS E ABREVIACÕES

AO: Modulador acusto-óptico

BM: Recombinador de feixes (Beam Mixer)

BS: Divisor de feixes (Beam Splitter)

L: Lente

LTSD: Laboratório de Tratamento de Superfícies e Dispositivos

M_i: Espelho i

PD: Foto-detector

1. INTRODUÇÃO

Os primeiros esforços para detecção de ultra-som por meios puramente ópticos foram motivados pela própria necessidade de visualização, em imagens bem definidas, do campo ultra-sônico gerado por diferentes transdutores. Embora essa motivação ainda esteja presente, como demonstrado na literatura recente [1], o principal impulso por trás do desenvolvimento de técnicas remotas de detecção óptica de ultra-som é ditado pela crescente necessidade de ferramentas eficazes para caracterização não-destrutiva de materiais e monitoramento *in-line* de processos industriais. Como detalhado na próxima seção, a técnica de geração e detecção simultâneas de ultra-som por *laser*, denominada técnica *laser-ultra-som*, constitui uma ferramenta versátil para esses fins [1]. Em suma, o objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema óptico de detecção para a técnica *laser-ultra-som*.

1.1 TÉCNICA CONVENCIONAL DE ULTRA-SOM

A técnica convencional de ultra-som, baseada na utilização de transdutores piezelétricos para geração e detecção de ondas elásticas em sólidos, líquidos e gases, tem impulsionado o desenvolvimento de diversas áreas, incluindo diagnóstico médico em clínicas e hospitais, monitoramento de processos e controle de qualidade em indústrias, microscopia e caracterização não-destrutiva de materiais em laboratórios e centros de pesquisa, dentre outras [2-5]. Este avanço tem sido possível graças às propriedades únicas das ondas elásticas, as quais são capazes de propagar energia, com comprimento de onda reduzido, em distâncias relativamente grandes no interior de materiais opacos ou transparentes à radiação eletromagnética. Assim, materiais das mais variadas composições e propriedades podem ser penetrados por ultra-som para sondagem com grande resolução. Todavia, a técnica convencional de ultra-som sofre algumas limitações que, em determinadas situações práticas encontradas na indústria, excluem por completo sua aplicação. Por exemplo, os transdutores piezelétricos são dispositivos de contato, sendo necessário o uso de acoplantes (água, óleo, camada fina de gel, filme metálico etc.) para propagação de ultra-som do transdutor ao material sob inspeção. É fato bem conhecido que acoplantes,

por menos espessos que sejam, adicionam ruído ao sinal de ultra-som, além de provocar grandes flutuações em sensibilidade. Em termos de desempenho, os mais satisfatórios são acoplantes líquidos. Estes, porém, podem corroer ou reagir quimicamente com o material, degradando sua natureza. Ambos, transdutor e acoplante, exibem certa tolerância com respeito à temperatura. Embora a tecnologia de transdutores tenha evoluído ao ponto de culminar em dispositivos resistentes a temperaturas superiores a 500 °C [6], não foram descobertos ou desenvolvidos ainda acoplantes de alto desempenho para uso contínuo a essa temperatura. Outra deficiência da técnica convencional é a extrema dificuldade de inspeção em materiais cujas superfícies tenham curvatura acentuada ou relevo irregular (asas e fuselagens de aviões, placas de circuitos, pequenos dutos e junções etc.), tornando-se praticamente irrealizável a instalação de transdutores sobre as mesmas. A técnica de geração e detecção simultâneas de ultra-som por meio de *laser*, conhecida como técnica *laser-ultra-som*, oferece uma solução elegante para os problemas supracitados.

1.2 TÉCNICA LASER-ULTRA-SOM

Por meio desta técnica, um *laser* pulsado, com densidade de energia apropriada, incide no corpo-de-prova e gera ultra-som através de expansão térmica (regime termoelástico) ou evaporação de superfície acompanhada da geração de plasma (regime ablativo). O regime termoelástico ocorre com densidade de energia óptica fraca, sendo completamente não-destrutivo. Este regime é eficaz para geração de ultra-som em materiais que absorvem o pulso *laser*, como semicondutores, cerâmicos e polímeros, por exemplo. Por sua vez, o regime ablativo ocorre com densidade de energia extremamente elevada, e como consequência, parte do material é removida. É na geração eficiente de ultra-som em metais que este regime encontra maior aplicação. O ultra-som assim gerado é detectado por outro *laser* (contínuo ou pulsado) acoplado a um sistema interferométrico. As vantagens da configuração *laser-ultra-som* são evidentes: como os sensores são dois feixes ópticos, a técnica é completamente remota e dispensa o uso de acoplantes, podendo ser utilizada na inspeção de materiais com temperaturas extremas. Os feixes ópticos também podem ser focalizados conforme dimensões desejadas, propiciando a inspeção de superfícies irregulares bem como pontos de difícil acesso. Outro mérito da técnica *laser-ultra-som* é seu caráter faixa-larga de geração. Assim, um único pulso *laser* pode gerar

simultaneamente diversos modos de propagação elástica, tais como ondas longitudinais, transversais, de superfície (*Rayleigh*) e de placas (*Lamb*), com espectros distintos, o que é essencial para as rotinas de caracterização de micro-estruturas (tamanho de grão, porosidade etc.) e monitoramento de processos (determinação de espessuras, falhas internas etc.) [2]. Contrariamente, um transdutor piezelétrico típico é faixa-estreita e monomodo. Enfim, a combinação entre *laser* e ultra-som resulta em uma ferramenta versátil e poderosa capaz de atender às mais complexas necessidades de sensoriamento.

1.3 OBJETIVO DA DISSERTAÇÃO

1.3.1 Objetivos gerais

Tendo em vista as razões apresentadas, o objetivo desta pesquisa insere-se no desenvolvimento gradual da técnica *laser*-ultra-som para aplicação futura nos laboratórios e indústrias nacionais. A Figura 1.1 ilustra o diagrama de blocos de um sistema típico *laser*-ultra-som, onde podem ser apreciados os sistemas ópticos de geração e detecção de ultra-som e microvibrações associadas. Devido à complexidade do sistema, esta pesquisa se restringe à análise e desenvolvimento do bloco de detecção. Em trabalhos futuros, o bloco de detecção aqui implementado será integrado ao bloco de geração de ultra-som para fins de caracterização de dispositivos e materiais de interesse do setor de microeletrônica.

Em virtude da grande sensibilidade a deslocamentos mecânicos, o sistema interferométrico de detecção constitui por si só um instrumento útil com várias aplicações. Como ilustração de suas potencialidades, este tipo de sonda óptica tem sido empregado no mapeamento dos modos de ressonância de pastilhas de Silício utilizadas em microeletrônica, possibilitando a determinação precisa e localizada de parâmetros físicos (*Módulo de Young e Razão de Poisson*) [7], e, também, na medida direta das frequências de ressonância de micro-componentes (*cantilevers*) integrados em MEMS (*microelectromechanical systems*) [8].

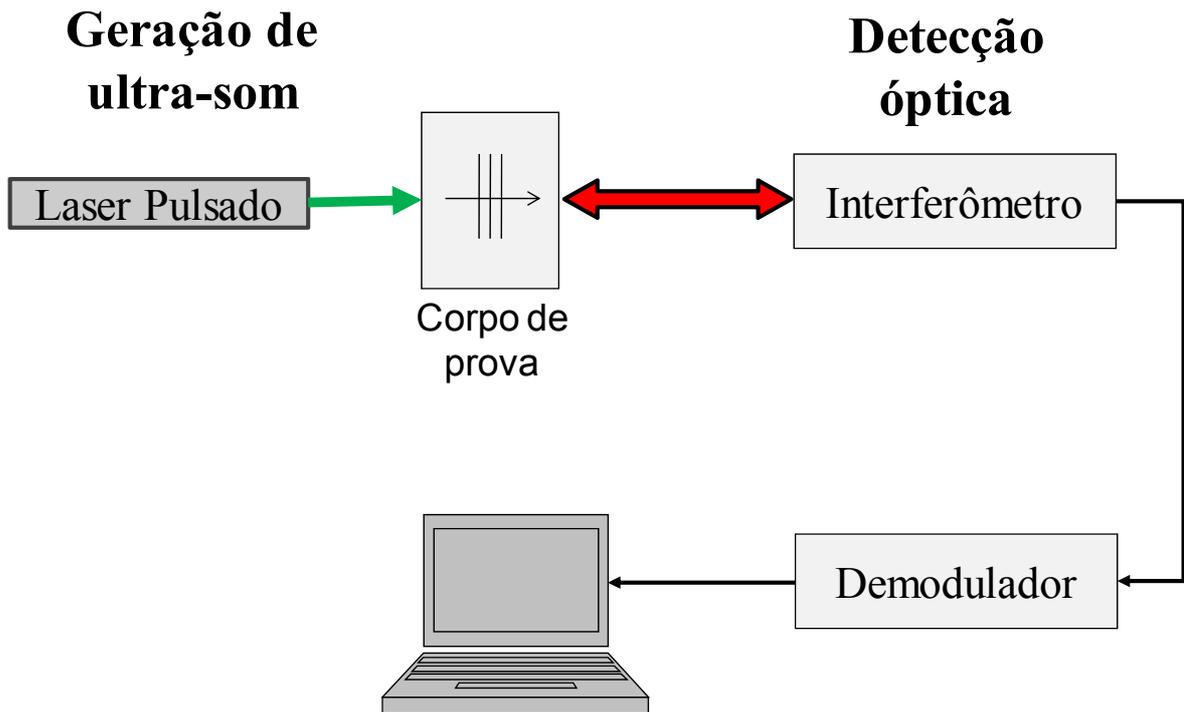


Figura 1.1 – Esquema do sistema de geração e detecção *laser*-ultra-som

1.3.2 Objetivos específicos

Conforme mencionado, o enfoque nesta dissertação é dado somente à implementação do sistema óptico de detecção de ultra-som, constituído por um *laser* contínuo acoplado a um interferômetro e circuitos de demodulação do sinal óptico.

O sistema de detecção desenvolvido é então integrado a um computador (PC) por meio de uma placa de aquisição programada com o software LabVIEW. Desta forma, é possível a aquisição, armazenamento, processamento e visualização em tempo real de sinais de ultra-som.

1.4 METODOLOGIA

O interferômetro implementado (e devidamente alinhado) é caracterizado teoricamente em situação estática (*i.e.*, sem microvibração na superfície do corpo de prova) e dinâmica (*i.e.*, com microvibração na superfície do corpo de prova), sendo determinadas suas funções de

transferência e o limite de detecção. Estes resultados proporcionam o entendimento do controle exercido pelo ultra-som sobre o nível da corrente elétrica na saída do fotodetector do interferômetro. A função de transferência do interferômetro em situação estática é monitorada experimentalmente e comparada com a expectativa teórica, obtida a partir das medidas de níveis de potência ao longo dos braços de referência e sensor do interferômetro. Embora diferente da nomenclatura utilizada em sistemas dinâmicos, onde a análise se faz no domínio da frequência, a função de transferência é aqui definida como a relação, no domínio do tempo, entre a intensidade óptica na entrada do fotodetector e aquela na saída do *laser*. Esta definição é usual na teoria de interferômetros [1].

O circuito eletrônico de demodulação desenvolvido, que é conectado na saída do fotodetector para extração do sinal de ultra-som da portadora óptica, baseia-se na clássica configuração PLL e é projetado com técnicas típicas de RF.

Por fim, o sistema de detecção (interferômetro conectado ao circuito de demodulação) é integrado ao sistema digital de aquisição, armazenamento, processamento e visualização de sinais de ultra-som, sendo constituído por um PC e uma placa de aquisição de alta performance programada com a ferramenta LabVIEW.

1.5 CONTEÚDO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está dividida em seis capítulos. No capítulo 2, é feita uma fundamentação teórica necessária para o entendimento e desenvolvimento do trabalho, sendo abordadas técnicas interferométricas e características do *software* LabVIEW e da placa de aquisição empregados. No capítulo 3, é apresentada e discutida a implementação do sistema de detecção de ultra-som. No capítulo 4, é detalhado o projeto e implementação do circuito de demodulação de fase necessário para extração do sinal de ultra-som da portadora óptica. No Capítulo 5, é detalhado todo o processo de integração do sistema de detecção com um PC através de uma placa de aquisição de alta taxa de amostragem e sensibilidade, sendo programada com o software LabVIEW. Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões e recomendações para trabalhos futuros.

2. Fundamentos Teóricos

Este capítulo apresenta uma revisão dos aspectos teóricos necessários para apreciação dos procedimentos e atividades de laboratório descritos neste trabalho. A primeira parte consiste em uma abordagem detalhada sobre interferometria óptica para compreensão do sistema óptico de detecção de ultra-som aqui desenvolvido, incluindo as configurações homodina e heterodina. Devido a importância do modulador acusto-óptico na implementação do sistema óptico de detecção proposto, uma breve discussão de seu funcionamento também é revista. A segunda parte descreve a ferramenta de programação LabVIEW e a placa de aquisição empregadas. Esta placa, devidamente programada com o LabVIEW, é fundamental no desenvolvimento do sistema óptico de detecção de ultra-som, pois possibilita a aquisição, armazenamento e processamento de sinais, bem como a visualização das informações de interesse durante caracterização de materiais e monitoramento de processos industriais.

2.1 INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER

2.1.1 Fundamentos de interferometria Óptica

Quando duas ou mais frentes de onda óptica são superpostas em um meio eletromagneticamente linear, os campos eletromagnéticos resultantes, em dada posição, podem exibir características significativamente distintas daquelas dos campos de cada uma das ondas que se superpõem [9]. As dependências dos campos eletromagnéticos resultantes, com respeito a amplitudes, frequências, fases e polarizações dos campos superpostos, são consequência do processo tecnicamente denominado de interferência óptica. Assim, a técnica empregada para controle das frentes de onda das radiações que se superpõem — de tal forma que a superposição, ou interferência, ocorra em determinadas regiões do espaço e atenda a certos requisitos — é denominada de interferometria óptica [10].

Os arranjos interferométricos, ou interferômetros, utilizados na implementação de dispositivos que operam baseados na interferometria, são muito variados no que concerne à forma de geração e controle das ondas que se interferem [10]. As técnicas frequentemente utilizadas são:

- divisão de amplitude e
- divisão de frente de onda.

A técnica de divisão de amplitude consiste em fazer uma onda propagar-se através de determinado dispositivo óptico que tenha mais do que um acesso de saída, comportando-se de tal forma que o sinal óptico disponível em uma de suas saídas mantenha as características geométricas do sinal incidente, porém com diferentes amplitudes de campos. No caso de óptica volumétrica, este dispositivo é denominado divisor de feixe [11].

Já a técnica de divisão de frente de onda utiliza uma rede de difração, constituída por uma série de íris, para originar várias frentes de onda a partir de uma incidente [10]. É conveniente ressaltar que no interferômetro de Fabry-Pérot, o qual não se encaixa entre estas duas técnicas mencionadas, a técnica de geração das ondas que se interferem dá-se mediante múltiplas reflexões de uma onda inicial em seus espelhos.

Os recursos do Laboratório de Tratamento de Superfície e Dispositivos (LTSD), onde foi executado este trabalho, são apropriados para implementação de interferômetros do tipo Michelson e Mach-Zehnder, os quais utilizam a técnica de divisão de amplitude para geração das ondas que se superpõem. Além do mais, estes interferômetros são muito apropriados para caracterização de microvibrações [12]. Aspectos básicos destes interferômetros são dados a seguir.

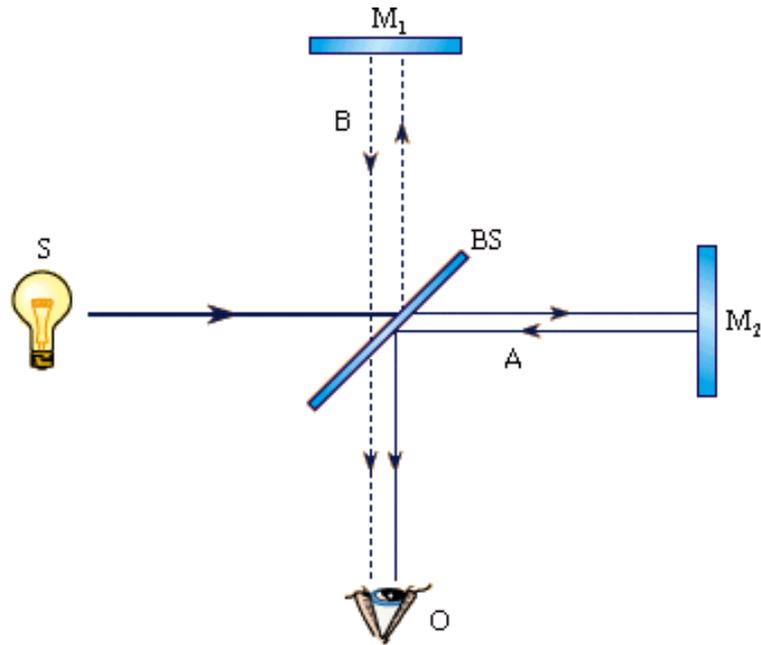


Figura 2.1 – Esquema de um interferômetro de Michelson

A representação esquemática do interferômetro de Michelson é mostrada na Figura 2.1. Nesta ilustração, a onda óptica gerada pela fonte S tem sua amplitude dividida pelo divisor de feixe, ou BS (terminologia muito usada no Brasil e decorrente das iniciais de *beam splitter*). Os feixes emergentes do BS propagam-se segundo direções ortogonais, sendo refletidos pelos espelhos M_1 e M_2 . Os feixes assim refletidos são direcionados novamente ao BS onde ocorre a interferência entre eles observada em O. A principal característica desta configuração é a utilização de um único *beam splitter* para separação e recombinação dos feixes luminosos. E por causa desta característica, os feixes podem retornar a fonte e causar alguma instabilidade no sinal óptico.

Por sua vez, o interferômetro de Mach-Zender faz uso de dois *beam splitters*, onde o primeiro decompõe o feixe oriundo de S em dois, com o segundo os superpondo, conforme a representação esquemática da Figura 2.2.

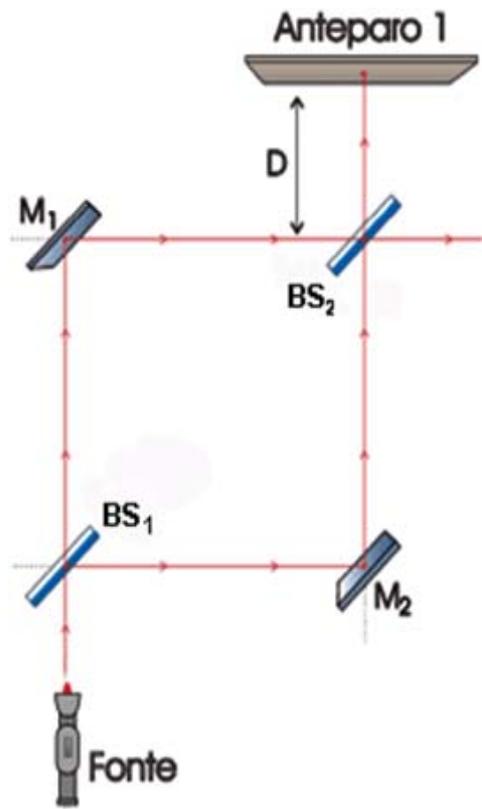


Figura 2.2 – Esquema de um interferômetro de Mach-Zehnder

Os arranjos interferométricos mencionados denominam-se de homodinos quando os feixes superpostos têm a mesma frequência. Todavia, quando as frequências dos feixes são diferentes, os interferômetros são ditos heterodinos.

2.1.2 Interferômetro de Mach-Zehnder homodino

A técnica de interferometria óptica aplicada na detecção de ultra-som na superfície de sólidos pode ser compreendida recorrendo-se, por exemplo, ao interferômetro de Mach-Zehnder exibido na configuração ilustrada na Figura 2.3. Neste arranjo, o interferômetro utiliza como um de seus espelhos a superfície do corpo-de-prova sob efeito de ultra-som. Conforme descrição anterior, este arranjo caracteriza-se por possuir dois divisores de feixe, BS_1 e BS_2 . Os feixes divididos por BS_1 são direcionados para caminhos distintos, chamados de braço de referência e braço sensor. O primeiro é aquele percorrido por um dos feixes gerado por BS_1 que atinge o espelho de referência, chegando, finalmente, ao fotodetector após passagem por BS_2 . Por sua vez, o segundo é determinado pela trajetória a

partir de BS₁, rumo à superfície especular do sólido, atingindo o fotodetector depois de sua passagem por BS₂. Como estes feixes estão na mesma frequência, a interferometria é dita homodina.

Neste estágio da análise é conveniente introduzir parâmetros que caracterizam espelhos e divisores de feixe utilizados no interferômetro. Consideremos, para tanto, a configuração mostrada na Figura 2.2. Os espelhos M₁ e M₂ são caracterizados pelos coeficientes de reflexão de campo Γ_1 e Γ_2 , respectivamente. Na prática, é desejável que Γ_1 e Γ_2 sejam unitários. Os divisores de feixe BS₁ e BS₂, por outro lado, contêm revestimentos anti-refletores. Porém, com razões de divisão de feixe iguais a X_1 e X_2 , respectivamente. De acordo com a literatura, os parâmetros X_1 e X_2 expressam razões entre intensidades de feixes. Assim, X_1 significa a porcentagem da intensidade luminosa incidente em BS₁ que emerge segundo a direção ortogonal à da incidência.

Admitindo-se que no esquema da Figura 2.3 a intensidade de campo elétrico da radiação óptica seja E_L , imediatamente à esquerda de BS₁, e levando-se em consideração que os coeficientes de reflexão de M₁ e do corpo de prova e as razões de divisão de BS₁ e BS₂ sejam, respectivamente, Γ_1 , Γ_C , X_1 e X_2 , obtêm-se as expressões para os campos elétricos provenientes dos braços de referência e sensor, na posição do fotodetector (equações 2.1 e 2.2):

$$\vec{E}_R = \vec{E}_{OR} \cdot \exp [j(\omega t - k \cdot z_R)] \quad (2.1)$$

e

$$\vec{E}_S = \vec{E}_{OS} \cdot \exp\{j[\omega \cdot t - k(z_S - 2u(t))]\}, \quad (2.2)$$

onde z_R é o caminho total percorrido pelo feixe de referência, desde a fonte até o fotodetector; z_S refere-se ao caminho total do feixe sensor; $u(t)$ é o deslocamento mecânico gerado por ultra-som na superfície do corpo-de-prova; e

$$\vec{E}_{OR} = \vec{E}_L \cdot \Gamma_1 \sqrt{X_1(1 - X_2)} \quad (2.3)$$

$$\vec{E}_{OS} = \vec{E}_L \cdot \Gamma_C \sqrt{X_2(1 - X_1)}. \quad (2.4)$$

Nas equações subseqüentes, utilizam-se E_{OR} e E_{OS} para denotar os módulos dos vetores \vec{E}_{OR} e \vec{E}_{OS} .

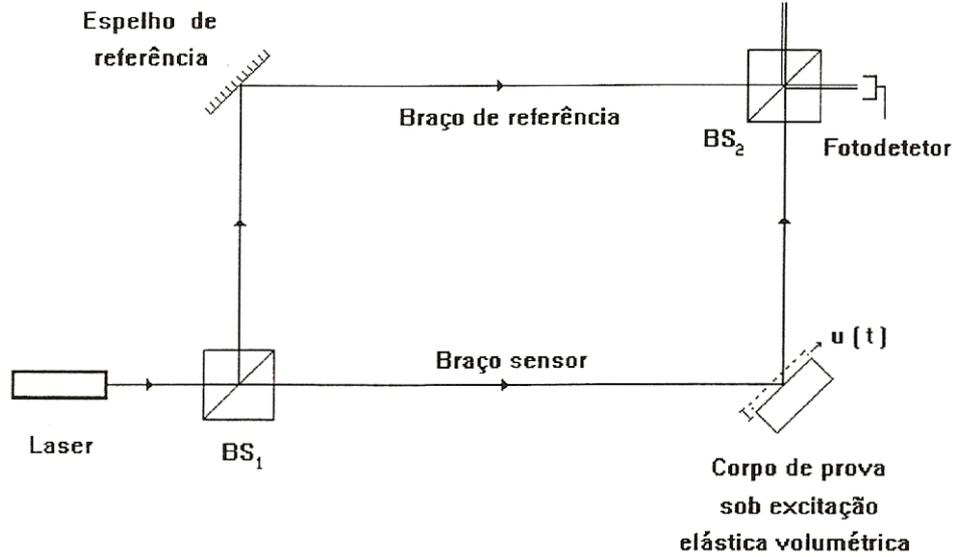


Figura 2.3 – Interferômetro homodino de Mach-Zehnder para detecção de ultra-som na superfície de um corpo-de-prova

A intensidade da radiação associada ao campo resultante da interferência entre os campos dos feixes do interferômetro (determinados pelas equações 2.1 e 2.2) incide no fotodetector quadrático exibido na Figura 2.3, o qual proporciona como saída um sinal elétrico proporcional à potência óptica correspondente a esta intensidade.

Para o prosseguimento da análise, determina-se a intensidade óptica na posição imediatamente após o BS₂. Esta intensidade, denominada de I_D é calculada a partir da equação (2.5):

$$I_D = \frac{1}{2 \cdot Z_0} |\vec{E}_S + \vec{E}_R|^2, \quad (2.5)$$

onde $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ é a impedância intrínseca no vácuo.

Recorrendo-se às equações 2.1 e 2.2, a fim de se eliminar \vec{E}_R e \vec{E}_S na equação (2.5), chega-se a:

$$I_D = (E_{OS}^2 + E_{OR}^2) \left\{ 1 + \frac{2 \cdot E_{OS} \cdot E_{OR}}{E_{OS}^2 + E_{OR}^2} \cos[k(z_R - z_S) + 2k \cdot u(t)] \right\} \quad (2.6)$$

Como na situação de interesse deste trabalho a amplitude do deslocamento mecânico é muito menor do que o comprimento de onda da radiação óptica λ , a equação (2.6) pode ser simplificada da seguinte forma:

$$I_D \approx (E_{OS}^2 + E_{OR}^2) \left\{ 1 + \frac{2 \cdot E_{OS} \cdot E_{OR}}{E_{OS}^2 + E_{OR}^2} \{ \cos[k(z_R - z_S)] - 2k \cdot u(t) \cdot \text{sen}[k(z_R - z_S)] \} \right\} \quad (2.7)$$

Analisando-se a equação (2.7), nota-se que as duas primeiras parcelas são independentes do tempo, enquanto a terceira é proporcional ao deslocamento mecânico, que, por sua vez, varia com o tempo. Esta equação também revela que a intensidade óptica, na saída do interferômetro, tem sua amplitude modulada pelo deslocamento mecânico.

Por representar a função de transferência (relação entre a intensidade do feixe oriundo do *laser* e aquele na entrada do fotodetector) do interferômetro óptico, a equação (2.7) é de fundamental importância para quem utiliza a técnica interferométrica na caracterização de ultra-som. Para melhor compreensão do comportamento de I_D previsto por esta equação, é apropriada a particularização de alguns de seus parâmetros. Considerando-se o caso em que $E_{OR} = E_{OS}$, a dependência de I_D com $z_R - z_S$, quando não existe ultra-som ($u(t) = 0$), tem a representação gráfica exibida na Figura 2.4. Uma análise deste gráfico revela que a sensibilidade da intensidade I_D à microvibração gerada por ultra-som é fortemente dependente da diferença entre os comprimentos dos braços de referência e sensor ($z_R - z_S$). Por exemplo, quando $z_R - z_S = 0$ ou $z_R - z_S = \lambda/2$, a sensibilidade da intensidade de saída do interferômetro a pequenas vibrações é muito baixa. Por outro lado, quando $z_R - z_S$ é múltiplo ímpar de $\lambda/4$, a intensidade de saída é altamente sensível a microvibração. Aliás, para estes valores de $z_R - z_S$, o termo de fase $\varphi = k(z_R - z_S)$ transforma-se em $\varphi = \pm\pi/2 + 2n\pi$ (n é número inteiro), e assim a intensidade I_D passa a variar linearmente com o deslocamento mecânico $u(t)$ (quando $|u(t)| \ll \lambda$) de acordo com a equação (2.8):

$$I_D = (E_{OS}^2 + E_{OR}^2) \left\{ 1 \pm \frac{2 \cdot E_{OS} \cdot E_{OR}}{E_{OS}^2 + E_{OR}^2} 2k \cdot u(t) \right\}, \quad (2.8)$$

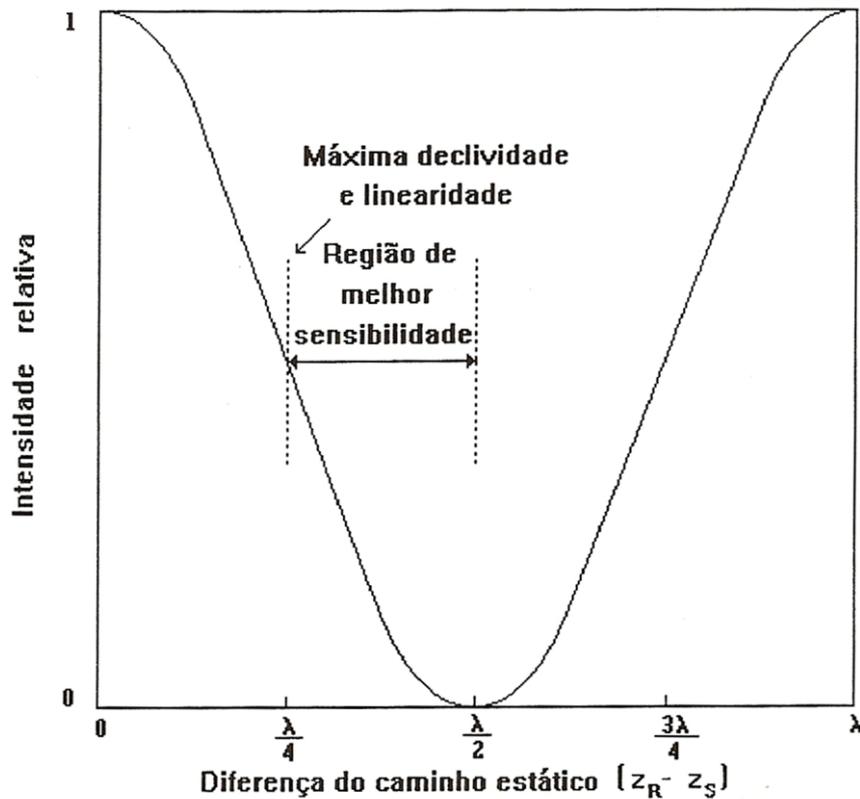


Figura 2.4 – Dependência entre a intensidade óptica relativa e a diferença do caminho estático ($z_R - z_S$) na detecção interferométrica de microvibrações superficiais impostas por ultra-som.

Os resultados obtidos nos parágrafos anteriores mostram que a diferença de caminho $z_R - z_S$ (conhecida como caminho estático do interferômetro) é determinante para a sensibilidade do interferômetro. O termo $z_R - z_S$ é afetado por vibrações superficiais, as quais são oriundas das variações de temperatura do ambiente, da turbulência do ar e das próprias vibrações de baixas frequências atuantes no meio onde se processa o experimento. Na prática, circuitos eletrônicos de estabilização devem ser empregados a fim de garantir o ajuste de $z_R - z_S$ frente às vibrações mencionadas, cujas amplitudes são bem maiores do que os deslocamentos mecânicos a serem detectados [12]. Para tanto, recorre-se, geralmente, à realimentação eletrônica do sinal do fotodetector para controle da posição do espelho de referência. Neste procedimento, em geral, a componente de baixa frequência do sinal do fotodetector é realimentada em um dispositivo direcionador eletro-mecânico que,

assim, busca a posição adequada do espelho de referência, propiciando ajuste no comprimento do caminho óptico [13].

A largura de faixa de detecção das montagens homodinas é determinada pelo fotodetector e se estende de aproximadamente 50 kHz a valores superiores a 100 MHz. Do ponto de vista prático, a flexibilidade pode ser significativamente ampliada, usando-se no braço sensor uma fibra óptica monomodo [12].

2.1.3 Interferômetro de Mach-Zehnder heterodino

A interferometria heterodina aplicada ao estudo de vibrações foi desenvolvida por Massey [13], em 1967, mostrando que esta configuração constitui técnica eficaz para a determinação de deslocamentos mecânicos por não necessitar de sistemas de estabilização da diferença de caminho estático. Em relação à homodina, esta técnica consiste em acrescentar no braço de referência um elemento alterador de frequência (o modulador acusto-óptico, por exemplo). A Figura 2.5 ilustra a configuração clássica de um interferômetro heterodino de Mach-Zehnder. Nesta, a radiação óptica que se propaga pelo braço de referência é alterada em frequência de uma quantidade $\Delta\omega$. As expressões dos campos elétricos dos feixes ópticos que se combinam no BS₂, provenientes dos braços sensor e de referência, são, respectivamente:

$$\vec{E}_R = \vec{E}_{OR} \cdot \exp \{j[(\omega + \Delta\omega)t - k \cdot z_R]\} \quad (2.9)$$

$$\vec{E}_S = \vec{E}_{OS} \cdot \exp \{j[\omega \cdot t - k(z_S - 2u(t))]\}, \quad (2.10)$$

com \vec{E}_{OR} determinado pelo produto do valor da equação (2.3) com a eficiência de difração do modulador acusto-óptico, sendo \vec{E}_{OS} determinado pela equação (2.4).

Na saída de BS₂, a expressão para intensidade luminosa é obtida analogamente ao caso homodino (equação 2.5), dada por (2.11):

$$I_D = (E_{OS}^2 + E_{OR}^2) \left\{ 1 + \frac{2 \cdot E_{OS} \cdot E_{OR}}{E_{OS}^2 + E_{OR}^2} \cos[\Delta\omega \cdot t + k(z_R - z_S) + 2k \cdot u(t)] \right\} \quad (2.11)$$

Comparando-se as equações 2.11 e 2.6, nota-se que a diferença entre as funções de transferência das montagens homodina e heterodina reside no fato de que, nesta última, a intensidade luminosa exibe uma dependência adicional com o tempo, a qual varia sinusoidalmente com a frequência $\Delta\omega$ — o deslocamento de frequência que o modulador acusto-óptico impõe ao feixe de referência.

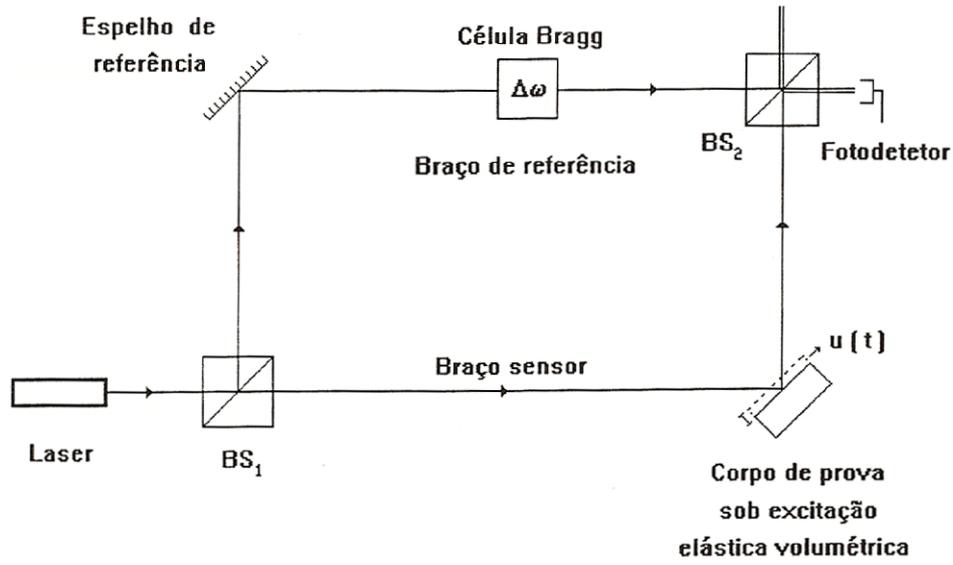


Figura 2.5 – Interferômetro heterodino de Mach-Zehnder para detecção de microvibrações superficiais geradas por ultra-som

Como o deslocamento mecânico $u(t)$ tem amplitude significativamente inferior ao comprimento de onda óptica λ , torna-se possível a introdução de algumas simplificações na equação (2.11), sendo úteis para análise de microvibrações geradas por ultra-som. Introduzindo-se a aproximação (2.12)

$$\begin{aligned} \cos[\Delta\omega \cdot t + k(z_R - z_S) + 2k \cdot u(t)] &\approx \\ &\approx \cos[\Delta\omega \cdot t + k(z_R - z_S)] - 2k \cdot u(t) \cdot \text{sen}[\Delta\omega \cdot t + k(z_R - z_S)] = \\ &= [1 + [2k \cdot u(t)]^2]^{1/2} \cos[\Delta\omega \cdot t + k(z_R - z_S) + \tan^{-1} [2k \cdot u(t)]] = \\ &= [1 + [2k \cdot u(t)]^2]^{1/2} \cos[\Delta\omega \cdot t + \varphi], \end{aligned} \quad (2.12)$$

onde $\varphi = k(z_R - z_S) + \arctan[2k \cdot u(t)]$, e aplicando-se, na equação (2.12), a expansão binomial

$$[1 + [2k \cdot u(t)]^2]^{1/2} = 1 + [2k \cdot u(t)]^2,$$

a equação (2.11) assume a forma aproximada

$$I_D \approx (E_{OS}^2 + E_{OR}^2) \left\{ 1 + \frac{2 \cdot E_{OS} \cdot E_{OR}}{E_{OS}^2 + E_{OR}^2} [1 + [2k \cdot u(t)]^2] \cos(\Delta\omega \cdot t + \varphi) \right\} \quad (2.13)$$

A equação (2.13) permite concluir que a intensidade óptica é modulada pelo deslocamento mecânico $u(t)$. No entanto, na prática, raramente utiliza-se a demodulação da amplitude para determinação do deslocamento mecânico.

O procedimento mais freqüentemente usado para determinação do deslocamento mecânico monitorado por um interferômetro de Mach-Zehnder heterodino é a demodulação coerente do sinal elétrico proveniente do fotodetector, quando este é alimentado pela intensidade de radiação dada pela equação (2.11) [13]. Esta é a técnica utilizada neste trabalho, conforme será visto adiante.

2.2 MODULADOR ACUSTO-ÓPTICO

Na configuração interferométrica heterodina, emprega-se um dispositivo para geração do deslocamento de freqüência de um dos braços do interferômetro. Em geral, este deslocamento de freqüência é obtido através de um modulador acusto-óptico [12].

Sendo o conhecimento das características de operação do modulador acusto-óptico de fundamental importância para implementação e calibração do interferômetro utilizado neste trabalho, são apresentados aspectos relevantes deste dispositivo.

A representação esquemática do modulador acusto-óptico, que utiliza onda elástica volumétrica em meio elasticamente isotrópico, é mostrada na Figura 2.6. Neste esquema, o

sinal RF, com frequência ω_a , é acoplado ao transdutor piezoelétrico que, por sua vez, converte a energia elétrica em mecânica, gerando uma onda elástica. Esta, assim, modula o índice de refração do meio isotrópico, via efeito acusto-óptico [14]. Quando o feixe óptico incidente com frequência ω_1 atinge a região elasticamente isotrópica, a rede de difração estabelecida pela onda elástica gera novos feixes ópticos. Assim, frequências, amplitudes, direções de propagação e intensidades deste feixes difratados são controlados pela onda elástica.

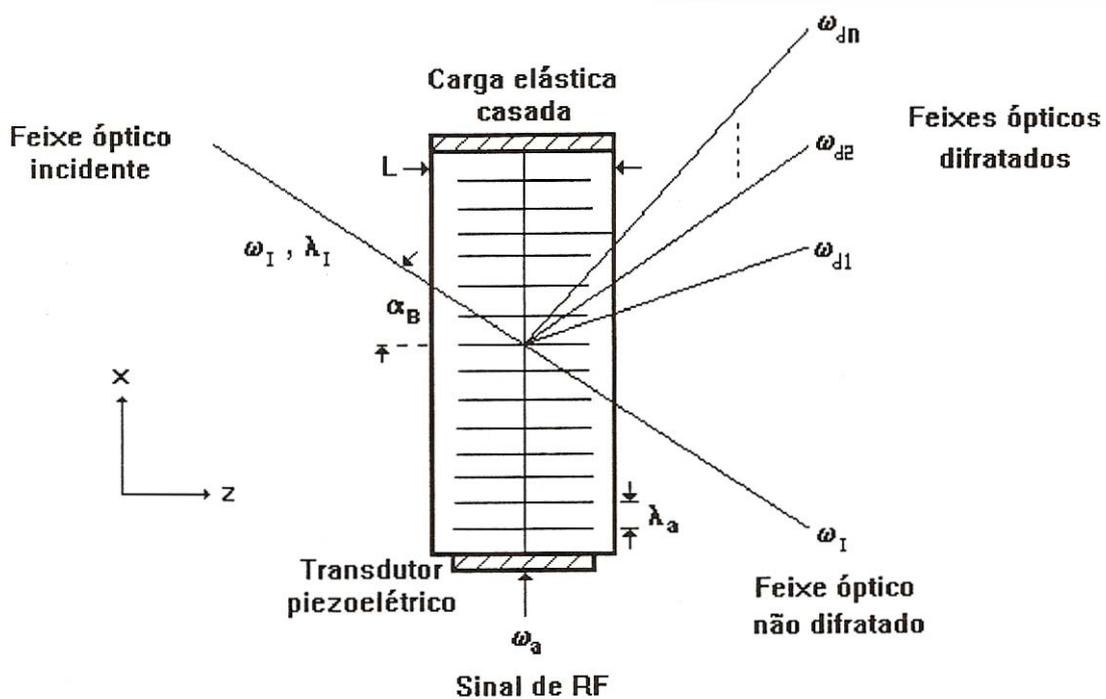


Figura 2.6 – Esquema básico de um modulador acusto-óptico

Admitindo-se que o feixe óptico incidente seja uma onda plana e uniforme, com comprimento de onda óptica λ_1 , e que a onda elástica, de comprimento λ_a , tenha uma frente de onda de dimensão L no plano da Figura 2.6, o parâmetro Q é assim definido na equação (2.14):

$$Q = 2\pi \frac{\lambda_1 \cdot L}{\lambda_a^2} \quad (2.14)$$

Este parâmetro é utilizado para determinar o número de feixes ópticos difratados que aparecem na Figura 2.6.

A condição $Q \gg 1$ implica na existência de apenas um feixe difratado, e o modulador acusto-óptico opera no regime Bragg. Quando $Q \ll 1$, existem vários feixes difratados, e o regime de operação é chamado de Raman-Nath [14-15].

Em aplicação de interferometria heterodina, a célula acusto-óptica deve gerar apenas um feixe difratado. Esta dissertação, portanto, apresenta detalhes do regime Bragg.

Na condição Bragg, os vetores do feixe óptico incidente \vec{k}_I , do feixe óptico difratado \vec{k}_d , e a onda elástica \vec{k}_a podem apresentar as orientações indicadas na Figura 2.7:

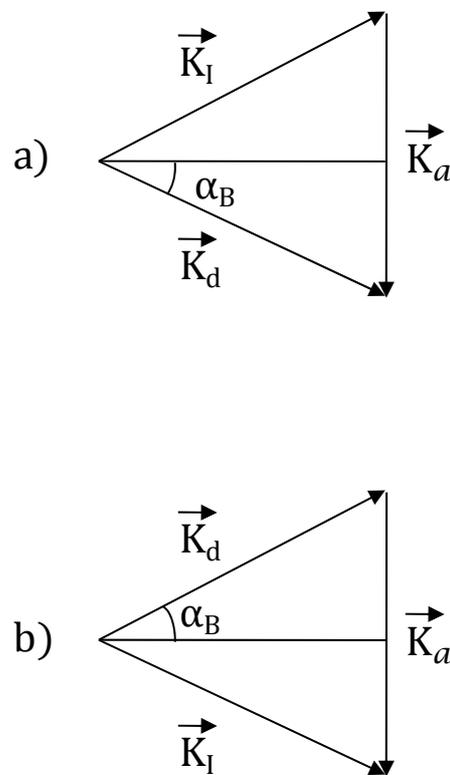


Figura 2.7 – Orientações dos vetores da onda óptica \vec{k}_I e \vec{k}_d , em regime de Bragg.

- a) feixe difratado com frequência superior ao feixe incidente. b) feixe difratado com frequência inferior ao feixe incidente.

Em ambos os diagramas de vetores de onda exibidos na Figura 2.7, o ângulo α_B , denominado de ângulo Bragg, é determinado, aplicando-se a lei de conservação de momento, pela equação (2.15):

$$\text{sen } \alpha_B = \frac{\lambda_I}{2n \cdot \lambda_a}, \quad (2.15)$$

onde n é o índice de refração do material isotrópico.

A partir da lei de conservação de energia, no esquema da Figura 2.7a, obtém-se

$$\omega_d = \omega_I + \omega_a, \quad (2.16)$$

enquanto o da Figura 2.7b proporciona

$$\omega_d = \omega_I - \omega_a \quad (2.17)$$

Com base no esquema da Figura 2.7, e recorrendo-se à formulação de modos acoplados, determinam-se as intensidades dos feixes difratado e não difratado em função das características da onda elástica, da intensidade do feixe óptico incidente e das propriedades do material isotrópico [14].

Denotando-se por E_0 e E_d as intensidades dos feixes ópticos não difratado e difratado, respectivamente, obtém-se as equações 2.18 e 2.19:

$$E_0 = E_1 \left| \cos \left(\frac{\hat{\alpha}}{2} \right) \right| \quad (2.18)$$

$$E_d = E_1 \left| \text{sen} \left(\frac{\hat{\alpha}}{2} \right) \right|, \quad (2.19)$$

onde $\hat{\alpha} = \frac{2\pi}{\lambda} \rho \cdot n^2 \sqrt{\frac{2I_a}{\rho \cdot V_a^3}} \cdot \frac{L}{2}$, ρ , a densidade volumétrica de massa; V_a , a velocidade da onda elástica; e, I_a , a intensidade da onda elástica.

As equações 2.15, 2.16, 2.17 e 2.19 permitem determinar a orientação, a freqüência e a intensidade de campo da radiação óptica difratada. Conseqüentemente, tem-se aqui as

informações necessárias para compreensão da operação do modulador acusto-óptico, bem como a sua utilização em um interferômetro heterodino.

2.3 LABVIEW E PLACA DE AQUISIÇÃO

O LabVIEW [16-18] é uma ferramenta de programação criada pela *National Instruments* para facilitar a automação em atividades acadêmicas e industriais. Sendo o LabVIEW uma ferramenta de programação visual, os comandos e funções presentes em linguagens baseadas em texto (como Pascal e C, por exemplo) são substituídos por ícones e outras figuras interligadas de maneira semelhante a um diagrama em blocos.

Para visualização e processamento do sinal interferométrico (obtido na saída do sistema óptico de detecção de ultra-som) em um computador, é necessário um *hardware* que converta este sinal analógico em um correspondente sinal digital. A placa de aquisição NI PCI-5122, produzida pela *National Instruments*, é utilizada para este fim.

2.3.1 Placa de aquisição NI PCI-5122

A placa de aquisição NI PCI-5122 é plenamente compatível com o software LabVIEW (ambos são produtos do mesmo fabricante), minimizando complicações em sua programação. Esta placa, com 14 bits de resolução, pode operar com um ou dois canais. Com canal simples, obtém-se uma taxa de amostragem de 100 Msamples/segundo; com canal duplo, 50 Msamples/segundo [19]. Portanto, a placa é apropriada para os propósitos deste trabalho, pois espera-se detectar ultra-som com frequências limitadas entre 5 e 10 MHz (bastante usuais em práticas industriais). A placa pode ser vista na Figura 2.8 [20]. De maneira semelhante aos *modems* e placas de som, o *driver* fornecido pelo fabricante deve ser corretamente instalado e configurado, para utilização da placa.

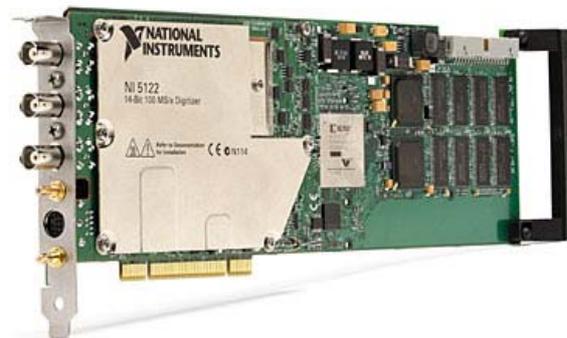


Figura 2.8 – Placa de aquisição NI PCI-5122

2.3.2 Uma visão geral do LabVIEW

Embora o propósito deste trabalho não seja um aprofundamento em técnicas de programação em LabVIEW, é necessário a explicação de alguns conceitos e funções para possibilitar o entendimento dos procedimentos de digitalização e processamento de sinais.

2.3.2.1 A ferramenta de programação LabVIEW

O LabVIEW é uma linguagem gráfica de programação que usa ícones em vez de linhas de texto para criar aplicações. Em contraste com as linguagens de programação baseadas em texto, onde as instruções determinam execução de programa, o LabVIEW usa programação onde o fluxo de dados (*dataflow*) determina a forma da execução. A natureza de fluxo de dados do LabVIEW significa que qualquer código pode ter uma “ramificação” no fio ou uma seqüência no diagrama de blocos, que o compilador do LabVIEW tenta executar o código em paralelo. Em termos computacionais, isto é chamado “paralelismo implícito” porque não houve a necessidade de escrever o código especificamente para executar em paralelo; a linguagem gráfica LabVIEW gerencia um certo grau de paralelismo de maneira transparente[17-18].

2.3.2.2 Ambiente de trabalho do LabVIEW

O LabVIEW apresenta duas telas. Uma delas se chama painel, onde são colocados os controles e indicadores. Esta tela é a interface do programa onde o usuário irá operar. Controles são entradas de dados representados por *knobs*, chaves, caixas de textos e vários outros. Indicadores são as saídas representadas por gráficos, *LEDs* e vários outros. A outra tela é o diagrama, onde será feita a programação. Os controles e indicadores colocados no painel aparecem automaticamente no diagrama representados por ícones. A cor dos ícones varia de acordo com o tipo de dados. Por exemplo, verde para *boolean*, azul para números inteiros, laranja para números fracionários e rosa para *strings*. Nessa tela, são acrescentadas funções, estruturas e constantes numéricas interligadas por fios, determinando, assim, o funcionamento do programa. Na Figura 2.9, temos um painel ao lado de seu diagrama. O painel e o diagrama são salvos no mesmo arquivo de código. Os arquivos de códigos são chamados de VI (*Virtual Instrument*). Os arquivos de códigos poderão ser transformados em executáveis com o LabVIEW *Application Builder* que é opcional na compra do LabVIEW. Neste trabalho, usa-se o LabView 6.1.

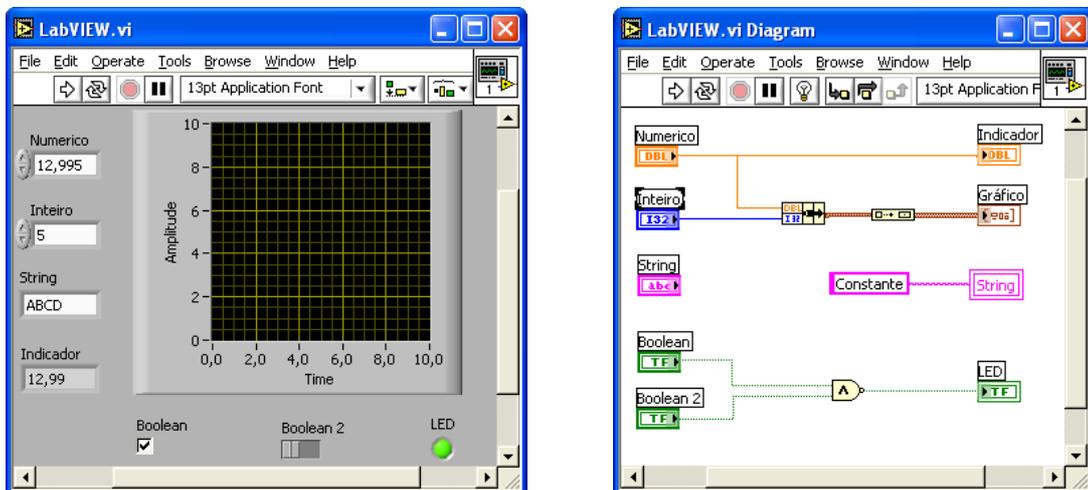


Figura 2.9 – Painel e diagrama de blocos

Constantes são representadas por retângulos que envolvem seus valores. A cor varia de acordo com o tipo de dado. Na Figura 2.9, podemos ver o rosa para *string*, verde para *boolean*, laranja para números fracionários e azul para inteiros. Os comentários e os nomes dos controles e indicadores aparecem envolvidos por linhas pretas. Não se pode ligar fios

neles. Servem apenas para orientar o programador. Variáveis locais são derivadas dos controles e indicadores. Elas permitem que o programa escreva neles quando não pode alcançá-los com fios. São representadas por dois retângulos envolvendo o nome do seu representante. No exemplo da Figura 2.10, o valor das constantes “True” e “-610” são transferidos, respectivamente, ao *LED* (*True* = Aceso e *False* = Apagado) e ao Inteiro quando o programa é executado.

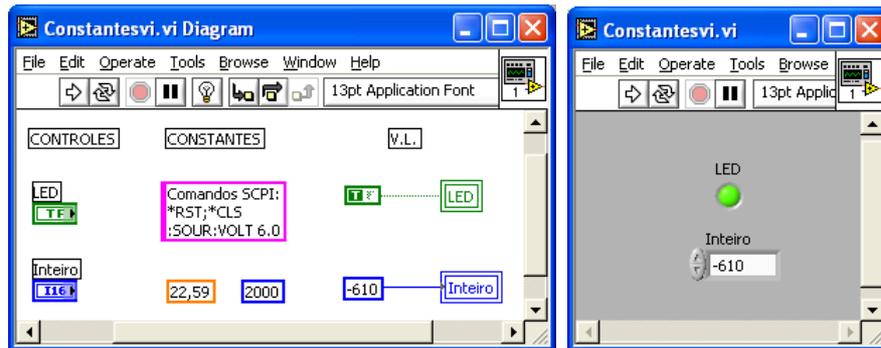


Figura 2.10 – Constantes e variáveis

2.3.2.3 Funções no LabVIEW

As funções são representadas por ícones. Existe uma diversidade de funções que podem ter várias entradas e várias saídas. As funções convertem dados, fazem operações matemáticas e acessam interfaces. A Figura 2.11 apresenta algumas funções numéricas. A Figura 2.12 apresenta funções diversas.

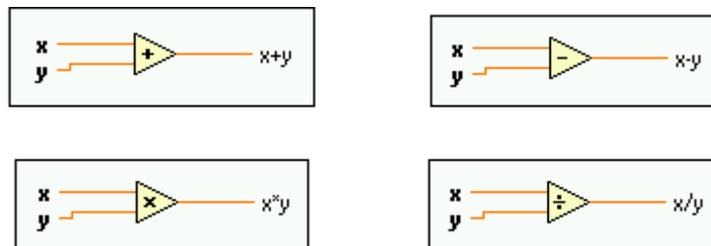


Figura 2.11 – Funções numéricas

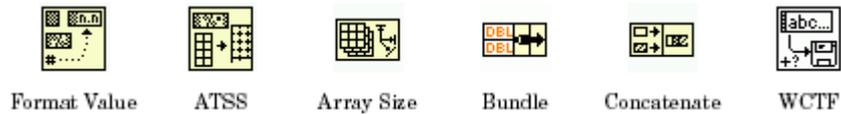


Figura 2.12 – Várias funções do LabVIEW

2.3.2.4 *Arrays e clusters*

Os dados indexados são chamados no LabVIEW de *arrays*. Podem ser construídos por funções ou gerados nas estruturas de *loops*. Equivalem às variáveis indexadas nas linguagens de programação por texto. Por exemplo, $A(1) = 12$; $A(2) = 33$; $B(0,1) = 88$; $B(2,2) = 40$. São transportados por fios.

Os clusters são agrupamentos de dados em um único fio. São gerados e manipulados pelas funções de *clusters*. Os dados transportados podem ser de tipos diferentes. Um *cluster* pode transportar inclusive vários *arrays*. Os clusters de *arrays* são usados para enviar dados aos gráficos.

2.3.2.5 *Estruturas no LabVIEW*

As estruturas realizam repetições (por exemplo, *While Loop*) e fazem escolhas (por exemplo, *Case*). São representadas por quadros que envolvem parte do diagrama. Dentro delas pode conter funções, controles, indicadores e outras estruturas.

2.3.2.6 *Estruturas de Loops*

A estrutura *While Loop* repete as funções inseridas no seu interior até que uma condição *boolean* seja satisfeita. Já a estrutura *For Loop* repete um número de vezes especificado na entrada “N”. O índice “i” presente nas duas funções é uma saída que conta de 0 a N-1. É usado em cálculos matemáticos dentro dos programas. Funções de tempo e sincronismo

são frequentemente usadas para determinar a velocidade em que os *loops* ocorrem. Na Figura 2.13, podemos ver as duas estruturas contendo funções de tempo.

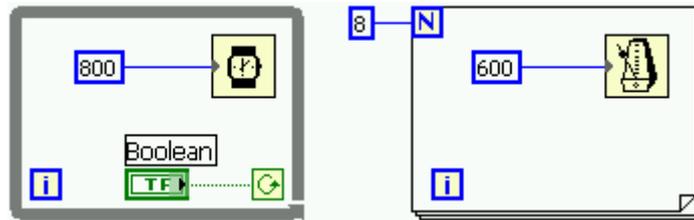


Figura 2.13 – Estruturas de *Loops*

Ao entrar em uma estrutura, um *array* pode ter seus dados separados. Para cada execução é selecionado o valor da posição correspondente ao índice da estrutura. Os colchetes [] no nó de passagem indicam a operação. Ao sair de uma estrutura os dados podem ou não ser indexados, ou seja, colocados em *arrays*. A Figura 2.14 mostra uma estrutura com um *array* entrando e outro *array* mais um *número* saindo. O nó do fio que vai para o indicador número não tem colchetes. Quando o dado não é indexado, apenas o valor resultante da última execução é transferido.

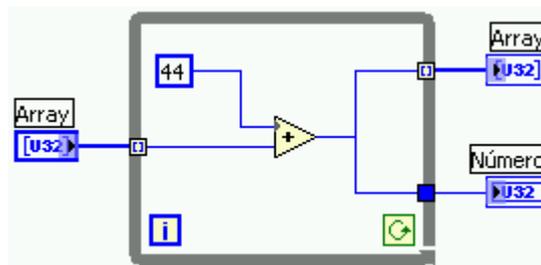


Figura 2.14 – Estrutura operando com *arrays*

2.3.2.7 Estrutura Case

A estrutura *Case* consta de duas ou mais áreas sobrepostas onde se colocam funções, controles etc. Procedimentos diferentes são realizados de acordo com o valor de sua entrada, podendo ser *boolean* ou número inteiro. A Figura 2.15 mostra a mesma estrutura quando a entrada é *False* e *True*. No primeiro caso, é calculado o seno; no segundo, o cosseno.

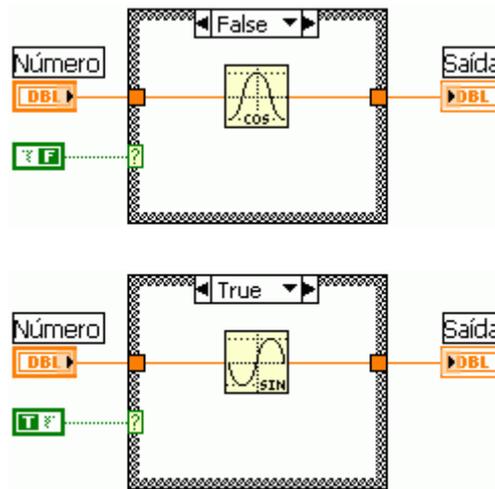


Figura 2.15 – Estrutura Case

2.3.2.8 SubVI's

Um SubVI é um arquivo de código que equivale às sub-rotinas das linguagem de programação baseadas em texto. Ao arquivo criado é atribuído um ícone, e os controles e indicadores são transformados em entradas e saídas, respectivamente. Assim ele pode ser inserido no código principal de forma semelhante a uma função.

A Figura 2.16 mostra o código de um SubVI. Ele configura automaticamente o sinal adquirido pela placa de aquisição. Repara-se o ícone escrito *auto* com desenho de uma chave inglesa e uma senóide. Na Figura 2.17, temos o programa principal com o SubVI inserido, podendo ser facilmente identificado pelo ícone.

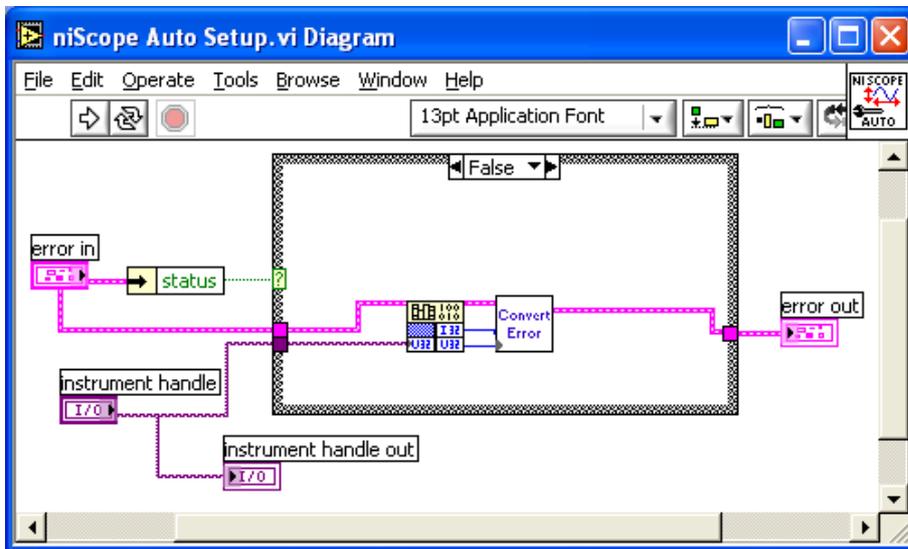


Figura 2.16 – Exemplo de SubVI

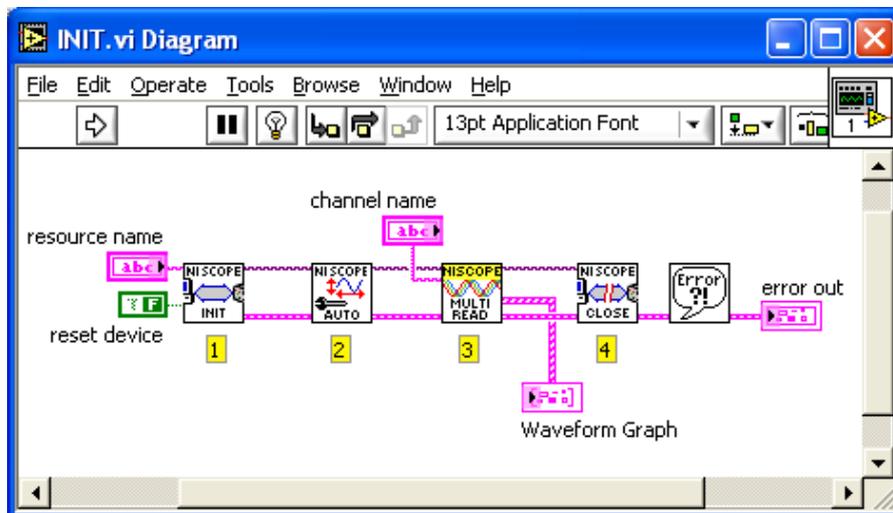


Figura 2.17 – SubVI no programa principal

2.3.3 Usando a placa de aquisição com o LabVIEW

2.3.3.1 Funções do LabVIEW para a placa de aquisição

A *National Instruments* disponibiliza um *driver* chamado NI-SCOPE que instala no LabVIEW um conjunto de SubVI's para trabalhar com a NI PCI-5122. A Figura 2.18 mostra os SubVI's disponíveis e agrupados de acordo com a funcionalidade. Apenas alguns deles são utilizados neste trabalho.

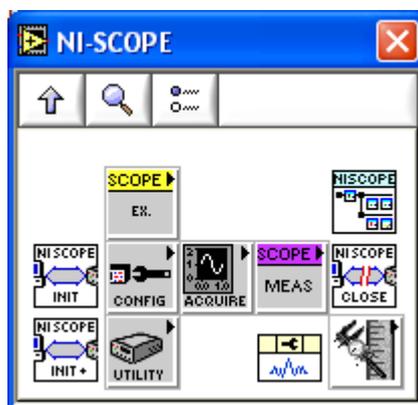


Figura 2.18 – SubVI's para trabalhar com a NI PCI-5122

2.3.3.2 Demonstrando a aquisição de dados - INIT

Este programa mostra uma digitalização de uma senóide adquirida pela placa de aquisição. Uma análise facilitará o entendimento do programa mais complexo. Portanto é conveniente dividir o programa em quatro partes:

A primeira parte é composta basicamente pelo SubVI *Initialize*. Este recebe como entrada o identificador da placa de aquisição (*DAQ::I*) e abre uma sessão de comunicação com a placa, o que permite receber dados e enviar comandos a ela.

A segunda parte é formada pelo SubVI *Auto Setup*, que faz automaticamente a configuração dos parâmetros do sinal de entrada. Tal como em um osciloscópio, este

SubVI configura automaticamente a escala horizontal (tempo por divisão) e a escala vertical (volts por divisão).

A terceira parte é formada pelo SubVI *Mult Read Cluster*. Este recebe como entrada o canal a ser utilizado, podendo também receber uma lista de canais, inicializa uma nova aquisição do sinal com os parâmetros determinados pelo *Auto Setup* e mostra graficamente o sinal adquirido.

A quarta parte é formada pelo SubVI *Close*, que encerra a sessão de comunicação com a placa de aquisição e mostra, caso haja, algum erro.

O fluxograma na Figura 2.19 identifica as funções com nome destacado em letras azuis. A Figura 2.20 identifica as principais funções usadas no programa. A Figura 2.21 mostra o código do programa. Por fim, o resultado pode ser conferido na Figura 2.22, que mostra o programa em funcionamento.

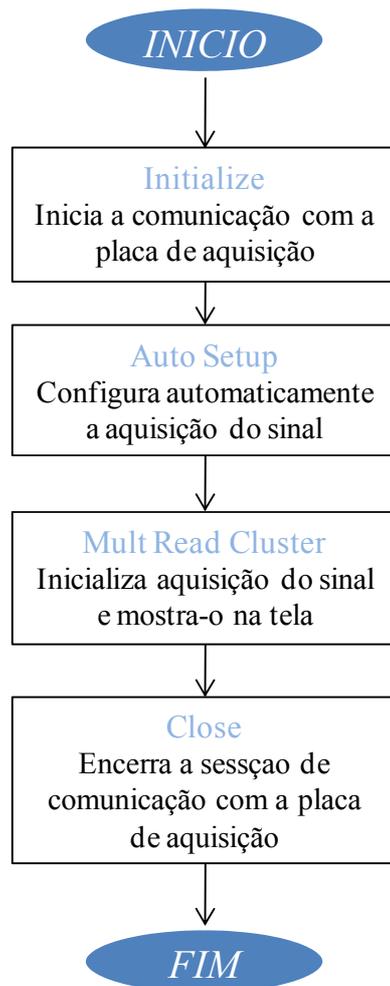


Figura 2.19 – Fluxograma do programa INIT3

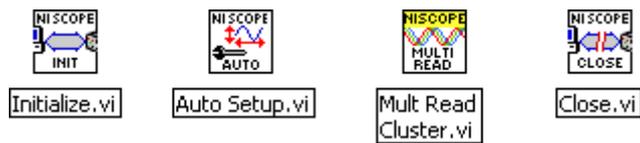


Figura 2.20 – Principais SubVI's do programa INIT

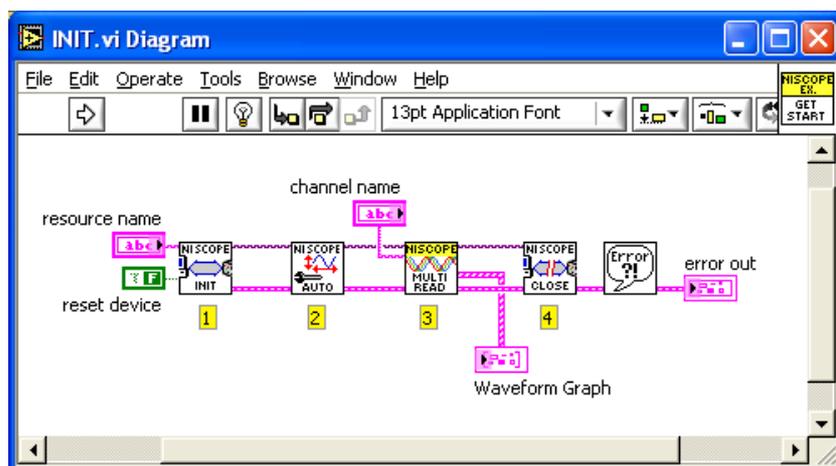


Figura 2.21 – Código do programa INIT

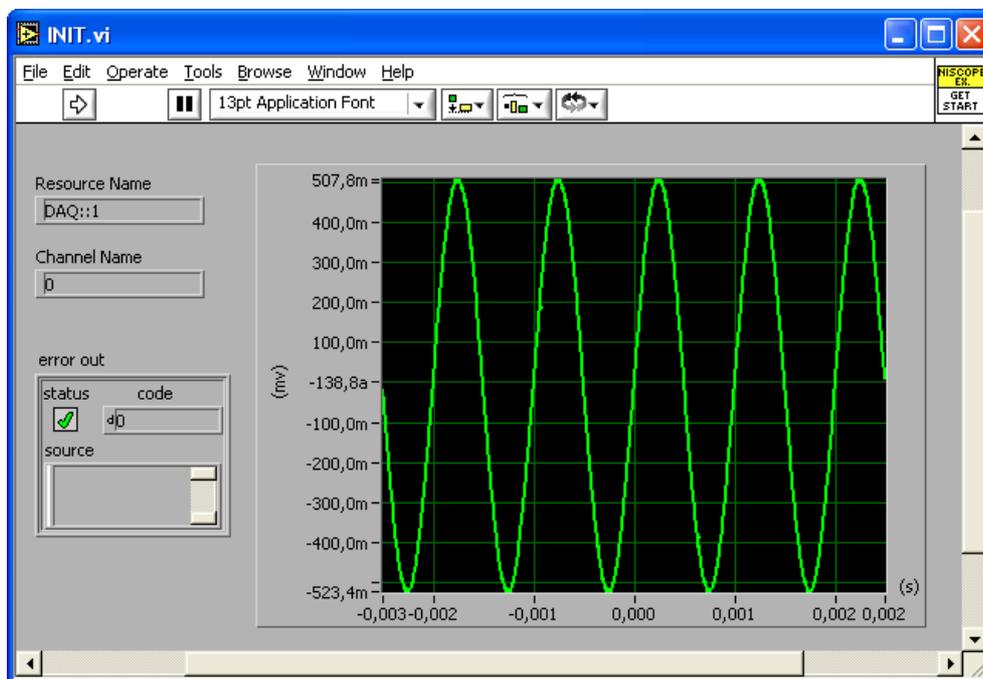


Figura 2.22 – Programa INIT em funcionamento

3. SISTEMA DE DETECÇÃO *LASER*-ULTRA-SOM

3.1 PROJETO DO INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER HETERODINO

Devido à simplicidade e eficiência, a configuração interferométrica aqui proposta para detecção de ultra-som é do tipo Mach-Zehnder heterodina [1, 21]. A Figura 3.1 ilustra o sistema óptico. Neste esquema, onde atenção especial foi dada à compactação dos caminhos ópticos, o feixe de *laser* é difratado pelo modulador acusto-óptico (AO), tendo-se um feixe óptico não difratado e um difratado na saída do modulador acusto-óptico. O primeiro feixe, inalterado em frequência e denominado de sensor, é direcionado ao corpo-de-prova (S) perturbado por deslocamentos mecânicos (ultra-som ou microvibrações associadas) e então refletido para o divisor de feixe polarizado (PBS). O segundo feixe, denominado de referência e alterado em frequência por um valor determinado pela célula AO, é recombinado com o primeiro feixe no misturador (BM), sendo o feixe resultante direcionado ao fotodetector (PD). Interferência entre os feixes é possível através do ajuste dos espelhos (M) e das lâminas ($\lambda/2$ e $\lambda/4$). As lentes (L) são utilizadas para focalização dos feixes em pontos específicos do corpo-de-prova e do fotodetector, além de possibilitar a detecção de ondas acústicas superficiais com conteúdo espectral elevado [22]. Para a célula AO, foi escolhida uma frequência de operação igual a 40 MHz. Assim, o sistema óptico projetado é sensível a ultra-som com frequências de até 40 MHz, aproximadamente, pois a largura de faixa do fotodetector escolhido estende-se até 350 MHz. Convém ressaltar que a implementação deste interferômetro de Mach-Zehnder heterodino é de interesse prático, pois além de possibilitar a detecção de ondas ultra-sônicas com algumas dezenas de megahertz (típicas em processos de caracterização industrial), exibe boa imunidade a ruídos ambientais. Ademais, pequenas adaptações no arranjo interferométrico proposto proporciona detecção simultânea de ondas de natureza longitudinal e transversal, que exibem benefícios complementares do ponto de vista de caracterização de materiais [1].

Os componentes empregados na implementação do interferômetro heterodino Mach-Zehnder são especificados a seguir:

Laser He-Ne (633 nm) com polarização linear e potência máxima de saída nominal de 4 mW, segundo especificação do fabricante *JDS Uniphase*;

AO – Modulador acusto-óptico. Modelo comercial N32040-3-.633 da *NEOS Technologies*. Este dispositivo acusto-óptico opera na frequência central de 40 MHz (Apêndice A);

M_i (i=1,2,3,4,5,6 e 7) – Espelhos planos;

PBS – Divisor de feixe polarizado (Apêndice B);

S - Corpo de prova com superfície especular;

PD – Fotodetector. Modelo comercial DET210 da *Thorlabs* (Apêndice C)

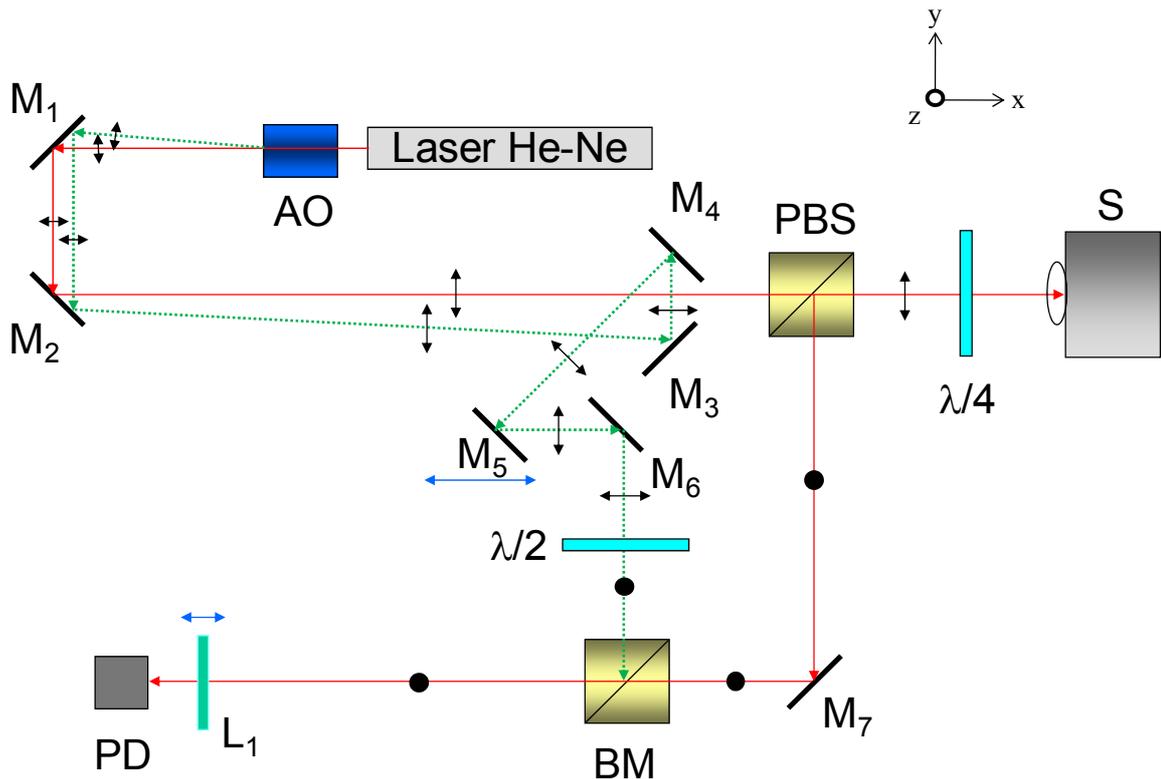


Figura 3.1 – Esquema do interferômetro de Mach-Zehnder heterodino proposto.

M(espelhos); L(lente); AO(modulador acusto-óptico); PBS(divisor de feixe polarizado);

BM(misturador de feixes); $\lambda/2$ e $\lambda/4$ (lâminas); PD(fotodetector).

3.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER

Uma vez projetado o interferômetro, procedeu-se à análise teórica para determinação da função de transferência (relação entre a intensidade do feixe oriundo do *laser* e aquele na entrada do fotodetector), possibilitando a compreensão do controle exercido pelo deslocamento mecânico (ultra-som) sobre a intensidade óptica na entrada do fotodetector, além de estabelecer a amplitude mínima do deslocamento mecânico monitorado pelo interferômetro, ou seja, o limite de detecção. A expressão analítica da relação sinal-ruído na saída do fotodetector também é derivada, levando à sua maximização mediante ajuste dos componentes empregados.

3.2.1 Condição estática

Em primeiro lugar, é analisado o interferômetro em condição estática, isto é, sem a presença de ultra-som. O feixe de *laser* na saída do canhão é polarizado de tal forma que a intensidade do campo elétrico é paralela à folha (eixo y). Assim, o campo elétrico incidente na célula AO possui a seguinte representação [23]:

$$\vec{E} = \Gamma_1 \Gamma_2 E_L \exp(j\omega t) \hat{y} \quad (3.1)$$

onde Γ_1 e Γ_2 são os coeficientes de reflexão dos espelhos M_1 e M_2 , e E_L e ω são amplitude e frequência angular do campo elétrico proveniente do canhão, respectivamente. Os feixes imediatamente na saída da célula AO são designados pelas equações 3.2 e 3.3:

$$\vec{E}_S = \Gamma_1 \Gamma_2 E_L \cos(\hat{\alpha}/2) \exp(j\omega t) \hat{y} \quad (3.2)$$

$$\vec{E}_R = \Gamma_1 \Gamma_2 E_L \sin(\hat{\alpha}/2) \exp[j(\omega + \Delta\omega)t - \pi/2] \hat{y} \quad (3.3)$$

sendo \vec{E}_S e \vec{E}_R os campos não difratado e difratado pela célula AO, correspondendo aos feixes encaminhados ao braço sensor e ao de referência, respectivamente. O parâmetro $\hat{\alpha}$

da célula AO denota a distribuição de intensidade óptica para cada um dos feixes resultantes. Nota-se que a frequência do campo elétrico do feixe difratado é alterada por uma quantia de $\Delta\omega$, que corresponde à frequência de operação da célula AO. Considerando que a razão de divisão de potência do PBS e do BM sejam X_{PBS} e X_{BM} , que os coeficientes de transmissão da lente L_1 e das lâminas $\lambda/2$ e $\lambda/4$ sejam T_{L1} , $T_{\lambda/2}$ e $T_{\lambda/4}$, e que os coeficientes de reflexão dos demais espelhos M_i ($i = 3, 4, 5, 6$ e 7) e do corpo-de-prova (S) sejam Γ_i e Γ_S , obtêm-se as seguintes expressões complexas para as componentes de campo elétrico nos braços sensor e de referência, respectivamente, na entrada do fotodetector:

$$\vec{E}_S = \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_7 \Gamma_S \sqrt{X_{PBS}} \sqrt{X_{PBS}} \sqrt{X_{BM}} T_{L1} T_{\lambda/4}^2 E_L \cos(\hat{\alpha}/2) \exp[j(\omega t - kz_S)] \hat{z} \quad (3.4)$$

$$\vec{E}_R = \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4 \Gamma_5 \Gamma_6 T_{\lambda/2} \sqrt{1 - X_{BM}} E_L \sin(\hat{\alpha}/2) \exp\{[j(\omega + \Delta\omega)t - kz_R] - \pi/2\} \hat{z} \quad (3.5)$$

onde k é a amplitude do vetor de onda ($k=2\pi/\lambda$, sendo λ o comprimento de onda do *laser*), e z_S e z_R são os caminhos ópticos percorridos pelo feixe sensor e de referência. Observa-se que a polarização dos feixes é girada de 90° devido às lâminas. Assim, o feixe resultante ao incidir no fotodetector possui polarização perpendicular à folha (eixo z). Nesta análise, admite-se que todos os espelhos possuam o mesmo coeficiente de reflexão Γ , e que a lente L_1 tenha também o mesmo coeficiente de transmissão T . O PBS é alinhado com o feixe sensor de tal forma que a razão de divisão de potência em transmissão e reflexão são maximizadas e dadas por $X_{PBS} = X$. Assim, as expressões acima podem ser simplificadas:

$$\vec{E}_S = \Gamma^3 \Gamma_S X \sqrt{X_{BM}} T T_{\lambda/4}^2 E_L \cos(\hat{\alpha}/2) \exp[j(\omega t - kz_S)] \hat{z} \quad (3.6)$$

$$\vec{E}_R = \Gamma^6 T_{\lambda/2} \sqrt{1 - X_{BM}} E_L \sin(\hat{\alpha}/2) \exp\{[j(\omega + \Delta\omega)t - kz_R] - \pi/2\} \hat{z} \quad (3.7)$$

Na análise de interferômetros, é comum a utilização dos parâmetros S e R para simplificação da intensidade da radiação no fotodetector. Recorrendo-se à expressão

$$I_D = \frac{1}{2Z_0} |\vec{E}_S + \vec{E}_R|^2, \quad (3.8)$$

onde $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ é a impedância intrínseca do vácuo, juntamente com $S = \Gamma^6 \Gamma_S^2 X^2 X_{BM} T^2 T_{\lambda/4}^4 (1 - \eta_B)$ e $R = \Gamma^{12} T_{\lambda/2}^2 (1 - X_{BM}) \eta_B$, onde $\eta_B = \sin^2(\hat{\alpha} / 2)$, obtém-se a seguinte função de transferência do interferômetro de *Mach-Zehnder* heterodino em condição estática:

$$I_D = I_L \{R + S + 2\sqrt{RS} \cos[\Delta\omega t + k(z_R - z_S)]\} \quad (3.9)$$

Na expressão anterior, I_L é a intensidade óptica na saída do canhão de *laser*. Como a corrente elétrica gerada pelo fotodetector é determinada pela expressão [24]

$$i = \frac{G\eta e I_D A_d}{hf} \quad (3.10)$$

sendo G o ganho interno do fotodetector, η a eficiência quântica, e a carga do elétron, I_D a intensidade da radiação (calculada anteriormente), A_d a área efetiva, h a constante de Planck e f a frequência da radiação óptica, conclui-se que o sinal elétrico na saída do fotodetector contém um nível DC superposto a uma parcela que varia harmonicamente com frequência igual a $\Delta\omega$. Portanto, na ausência de deslocamentos mecânicos na superfície do corpo-de-prova, a fase do sinal gerado pelo fotodetector é determinada apenas pela diferença dos caminhos ópticos.

3.2.2 Condição dinâmica

Na presença de deslocamentos mecânicos $u(t)$ na superfície do corpo-de-prova, o caminho óptico total percorrido pelo feixe sensor é alterado de $2u(t)$. Esta diferença no caminho óptico induz uma alteração de fase de $k2u(t) = 4(\pi/\lambda)u(t)$ com respeito à fase da intensidade óptica descrita pela equação (3.9). Assim, a função de transferência do interferômetro de *Mach-Zehnder* heterodino é obtida através da equação (3.11)

$$I_D = I_L \left\{ R + S + 2\sqrt{RS} \cos[\Delta\omega t + k(z_R - z_S) - \frac{4\pi}{\lambda} u(t)] \right\} \quad (3.11)$$

Conforme a condição estática analisada anteriormente, a corrente gerada pelo fotodetector possui uma componente DC e outra AC. Esta última, porém, contém dois termos de fase: o primeiro, estático, é determinado pela diferença dos caminhos ópticos; o segundo, dinâmico, pelo deslocamento mecânico da superfície do corpo-de-prova. Para pequenas amplitudes de deslocamento (isto é, $u(t) \ll \lambda$), a equação (3.11) assume a forma da equação (3.12)

$$I_D = I_L \left\{ R + S + 2\sqrt{RS} \left\{ \cos[\Delta\omega t + k(z_R - z_S)] + \frac{4\pi}{\lambda} u(t) \sin[\Delta\omega t + k(z_R - z_S)] \right\} \right\} \quad (3.12)$$

No próximo capítulo, é detalhado o circuito eletrônico projetado para extrair o termo de fase dinâmico do sinal na saída do fotodetector.

3.3 LIMITE DE DETECÇÃO

Analisando-se a equação (3.12), pode-se concluir que a intensidade luminosa que atinge o fotodetector é constituída de duas parcelas: uma denotada por I_S e proporcional ao deslocamento mecânico $u(t)$, enquanto a outra é denotada por I_0 , cuja existência independe de vibração mecânica. Os valores destas intensidades são, respectivamente,

$$I_S = I_L \sqrt{RS} \frac{8\pi}{\lambda} u(t) \quad (3.13)$$

$$I_0 = I_L (R + S) \quad (3.14)$$

Utilizando-se a equação (3.10), pode-se computar as correntes geradas no fotodetector pelas intensidades I_S e I_0 de acordo com as expressões

$$i_s = \frac{G\eta I_s A_d}{hf} \quad (3.15)$$

$$i_0 = \frac{G\eta I_0 A_d}{hf} \quad (3.16)$$

Considerando uma condição ideal, a principal fonte de ruído do fotodetector é o ruído *shot* [1], cuja intensidade de corrente associada, no caso em que $I_s \ll I_0$, é dada pela equação (3.17)

$$i_N = \sqrt{2GeBi_0} \quad (3.17)$$

com B representando a largura de faixa de detecção. Portanto, a relação sinal-ruído do interferômetro, denominada *SNR*, é igual a

$$SNR = \frac{i_s}{i_N} = I_s \sqrt{\frac{\eta A_d}{2BhfI_0}} \quad (3.18)$$

Utilizando-se as equações (3.13) e (3.14), bem como as relações $A_1 = R + S$, $A_2 = \sqrt{RS}$ e $P_L = I_L A_d$ (I_L é a potência do *laser*), obtém-se

$$SNR = \frac{i_s}{i_N} = \frac{4\pi u(t)}{\lambda} \sqrt{\frac{\eta P_L}{2Bhf}} \frac{A_2}{\sqrt{A_1}} \quad (3.19)$$

O parâmetro *SNR* é usualmente expresso em termos do contraste de franjas do interferômetro (C_f) [10], cuja definição é dada por

$$C_f = \frac{(I_D)_{\max} - (I_D)_{\min}}{(I_D)_{\max} + (I_D)_{\min}} = \frac{A_2}{A_1} \quad (3.20)$$

Substituindo-se a equação (3.20) na (3.19), obtém-se

$$SNR = \frac{i_S}{i_N} = \frac{4\pi u(t)}{\lambda} \sqrt{\frac{\eta P_L A_1}{2Bhf}} C_f \quad (3.21)$$

O limite de detecção do interferômetro é determinado impondo-se a condição $SNR = 1$. Assim, o valor *rms* correspondente do deslocamento mecânico é dado por (3.22)

$$u_{rms}^{lim} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{Bhf}{\eta P_L A_1}} \frac{1}{C_f} \quad (3.22)$$

Nota-se, então, que a amplitude mínima detectada é inversamente proporcional à raiz quadrada da potência do *laser*, diretamente proporcional à raiz quadrada do comprimento de onda óptica e à largura de faixa do sistema de detecção. Após alinhamento e otimização do interferômetro projetado, os parâmetros acima mencionados podem ser determinados. Embora a largura de faixa do fotodetector escolhido seja de 350 MHz, a frequência de operação da célula AO empregada é de 40MHz, limitando a largura de faixa do sistema de detecção em torno de 40 MHz, ou seja, a própria largura de faixa do circuito de demodulação de fase conectado na saída do fotodetector, conforme será visto no próximo capítulo. Portanto, é esta a largura de faixa que determinará a amplitude mínima do deslocamento mecânico detectado, de acordo com a equação (3.22).

3.4 IMPLEMENTAÇÃO E ALINHAMENTO DO INTERFERÔMETRO

A Figura 3.2 ilustra o interferômetro implementado. Para fins de alinhamento, os vários componentes que constituem o interferômetro devem ser posicionados de tal forma que ocorra uma superposição perfeita dos feixes de referência e sensor na entrada do fotodetector.

O primeiro passo adotado no alinhamento foi o ajuste apropriado da orientação do modulador acusto-óptico (AO) para que o dispositivo operasse no regime Bragg. O sucesso desta etapa foi obtido mediante observação de apenas um feixe difratado. Em seguida, os espelhos e o corpo de prova foram ajustados de tal forma que garantissem a superposição dos feixes de referência e sensor, gerando apenas um ponto em um anteparo que foi

posicionado no local do fotodetector e em locais anteriores e posteriores na linha de direção do fotodetector.

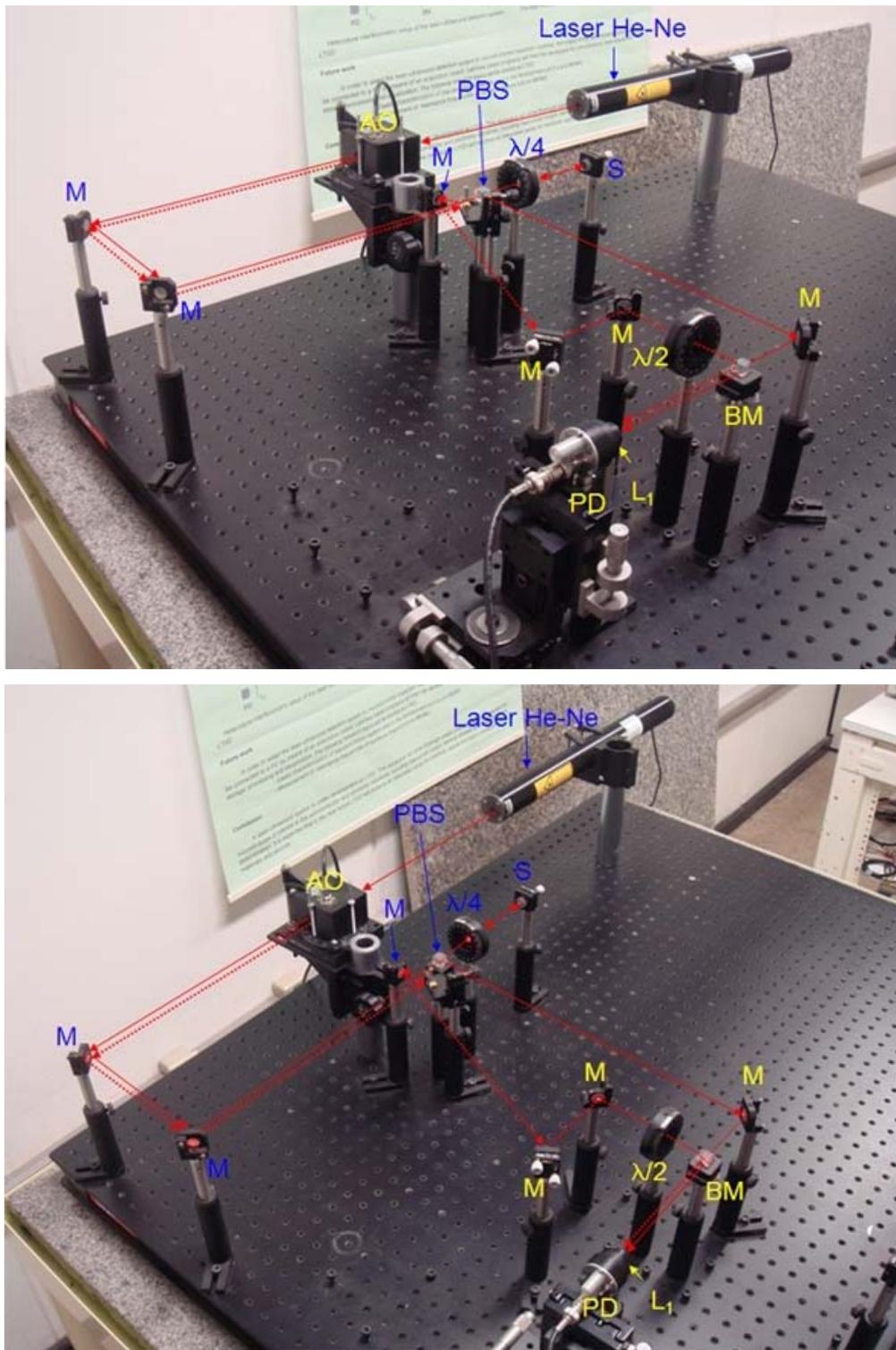


Figura 3.2 – Sistema de detecção *laser-ultra-som* implementado

Realizados estes ajustes mecânicos, recorreu-se à detecção eletrônica do sinal interferométrico para otimização do alinhamento. Para este propósito, utilizou-se um osciloscópio digital AGILENT, com largura de banda de 2,25 GHz e taxa de amostragem de 8 Gsamples/segundo. Conforme estabelecido pelas equações 3.9 e 3.10, o sinal elétrico exibido pelo osciloscópio contém um nível DC superposto a uma parcela que varia harmonicamente na frequência de 40MHz. O sinal obtido é mostrado na Figura 3.3. Ajustes consecutivos foram realizados nos diversos componentes do interferômetro para maximização do nível do sinal.

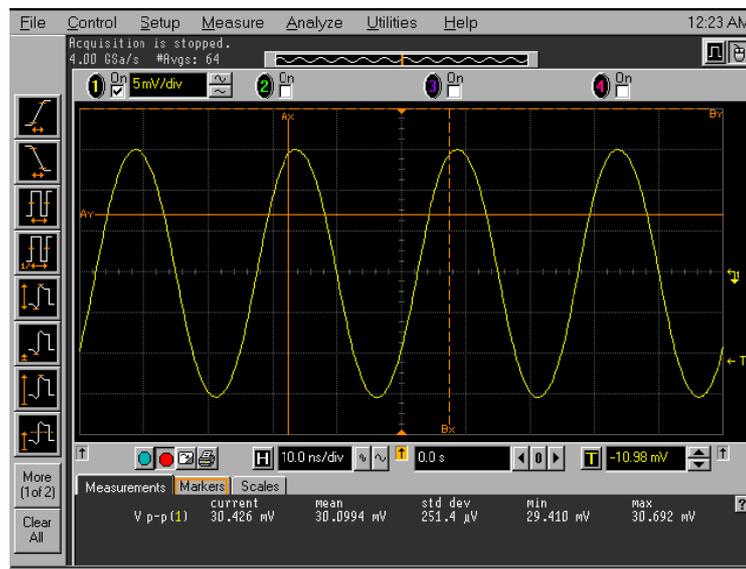


Figura 3.3 – Sinal interferométrico otimizado e obtido no osciloscópio digital

Para a configuração interferométrica alinhada, realizaram-se as medidas dos parâmetros R e S. Utilizou-se, para tanto, um medidor digital de potência óptica (modelo PM130 – Thorlabs). Este equipamento foi posicionado entre os componentes BM e PD exibidos na Figura 3.1.

Bloqueando-se o braço de referência, obtém-se a seguinte potência:

$$P_S = 0,649 \text{ mW} \quad (3.23)$$

Bloqueando-se o braço sensor, obtém-se:

$$P_R = 0,541 \text{ mW} \quad (3.24)$$

A potência do *laser* na entrada do fotodetector(PD) também foi medida, encontrando-se

$$P_L = 1,104 \text{ mW} \quad (3.25)$$

Com estas medidas, e utilizando-se as definições de R e S (anteriormente apresentadas), chega-se aos seguintes valores:

$$S = 0,3726 \quad (3.26)$$

$$R = 0,4683 \quad (3.27)$$

Na determinação dos parâmetros R e S acima, é necessário conhecer a eficiência de difração do modulador acusto-óptico empregada. Constata-se que na situação de alinhamento ótimo, a potência é igualmente distribuída entre os feixes difratado e não difratado, conforme previsto teoricamente na situação em que o corpo-de-prova possua superfície especular [1].

O limite de detecção do interferômetro pode então ser determinado com auxílio da equação (3.22). Primeiro determinou-se os valores dos parâmetros A_1 , A_2 e C_f a partir dos valores de R e S , chegando-se a

$$A_1 = 0,8409 \quad (3.28)$$

$$A_2 = 0,4177 \quad (3.29)$$

$$C_f = 0,4967 \quad (3.30)$$

Agora, utilizando-se $\eta = 0,75$ para eficiência quântica do fotodetector, $\lambda = 633 \text{ nm}$ para o *laser*, e $B=40 \text{ MHz}$ para largura de faixa de detecção, obtêm-se:

$$u_{rms}^{lim} = 4,15 \times 10^{-1} \text{ \AA} \quad (3.31)$$

3.5 TESTE E CALIBRAÇÃO DO SISTEMA ÓPTICO DE DETECÇÃO

O sistema de detecção de ultra-som estará concluído quando a saída do fotodetector do protótipo interferométrico estiver conectada na entrada do circuito de demodulação de fase. A máxima largura de faixa do sistema de detecção será determinada primordialmente pela frequência de operação do modulador acusto-óptico. Contudo, filtros adicionais poderão ser conectados na saída do circuito de demodulação para remoção de ruídos específicos. A próxima seção, portanto, propõem um circuito de demodulação de fase para o interferômetro implementado. Conforme será visto, o circuito em questão é projetado com técnicas de RF e emprega componentes facilmente disponíveis, sendo uma solução simples e econômica para a extração do ultra-som contido na portadora óptica.

Para verificação do desempenho do sistema como detector de deslocamentos mecânicos de baixa amplitude, o procedimento mais simples seria a utilização de um transdutor piezelétrico de ondas longitudinais (por exemplo, com frequência de operação de 5 MHz) para perturbação contínua do corpo-de-prova. O transdutor poderia ser colado na superfície oposta àquela onde incide o feixe sensor. Nesta situação, a saída do circuito de demodulação de fase, após filtragem para remoção da portadora óptica, deveria reproduzir exatamente o sinal de ultra-som presente na superfície do corpo-de-prova, podendo ser comprovado com um osciloscópio. Todavia, por limitação de tempo e recursos, não foi possível a aquisição do transdutor no período de execução deste trabalho. Tal etapa será realizada em projetos futuros de continuidade a este trabalho.

Com respeito à calibração do sistema de detecção, é necessário estabelecer a correspondência entre a amplitude de pico do sinal elétrico na saída do circuito de demodulação de fase (tipicamente em mV) e a amplitude do deslocamento mecânico na superfície do corpo-de-prova causada por ultra-som (tipicamente em angstroms ou nanômetros). Novamente, faz-se necessário o uso de um transdutor piezelétrico de excitação, e o procedimento de calibração será assim adiado para um trabalho futuro. Todavia, é útil esboçar nesta dissertação um procedimento simples e eficaz para calibração do instrumento implementado. Ao se aplicar análise de *Fourier* na equação (3.11), constata-se que o ultra-som gera duas raias espectrais laterais em torno da raia central da portadora óptica, sendo a separação entre raias determinada pela frequência do ultra-som.

A razão entre uma das raias laterais e a raia central é diretamente proporcional à amplitude do ultra-som, sendo o termo de proporcionalidade dado por $2\pi/\lambda$ [1], onde λ é o comprimento de onda do *laser* do interferômetro. Desta forma, um analisador de espectros (ou um osciloscópio digital) é utilizado para estabelecer a correspondência entre a amplitude (mV) de uma raia lateral e a amplitude (Å ou nm) do ultra-som. O fator de calibração (por exemplo, Å /mV) é portanto determinado.

4. CIRCUITO DE DEMODULAÇÃO DE FASE

Um dos componentes essenciais da técnica *laser-ultra-som* utilizando interferômetros heterodinos é o circuito de demodulação de fase do sinal óptico [1,13]. Neste trabalho, o circuito de demodulação de fase é implementado com um *chip* dedicado do tipo PLL (*phase locked loop*) [25-26], que gera, em sua saída, um sinal elétrico proporcional à amplitude do deslocamento mecânico na superfície do corpo-de-prova sob efeito de ultra-som. O sinal elétrico, uma vez processado, poderá fornecer informações úteis a respeito da constituição e estrutura, internas e superficiais, do corpo-de-prova sob caracterização. Este circuito de demodulação de fase, implementado com técnicas clássicas de rádio frequência, possui uma largura de faixa compreendida entre 1 kHz e 37 MHz, sendo suficiente para detecção de ultra-som utilizado em rotinas típicas de caracterização não destrutiva de dispositivos e materiais de interesse industrial.

4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO ELETRÔNICO DE DEMODULAÇÃO

No capítulo anterior, foi visto que quando a superfície do corpo-de-prova está sujeita a deslocamentos mecânicos induzidos por ultra-som, o sinal AC na saída do fotodetector é modulado em fase por uma quantidade proporcional ao deslocamento mecânico. Daí, a denominação de portadora óptica para o sinal AC. Portanto, um circuito eletrônico para extração (demodulação) do termo de fase da portadora óptica foi projetado e implementado nesta fase do trabalho. O esquema adotado utiliza um circuito integrado (CI) que, acoplado a alguns filtros, desempenha a função de demodulador de fase do tipo PLL, constituído, basicamente, de quatro blocos: detector de fase, filtro passa-baixa, amplificador e oscilador controlado por voltagem (VCO), conforme ilustrado na Figura 4.1. A grande vantagem do circuito PLL está na estabilidade do seu sinal de saída com respeito às variações de frequência da portadora óptica. Esta característica decorre do fato de que, ao se obter a igualdade entre a frequência do sinal do VCO e aquela do sinal acoplado na entrada do PLL, este último pode variar dentro do intervalo de trancamento (*lock range*), com o PLL funcionando satisfatoriamente. Atenção especial é dada na implementação de um circuito

demodulador cujo intervalo de trancamento compense as eventuais variações de frequência da portadora óptica causadas pelo modulador acusto-óptico.

Na fase inicial desta implementação, atenção especial foi dada ao estudo teórico detalhado de um circuito demodulador de fase, do tipo PLL, para aplicação direta com o interferômetro de Mach-Zender heterodino aqui desenvolvido. Foram identificados os seguintes parâmetros relevantes para o projeto do circuito em questão:

- a) frequência da portadora óptica (sinal de entrada no circuito PLL);
- b) amplitude da portadora óptica;
- c) faixa espectral do ultra-som a ser demodulado pelo circuito PLL;
- d) determinação do fator de amortecimento do circuito PLL para otimização da resposta transiente; e,
- e) relação sinal-ruído (SNR), incluindo rejeição a ruídos ambientais.

Uma vez identificados estes parâmetros, procedeu-se ao projeto do circuito PLL utilizando o CI NE/SE564, produzido pela *Philips Semiconductors*. O diagrama de blocos de um circuito PLL típico é ilustrado na Figura 4.1. Neste esquema, PD é o detector de fase, VCO é o oscilador local, LPF₁ é o filtro passa-baixa da malha de realimentação, e LPF₂ é o filtro passa-baixa da saída do circuito. O CI NE/SE564 já incorpora o PD e o VCO, podendo ser a frequência deste último ajustada até 50 MHz mediante seleção de um capacitor apropriado. Os filtros são realizados com componentes discretos (resistores, capacitores e indutores) e dependem das características dos sinais de entrada, proveniente do fotodetector do sistema óptico de detecção, e da saída esperada.

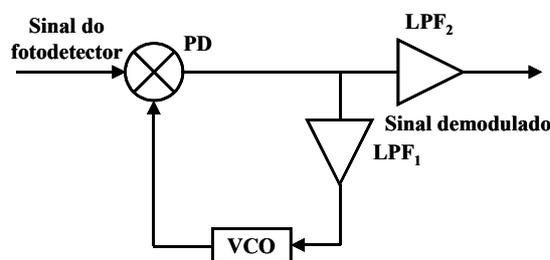


Figura 4.1 – Diagrama de blocos de um circuito PLL típico

As folhas de especificação [27-32] do fabricante foram utilizadas como ponto de partida para o projeto do circuito PLL. Nestas notas, encontram-se bem documentados diversos gráficos e fórmulas úteis para os cálculos dos valores de componentes que, uma vez conectados ao CI, desempenham a função de PLL. São os seguintes os componentes dimensionados:

4.3.1) capacitor de ajuste da frequência do oscilador local do PLL do NE/SE564. A frequência do oscilador local tem que ser igual àquela da portadora óptica na entrada do PLL conectado ao interferômetro heterodino, sendo definida pelo modulador acusto-óptico e correspondendo a 40 MHz. Para ajuste fino da frequência, utiliza-se um *trimmer* (capacitor variável). Este parâmetro, designado por C , é determinado de acordo com dados e equações derivadas da referência [32]:

$$C + C_s = 1/(22R_C f_0) \quad (4.1)$$

Na equação anterior, $f_0 = 40$ MHz é a frequência da portadora óptica, $C_s = 8$ pF e $R_C = 100$ Ω são capacitância parasita e resistência interna do CI, respectivamente [32]. Desta forma, obtém-se $C = 3,4$ pF. Como f_0 pode variar dentro do intervalo de trancamento do PLL (a ser definida no projeto), a tabela 4.1 mostra a correspondente variação de C , justificando, assim, o uso de um *trimmer* para ajuste fino da frequência do oscilador local. Uma possível realização prática é a associação paralela do *trimmer* com uma capacitância fixa (e.g., 2,3 pF). Desta forma, conforme indicado na última coluna da tabela 4.1, o *trimmer* pode ser usado para cobrir o intervalo de capacitâncias compreendido entre 0 e 2,3 pF.

f_0 (MHz)	C (pF)	$C - 2,3$ (pF)
36	4,63	2,3
38	3,96	1,66
40	3,36	1,06
42	2,82	0,52
44	2,33	0,03

Tabela 4.1 – f_0 em função de C

4.3.2) fonte de corrente DC implementada com uma fonte de alimentação (DC), potenciômetro e resistor. Esta corrente de *bias* (I_B) é utilizada para controlar o ganho da malha de realimentação do circuito PLL para aumento dos intervalos de captura e trancamento. Optou-se por $I_B = 800 \mu\text{A}$. Desta forma, a frequência da portadora óptica pode variar dentro de um intervalo de 4 MHz (38 a 42MHz) com o circuito PLL ainda demodulando eficientemente. Devido à boa estabilidade do modulador acusto-óptico do interferômetro, este intervalo é suficiente.

Na implementação desta fonte de corrente de *bias*, que como já discutido exibe grande influência sobre um dos parâmetros do circuito PLL, o potenciômetro é ajustado de tal forma que ele forneça a corrente desejada, conforme esquematizado na Figura 4.2:

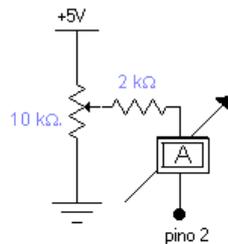


Figura 4.2 – Fonte de corrente para controle de I_{BIAS}

4.3.3) estágio de amplificação de 12 dB, aproximadamente. Foi constatado que a amplitude da portadora óptica na saída do fotodetector deverá ser amplificada para níveis superiores a $200 \text{ mV}_{\text{RMS}}$. Estes níveis de sinal são apropriados para rejeição AM e ampliam os intervalos de captura e trancamento do PLL, conforme ilustrado nos gráficos na referência [32];

4.3.4) o capacitor na entrada do circuito PLL é utilizado para filtrar a componente óptica DC na saída do fotodetector. Este capacitor, juntamente com a resistência de entrada do circuito PLL, desempenha o papel de filtro passa-altas. Assim, dimensionou-se o capacitor para atenuar frequências inferiores a 1 kHz, determinando, conseqüentemente, o limite inferior da frequência do ultra-som que pode ser demodulado. Para este fim, utiliza-se um filtro de entrada, conforme detalhado nas notas [27-32] e ilustrado na Figura 4.3.

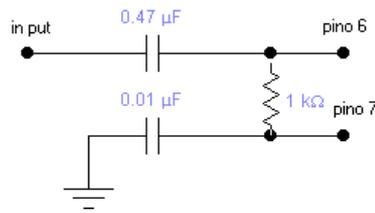


Figura 4.3 – Filtro de entrada no circuito PLL

4.3.5) resistor e capacitor do filtro passa-baixas da malha de realimentação do PLL. Projetou-se a resposta dinâmica da malha de realimentação com um fator de amortecimento $\xi = 0,5$. Assim, o PLL apresenta as melhores características de estabilidade e relação sinal-ruído [31]. A frequência de corte do filtro passa-baixa, determinada por um resistor e capacitor, foi fixada em 1kHz, sendo suficiente para isolar o sistema interferométrico das vibrações ambientais. A fim de determinar os valores de resistência e capacitância para este filtro passa-baixa, foi utilizada a configuração ilustrada na Figura 4.4, juntamente com equações e dados contidos em referências apropriadas [27-32]:

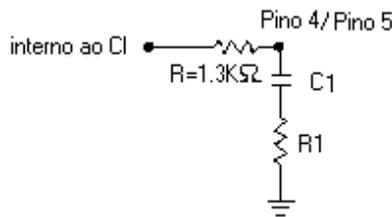


Figura 4.4 – Filtro passa-baixas interno à malha de realimentação do circuito PLL.

Do circuito da Figura 4.4, obtêm-se as seguintes equações:

$$\omega_1 = 1/[(R + R_1)C_1], \quad (4.2)$$

$$\tau_1 = (R + R_1)C_1,$$

$$\omega_2 = 1/(R_1C_1), \quad (4.3)$$

$$\tau_2 = R_1C_1,$$

onde ω_1 e ω_2 são as frequências angulares associadas ao filtro, e τ_1 e τ_2 são as correspondentes constantes de tempo. Estes parâmetros estão relacionados com o coeficiente de amortecimento ζ mediante as seguintes relações:

$$\omega_n = \sqrt{K_V \omega_1} \quad (4.4)$$

$$\zeta = 1/2\sqrt{\omega_1 / K_V} + 1/2\omega_n / \omega_2, \quad (4.5)$$

onde ω_n e K_V são frequência natural e ganho da malha, respectivamente. Porém, antes da utilização destas relações, é determinado o valor da capacitância do filtro passa-baixas da malha de realimentação (C_1). Como $\tau_1 \gg \tau_2$ (pois, tipicamente, $R \gg R_1$) [31], o valor de C_1 é obtido diretamente da equação (4.2), lembrando-se que $\omega_1 = 2\pi f_1$ e $f_1 = 1\text{KHz}$. Assim,

$$C_1 = 0,122\mu\text{F}.$$

Resta, agora, a determinação da resistência do filtro passa-baixa da malha de realimentação (R_1). Para tanto, deve-se calcular o parâmetro K_V . Das referências [30-32], nota-se que K_V depende dos parâmetros K_D (tensão de saída do comparador de fase em função do erro de fase e corrente de *bias*) e K_O (conversão de ganho do oscilador local) por meio da relação

$$K_V = K_D K_O \quad (4.6)$$

As expressões analíticas para K_D e K_O envolvem a corrente de *bias* na entrada do PLL, bem como a frequência de operação do oscilador local, e são determinadas de acordo com as expressões [30-32]:

$$K_D \approx 0,66(V / \text{rad}) + 9,210^{-4} (V / (\text{rad} \cdot \mu\text{A})) I_{BIAS} (\mu\text{A}) \quad (4.7)$$

$$K_O = 5,9(\text{rad} / V) f_0, \quad (4.8)$$

para $I_{BIAS} = 0$, e

$$K_0 = 10,45(\text{rad} / \text{V})f_0, \quad (4.9)$$

para $I_{BIAS} = 800 \mu\text{A}$.

É interessante calcular os parâmetros do projeto para estas duas condições extremas de corrente de *bias*, a fim de que se possa apreciar seu efeito sobre a determinação da resistência do filtro passa-baixas da malha de realimentação (R_I). Com $f_0 = 40 \text{ MHz}$, obtém-se:

para $I_{BIAS} = 0$,

$$K_D = 0,66 \text{ V/rad},$$

$$K_0 = 236 * 10^6 \text{ rad/(Vs)},$$

$$K_V = 155,76 * 10^6 \text{ 1/s},$$

e para $I_{BIAS} = 800\mu\text{A}$,

$$K_D = 1,396 \text{ V/rad},$$

$$K_0 = 418 * 10^6 \text{ rad/(Vs)},$$

$$K_V = 583,53 * 10^6 \text{ 1/s}.$$

Pode-se, agora, determinar o valor de R_I . Adotando-se $\zeta = 0,5$ como fator de amortecimento, garantindo, assim, a melhor relação sinal-ruído para efeitos de demodulação [31], e utilizando-se as equações (2), (3) (4) e (5), obtém-se

$$R_I = \left(1 - \sqrt{\omega_1 / K_V}\right) / (C_I \omega_n) \quad (4.10)$$

sendo ω_1 (determinado por $f_1 = 1 \text{ kHz}$), C_I , K_V e ω_n (estes dois dependentes da corrente de *bias*) todos conhecidos, R_I é obtido diretamente.

Para $I_{BIAS} = 0$, encontra-se

$$R_I = 8,2\Omega;$$

para $I_{BIAS} = 800 \mu A$, encontra-se

$$R_I = 4,3\Omega.$$

A Tabela abaixo sumariza os cálculos dos componentes do filtro passa-baixas da malha de realimentação, ilustrando o efeito das variações de R_1 e C_1 sobre os valores de f_1 e ζ (parâmetros que caracterizam o filtro), em função da corrente de *bias* na entrada do PLL.

Tabela 4.2 – Valores de projeto para R_1 e C_1 do filtro passa-baixas da malha de realimentação do PLL

I_{BIAS} (μA)	R_1 (Ω)	C_1 (μF)	f_1 (Hz)	ζ
0	8,2	0,122	997,2	0,498
	10	0,122	996	0,606
800	4	0,122	1000,2	0,504
	4,3	0,122	1000,4	0,469
	5	0,122	999,7	0,587
	4,7	0,120	1016,5	0,544

4.3.6) finalmente, projetou-se o filtro passa-baixas na saída do PLL. Este filtro é usado para remover harmônicos (80 MHz, 120 MHz etc.) gerados pelo detector de fase interno do CI. Optou-se por um filtro LC constituído por 3 células em cascata, fornecendo um corte abrupto em 37 MHz. Desta forma, a largura de faixa do sistema de detecção de ultra-som está compreendida entre 1 kHz e 37 MHz, aproximadamente. O esquema do filtro é ilustrado na Figura 4.5:

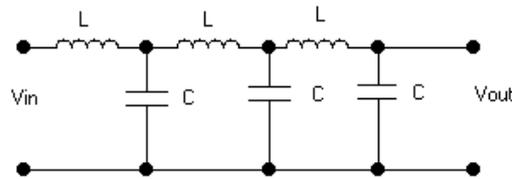


Figura 4.5 – Filtro passa-baixas na saída do circuito PLL

Como a frequência de corte do filtro em função da indutância (L) e capacitância (C) é dada por [33]

$$f_c = 1/(2\pi\sqrt{LC}), \quad (4.11)$$

possíveis valores de indutância e capacitância para $f_c = 37$ MHz são $L = 18$ mH e $C = 1,028$ pF, respectivamente.

Uma vez calculados todos os parâmetros de projeto, procedeu-se à realização do circuito PLL em placa impressa, utilizando técnicas de RF (rádio frequência). Os componentes usados neste projeto são aqueles calculados assumindo uma corrente de *bias* de $800 \mu\text{A}$ na entrada do circuito de demodulação. As etapas seguintes foram seguidas para a realização do circuito:

a) seleção de componentes, tais como resistências, capacitâncias, indutâncias, potenciômetros e *trimmer* que se adequem ao projeto, com valores iguais ou próximos dos previstos anteriormente. A relação abaixo discrimina todos os componentes empregados na implementação do circuito:

- CI NE564N da Philips;
- Conectores BNC: dois, sendo um para o sinal de entrada, e outro para o sinal de saída;
- Potenciômetro de $10 \text{ k}\Omega$;
- *Trimmer* (2 a 10 pF);
- Resistências: uma de $2,2 \Omega$, duas de $1 \text{ k}\Omega$ e duas de $4,7 \text{ k}\Omega$;
- Capacitâncias: três de 1 pF , duas de 120 nF , uma de $0,47 \mu\text{F}$ e uma de $0,01 \mu\text{F}$;
- Indutâncias: três de 1 pH .

b) desenho das trilhas do circuito, utilizando técnicas de radio frequência: a) trilhas de ligação com comprimento curto e espessura relativamente larga; b) trilhas com contornos suaves (sem quinas); c) inexistência de metal (cobre) entre as trilhas. Estes cuidados evitam efeitos capacitivos e indutivos parasitas que podem comprometer o sinal com ruídos e interferências;

c) implementação do circuito; e,

d) soldagem dos componentes.

A realização do circuito de demodulação é ilustrado nas figuras abaixo:

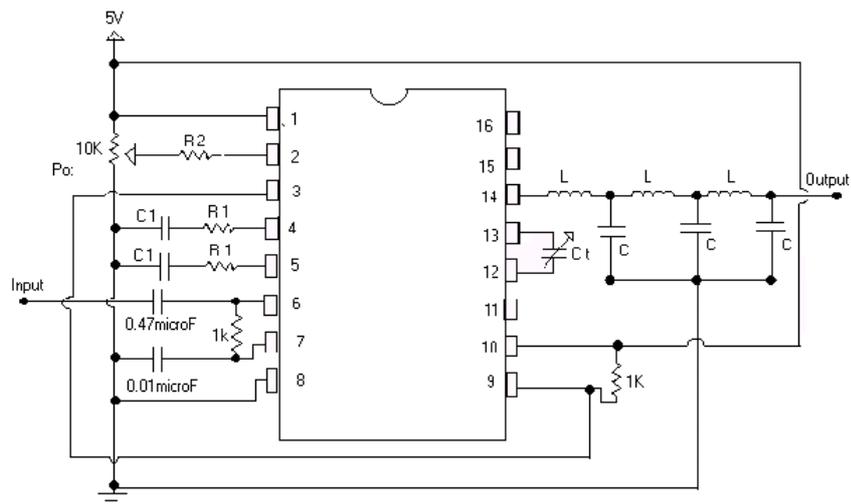


Figura 4.6 – Projeto do circuito de demodulação de fase com o CI NE564, destacando-se as conexões dos pinos



Figura 4.7 – Implementação das trilhas da placa do circuito de demodulação de fase



Figura 4.8 – Realização do circuito de demodulação de fase (no topo, destaca-se o CI, que está na superfície inferior da placa. Os demais componentes foram soldados na superfície superior da placa).

5. INTEGRAÇÃO DO SISTEMA DE DETECÇÃO DE ULTRA-SOM A UM PC PARA ANÁLISE DE SINAIS

Concluída a implementação do sistema de detecção de ultra-som, este capítulo apresenta o desenvolvimento de um sistema digital, constituído de um PC e placa de aquisição de alta performance, para análise de sinais de ultra-som. A integração do sistema de detecção ao sistema digital resulta em um instrumento essencial para o desenvolvimento posterior da técnica *laser-ultra-som* no LTSD.

Com auxílio da ferramenta computacional LabVIEW, foi desenvolvida uma interface visual onde os sinais, provenientes da saída do sistema óptico de detecção de ultra-som, são adquiridos, armazenados e visualizados em tempo real. O programa também permite, neste estágio, alguns tipos básicos de processamento de sinais, incluindo diferentes tipos de filtragem (a ser seleccionada pelo usuário) e análise espectral (FFT). Abaixo, são apresentados detalhes da implementação da interface e procedimentos de manipulação pelo usuário.

5.1 Programação do LabVIEW para aquisição e processamento de sinais

A partir do programa *Init*, mostrado no Capítulo 2, foi desenvolvido um programa de aquisição e processamento de sinais para operar com o sistema óptico de detecção de ultra-som. O código do programa em LabVIEW está disponibilizado visualmente de forma seqüencial, e as principais partes do programa são numeradas para facilitar o entendimento (Figura 5.1):

A primeira parte do programa inicia uma sessão de comunicação com a placa de aquisição.

Na segunda parte, é possível utilizar uma configuração automática para aquisição do sinal interferométrico, ou então optar por uma configuração manual (Figura 5.4), assim como se faz em um osciloscópio.

Na terceira parte, os parâmetros do filtro a ser adotado são configurados pelo usuário através do painel *Filter Parameters*, existente na interface do programa mostrada na Figura 5.3.

A quarta parte do programa executa a primeira etapa de processamento do sinal adquirido, possibilitando a escolha do tipo de filtro digital que será aplicado ao sinal adquirido. Os parâmetros deste filtro são aqueles configurados na terceira parte.

A quinta parte inicia uma nova aquisição com as configurações definidas na segunda parte. Ao se completar esta aquisição, os dados são mostrados no painel gráfico *Acquired Waveform*, exibido na Figura 5.3.

Na sexta parte do programa, são feitas medidas específicas sobre o sinal adquirido, sendo estas medidas escolhidas pelo usuário no Painel *Signal Processing* na barra de seleção *Scalar Measurement* (Figura 5.3).

A sétima parte executa análise espectral (FFT) sobre o sinal pré-processado anteriormente, mostrando o resultado graficamente no painel *Power Spectrum* ilustrado na Figura 5.3.

A oitava parte “limpa” todos os passos de processamento para este canal, para que não se faça processamento sobre um sinal já processado.

A nona parte verifica erros, parando a execução do programa se ocorrer algum erro, ou, caso contrário, seguindo a execução do *While Loop* e voltando à parte 3 do programa. Este *loop* permite a aquisição contínua, em tempo real, do sinal e seu processamento. Porém, caso o botão *Stop* seja pressionado, a execução do programa é interrompida.

A décima parte encerra a sessão de comunicação.

Finalmente, a décima primeira parte do programa salva em arquivo o sinal adquirido. Caso ocorra algum erro na execução, este é mostrado na tela *Error out*.

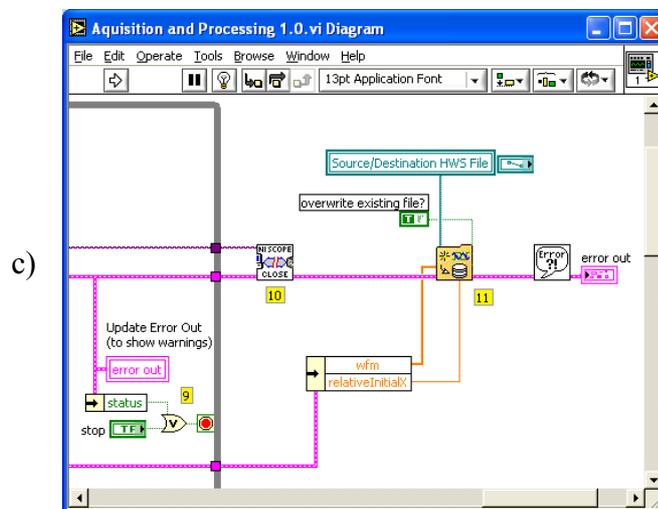
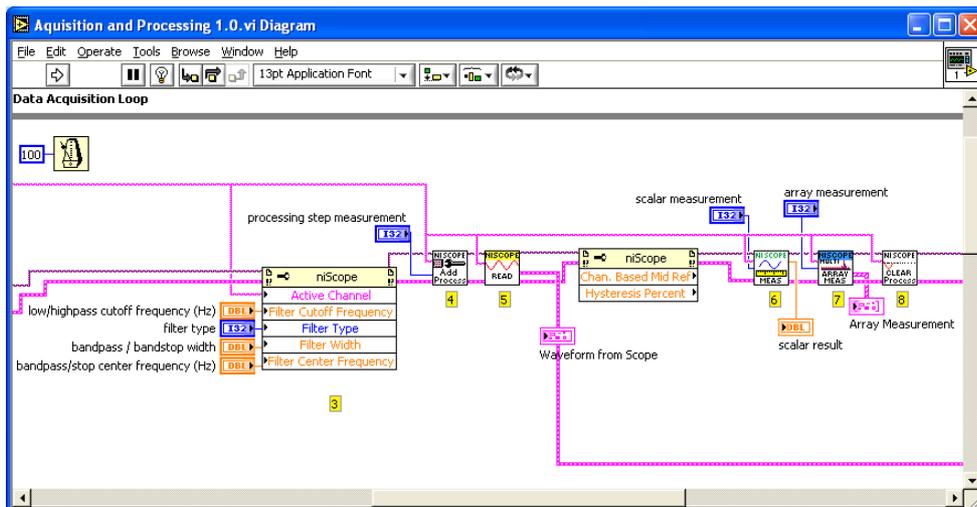
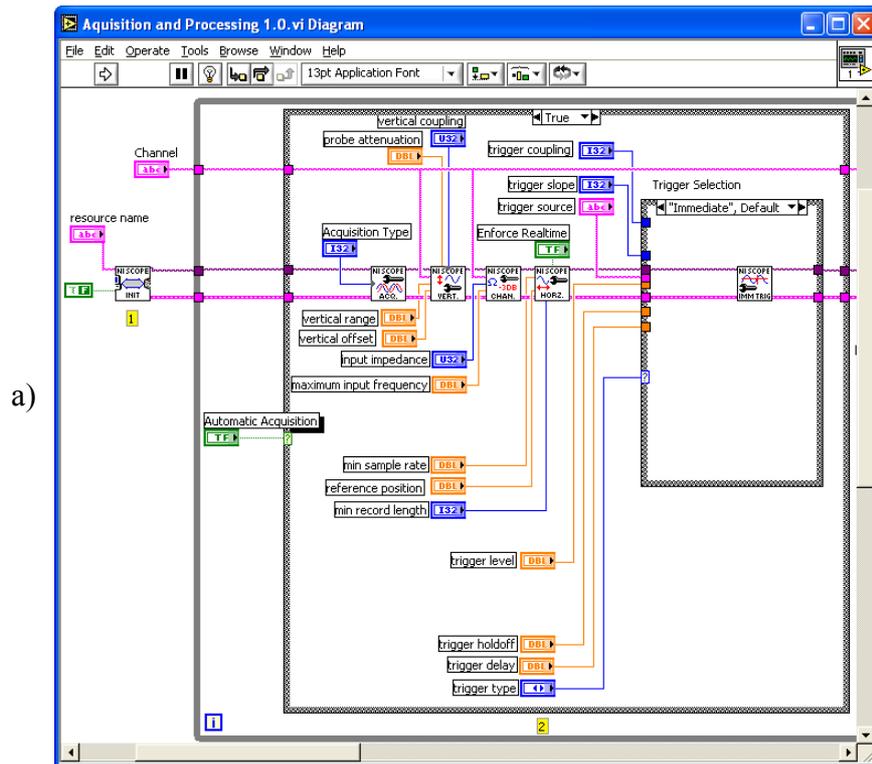


Figura 5.1 – Código do Programa *Acquisition and Processing*

Os principais SubVIs utilizados neste programa são mostrados na Figura 5.2:

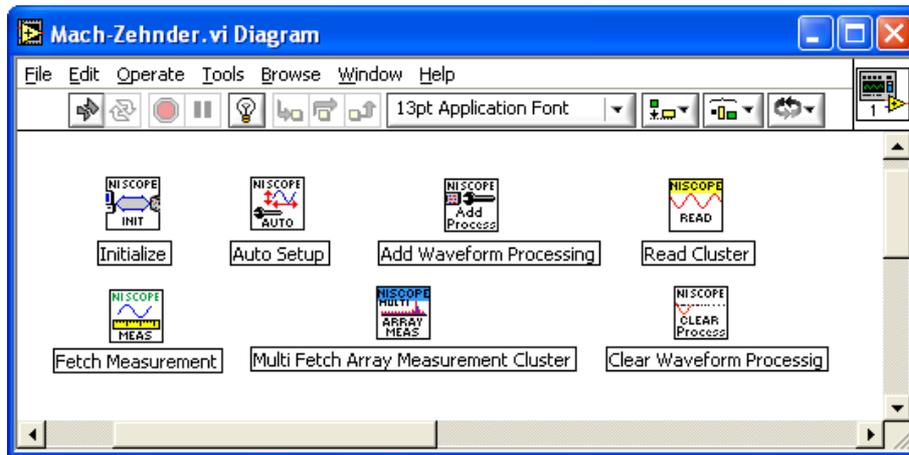


Figura 5.2 – SubVIs utilizados no Programa *Acquisition and Processing*.

5.2 Utilização pelo usuário

O programa *Acquisition and Processing.vi* está armazenado na pasta “interferômetro” na raiz (C:\) do PC integrado ao sistema de detecção *laser-ultra-som*. O programa está no idioma Inglês, pois segue a padronização utilizada pelo LabVIEW para nomes de controles e funções.

A princípio, o sinal na saída do sistema óptico de detecção de ultra-som deve ser conectado por meio de um cabo BNC à entrada “0” (zero) da placa de aquisição instalada no PC. Após este passo, deve-se abrir o programa no LabVIEW e executá-lo.

Devido à impossibilidade de geração de sinais de ultra-som no corpo-de-prova monitorado pelo sistema de detecção, conforme justificado no Capítulo 4, utilizou-se um gerador de funções para simular um sinal de ultra-som típico proveniente da saída do circuito de demodulação do sistema óptico de detecção. Este sinal, exibido na Figura 5.3, possibilitou o desenvolvimento e otimização do sistema digital para aquisição, armazenamento, processamento e visualização de sinais de ultra-som.

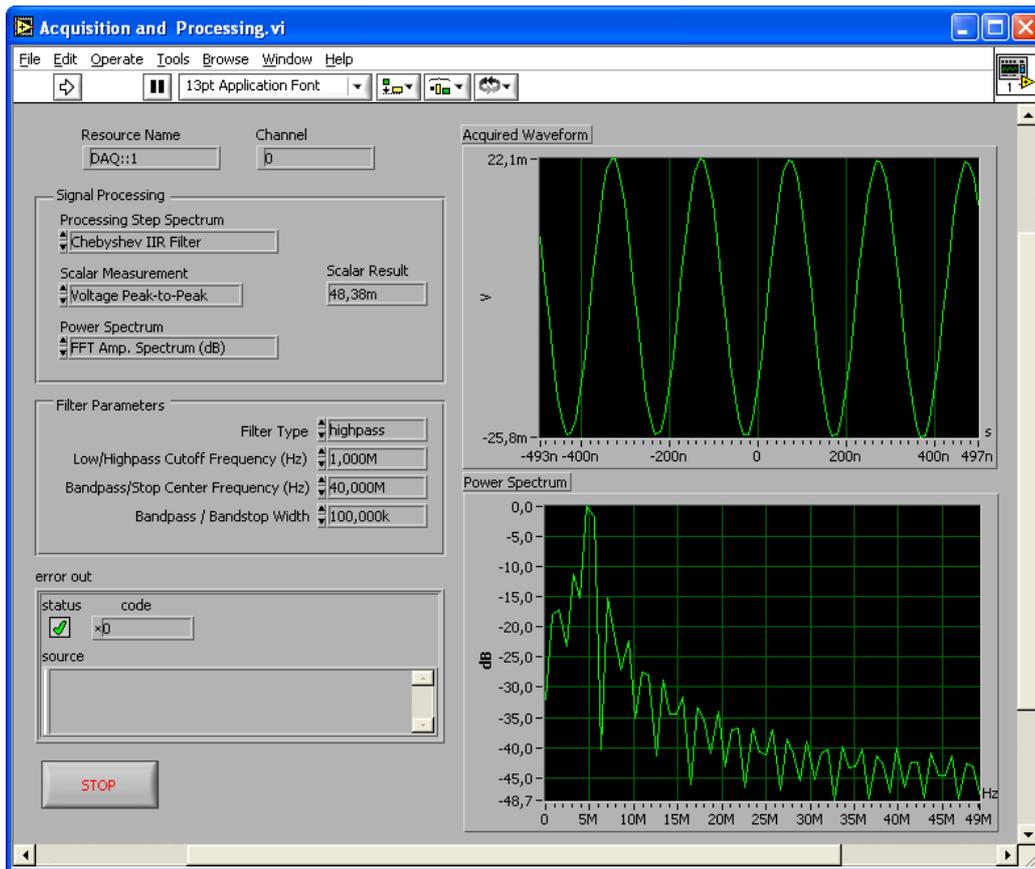


Figura 5.3 – Programa *Acquisition and Processing* em funcionamento

Durante aquisição de sinais, os principais dados do sinal adquirido, tais como amplitude (mV) e tempo (ns), são mostrados nos eixos y e x, respectivamente, do painel gráfico *Acquired Waveform*. No painel *Signal Processing*, na barra de seleção *Scalar Measurement*, é possível selecionar, em tempo real, medidas deste sinal, como frequência, tensão pico-a-pico, período etc (Figura 5.3).

No painel *Signal Processing*, na barra de seleção *Processing Step Spectrum*, o usuário pode escolher o filtro digital a ser utilizado (FIR ou IIR) e configurar seus parâmetros no painel *Filter Parameter* (por exemplo, a frequência de corte). Neste mesmo painel, na barra de seleção *Power Spectrum*, o usuário pode realizar a FFT do sinal exibido, em dB por MHz, no painel gráfico *Power Spectrum* (Figura 5.3).

O botão *Stop* encerra a execução do programa e solicita ao usuário salvar em arquivo o sinal adquirido. Isto possibilita a recuperação deste mesmo sinal e processamento subsequente.

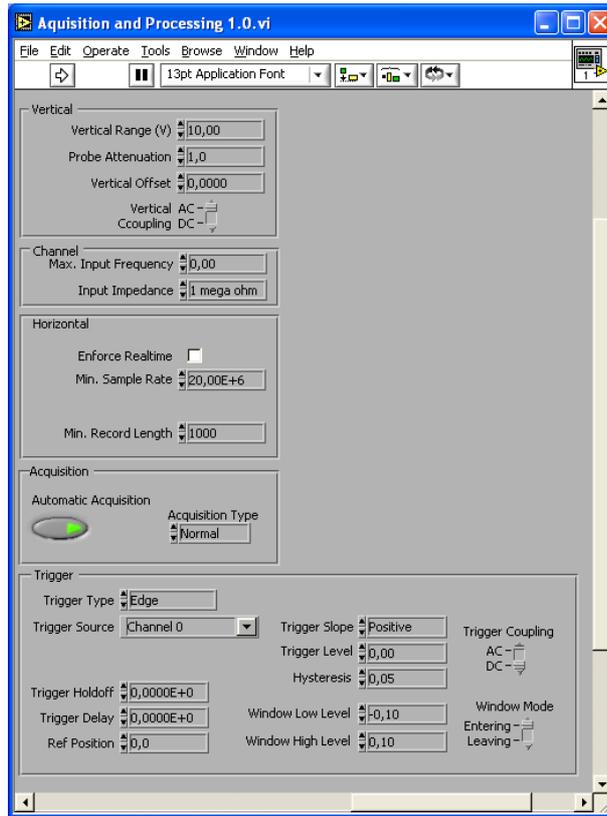


Figura 5.4 – Controles de aquisição e Trigger do programa *Acquisition and Processing*

Assim como nos osciloscópios digitais, o programa permite que o sinal seja adquirido na configuração automática ou na configuração manual (Figura 5.4), podendo-se regular verticalmente e horizontalmente o sinal exibido na tela, similar à configuração volts/divisão e tempo/divisão dos osciloscópios. Na opção de configuração manual, é possível também o ajuste do *trigger*.

6. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

A técnica *laser-ultra-som*, baseada na geração e detecção simultâneas de ultra-som (e microvibrações associadas) em sólidos opacos por meio de *laser*, apresenta vantagens únicas no monitoramento de processos industriais, destacando-se sua natureza totalmente remota, ampla largura-de-faixa e potencialidade para inspeção *in-line* de micro e macroestruturas. Este trabalho consistiu em uma discussão detalhada e implementação de um sistema óptico de detecção para a *técnica laser-ultra-som*. Ainda inexistente nos centros acadêmicos e industriais do Brasil, o LTSD demonstra grande motivação no desenvolvimento e aplicação desta técnica na caracterização de dispositivos e materiais de interesse do setor de microeletrônica.

A fim de se estabelecer uma boa referência para trabalhos futuros, apresentou-se uma abordagem pormenorizada da interferometria óptica, tanto homodina quanto heterodina, e sua aplicação na detecção de deslocamentos mecânicos em superfícies sólidas induzidos por ultra-som. Embora o enfoque tenha sido na configuração interferométrica de Mach-Zehnder, outras configurações, tais como as de Michelson, Fabry-Perot e Sagnac, por exemplo, podem ser consideradas e compreendidas à luz das informações aqui discutidas. Obviamente, o tipo de arranjo interferométrico adotado depende do tipo de processo e material a serem monitorados, onde fatores como geometria e qualidade especular do corpo-de-prova, ruídos ambientais etc determinam os parâmetros de projeto de interferômetros. Com este propósito, foram apresentados os conceitos de função de transferência, relação sinal-ruído e sensibilidade de detecção.

Uma vez escolhida a configuração heterodina de Mach-Zehnder, cuja característica é boa imunidade a ruídos ambientais, implementou-se o interferômetro do sistema de detecção *laser-ultra-som*. Os níveis de intensidade dos braços de referência e sensor, dependentes das propriedades do *laser* e demais componentes ópticos empregados, foram medidos e propiciaram a determinação do limite de detecção (sensibilidade). O funcionamento apropriado do arranjo interferométrico foi constatado através do monitoramento de sua função de transferência em um osciloscópio. Conforme esperado, a função de transferência obtida é uma senóide de 40 MHz, frequência esta determinada pelo dispositivo acusto-óptico utilizado. Na nomenclatura adotada em interferometria óptica, a função de

transferência é a relação, no domínio do tempo, entre a intensidade óptica na entrada do fotodetector e a intensidade óptica na saída da fonte (canhão) de *laser*.

Um dos componentes essenciais da técnica *laser-ultra-som* utilizando interferometria heterodina é o circuito de demodulação de fase. Este circuito possibilita a extração do sinal de ultra-som contido na portadora óptica (neste trabalho, uma senóide de 40 MHz). Nesta dissertação, portanto, são apresentados os detalhes de projeto e implementação de um circuito de demodulação de fase empregando um *chip PLL* e técnicas de RF. Este circuito, com largura de faixa compreendida entre 1 kHz e 37 MHz, oferece ao interferômetro imunidade a ruído ambiental e propicia a demodulação de ondas de ultra-som utilizadas em rotinas de monitoramento industrial (tipicamente com frequências de 5, 10 e 20 MHz).

Por motivo de limitação de tempo e recursos, não foi possível calibrar e testar o sistema de detecção aqui implementado (constituído pelo interferômetro acoplado ao circuito de demodulação de fase) com corpos-de-prova sob efeito de ultra-som. Esta etapa será executada em trabalhos subseqüentes. Todavia, um procedimento simples e eficiente, empregando um transdutor piezelétrico de ondas longitudinais (colado na superfície do corpo-de-prova oposta àquela de incidência do feixe sensor) é proposto para determinação do fator de calibração do sistema de detecção.

Finalmente, foi desenvolvido e testado um sistema digital para aquisição, armazenamento, processamento e visualização do sinal de ultra-som detectado pelo sistema óptico. O sistema digital é constituído por um PC e placa de aquisição A/D e D/A de alta performance (100 Msamples/segundo com canal simples, 50 Msamples/segundo com canal duplo e 14 bits de resolução). A programação foi toda realizada com a ferramenta LabVIEW, resultando em um procedimento de fácil manuseio pelo operador. A performance do sistema digital foi comprovada com sinais sintetizados por um gerador de funções que simulam sinais de ultra-som de interesse deste trabalho.

Espera-se, como continuidade imediata deste trabalho, o teste e a calibração do sistema de detecção *laser-ultra-som* desenvolvido. Conforme já mencionado, o ultra-som será induzido em corpos-de-prova utilizando-se transdutores piezelétricos comerciais de aplicação industrial. Oportunamente, estes transdutores serão substituídos por um *laser* pulsado com energia ajustável para geração remota de ondas acústicas, finalizando a

implementação do sistema *laser-ultra-som*. Dentre as aplicações de interesse desta instrumentação, que poderão resultar em trabalhos de mestrado e doutorado, destacam-se:

- a) mapeamento de parâmetros elásticos (Módulo de Young e Razão de Poisson) de lâminas de Silício utilizadas na confecção de CIs e MEMSs;
- b) caracterização elástica de diferentes microestruturas integradas em CIs e MEMSs;
- c) inspeção da integridade da soldagem de placas eletrônicas montadas com dispositivos SMD (*Surface Mount Devices*) etc

Cumpram-se mencionar que parte desta dissertação gerou um artigo apresentado no *Student Forum 2006* (Ouro Preto, MG, Brasil) [34].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Monchalin, J. P., “*Optical Detection of Ultrasound*”, IEEE Trans. UFFC, vol.33, no.5, pp.485-499, 1986.
- [2] França, D. R., “*Ultrasonic Monitoring of Material Processing Using Clad Buffer Rod Sensors*”, Tese de Doutorado, Universidade McGill (Montreal, Canadá), 2001.
- [3] França, D. R., Jen, C. K., Nguyen, K.T. e Gendron, R., “*On-Line Ultrasonic Monitoring of Polymer Extrusion*”, J. Polymer Engineering and Science, vol.40, no.1, pp.82-94, 2000.
- [4] Ihara, I., Jen, C. K e França, D. R., “*C-Scan Imaging in Molten Zinc by Focused Ultrasonic Waves*”, J. Acoust. Soc. Am., vol.107, no.2, pp.1042-1044, 2000.
- [5] Ono, Y., Moisan, J. F., Jen, C. K e França, D. R., “*Development of Ultrasonic Techniques with Buffer Rod in Molten Aluminum*”, Proc. IEEE Ultrasonics Symp., vol.1, pp.784-789, Munique Alemanha, outubro de 2002.
- [6] Kobayashi, M., Olding, T. R., Sayer, M. e Jen, C. K, “*Piezoelectric Thick Film Ultrasonic Transducers Fabricated by a Sol-Gel Spray Technique*”, Ultrasonics, vol.39, pp.675-680, 2002.
- [7] França, D. R., Blouin, A. e Monchalin, J. P., “*All-optical Measurement of in-plane and out-of-plane Young’s Modulus and Poisson’s Ratio in Silicon Wafers by Means of Vibration Modes*”, Measurements Science and Tecnology, vol.15, pp.859-868, 2004.
- [8] França, D. R., Blouin, A. e Monchalin, J. P., “*Generation and Detection of Resonance Modes in Cantilever Beams*” (Relatório Interno, Industrial Materials Institute, National Research Council of Canada, Boucherville (Quebec) Canadá, 2003).
- [9] Kitano, C., “*Análise do Interferômetro Mach-Zehnder com Controle Acústico-Eletró-Óptico*”, Tese de Mestrado, São José dos Campos – SP, ITA (1993).
- [10] Born, M. e Wolf, E., “*Principles of Optics*”, MacMillan, New York (1959).
- [11] Wahlstrom, E.E., “*Optical Crystallograph*”, Wiley, New York (1969).
- [12] Monchalin, J.P., “*Optical Detection do Ultrasound*”, IEE Transactions of Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. UFFc – 33, nº 5, September (1986).
- [13] Wagner, J. W., “*Optical Detection of Ultrasound*”, Physical Acoustics, Vol. XIX, pp. 201-266, (1990).
- [14] Korpel, A., “*Acoustic-Optic – A Review of the fundamental*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 69, nº 1, pp. 48-53, January (1981).
- [15] Adler, R., “*Interaction between Light and Sound*”, IEE Spectrum, MAY (1987).

- [16] LabVIEW - Getting Started with LabVIEW - July 2000 Edition
Part Number 321527D-01 - <http://www.ni.com/pdf/manuals/321527d.pdf>
- [17] LabVIEW - User Manual - July 2000 Edition - Part Number 320999C-01
<http://www.ni.com/pdf/manuals/320999c.pdf>
- [18] Guimarães, H. H., “*Caracterização Elétrica de Dispositivos e Circuitos Integrados*”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2007.
- [19] NI PCI-5122 – Data Sheet. Disponível em: <<http://www.ni.com/pdf/products/us/ni5122.pdf>>. Acesso em: 01 maio 2008.
- [20] National Instruments – NI PCI-5122 Disponível em: <<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/13309>>. Acesso em: 01 maio 2008.
- [21] França, D.R., “*Análise da Técnica de Interferometria Óptica Aplicada na Caracterização de Microvibrações em Sólidos*”, Tese de Mestrado, ITA (São José dos Campos, São Paulo), 1995.
- [22] Scruby, C. B. e Drain, L. E., *Laser Ultrasonics – Techniques ad Applications*, Adam Hilger, 1990 (USA)
- [23] Fowles, G. R., “*Introduction to Modern Optics*”, 2nd ed., Dover, 1989 (Canada)
- [24] Verdeyen, J. T., “*Laser Electronics*”, 3rd ed., Prentice Hall, 1981 (USA)
- [25] Cheng, D.K., Gould, L.A. e Mamasse, F.K., “*Communication Circuits: Analysis and Design*”, Addison-Wesley Series in Electrical Engineering, 1978.
- [26] Maksimovic, D., “*Experiment #4 – CMOS 4046 Phase-Locked Loop*”, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado, Boulder.
- [27] Application Note, “*AN1801 – 10.8MHz FSK decoder with NE564*”, Philips, 1987.
- [28] Application Note, “*AN181 – A 6MHz converter design example for the NE564*”, Philips, 1988.
- [28] Application Note, “*AN177 – An overview of the phase-locked loop (PLL)*”, Philips, 1988.
- [30] Application Note, “*AN179 – Circuit description of the NE564*”, Philips, 1991.
- [31] Hadley, L.J., Application Note, “*AN1802 – FM and FSK and BPSK Demodulation using the Philips NE/SE564 phase-locked loop_demoboards*”, Philips, 1995.
- [32] Application Note, “*NE/SE564 –Phase-locked loop*”, Philips, 1994.
- [33] Irwin, J. D., “*Análise Básica de Circuitos para Engenharia*”, Sétima Edição, editora LTC.

[34] Rueda, T. C., Ramos, C., Amaral, E. R., Menegaz, H. M. e França, D. R., *“Development of a Laser Ultrasound System for Elastic Characterization of Microstructures”*. In: 6th Student Forum for Microelectronics, 2006, Ouro Preto. SFORUM 2006 - Chip on the Mountains, 2006. p. 65-66.

APÊNDICES

A – Especificações do Modulador acusto-óptico

CUSTOM DEVICE SPECIFICATIONS

MODEL NUMBER: N32040-3-.633

DOCUMENT NUMBER: 56A15758

<u>PARAMETER</u>	<u>SPECIFICATION</u>
Interaction Material	SiO ₂
Acoustic Mode	Shear
Operating Wavelength	633nm
Window Configuration	AR coated
Static Transmission	> 95%
Operating Frequency	40 MHz
Diffraction Efficiency	50% with random polarized light
Acoustic Aperture Size	3 mm
Rise Time	110 nsec/mm beam dia.
Deflection Angle	6.7 mrad
RF Power Level	15 watts
Impedance	50 ohms nominal
VSWR	<1.2:1 @ 40 MHz
Package	53B1428
Cooling	Conduction

B – Divisor de feixes polarizado (PBS)

Laser Line Polarizing Cube Beamsplitters

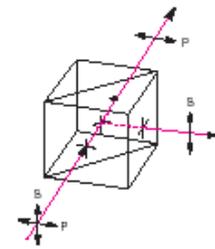


- Optimized for higher-power lasers
- Extinction ratio >1000:1
- Low wavefront distortion

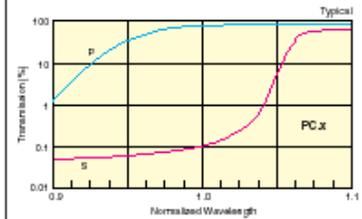
Laser line polarizing cube beamsplitters provide **efficient narrowband polarization for higher power lasers**. Their extinction ratio is better than 1000:1, and they are recommended for use in pulsed laser systems and for purifying polarization in multimode, high-power lasers. Laser line polarizing cube beamsplitters are available for ten common laser wavelengths in 12.7 mm and 25.4 mm sizes.

Specifications

Material	BK 7, grade A, fine annealed optical glass
Wavefront Distortion	$\leq \lambda/4$ at 632.8 nm over the clear aperture
Clear Aperture	Central diameter, >80% of dimension
Surface Quality	20-10 scratch-dig
Efficiency	$T_p > 95\%$, $R_s > 99.8\%$
Extinction Ratio	$T_p/T_s > 1,000:1$ (PC.1 and PC.2 >500:1)
Transmitted Beam Deviation	≤ 5 arc min
Reflected Beam Deviation	$90^\circ \pm 5$ arc min
Angle of Incidence	$0^\circ \pm 3^\circ$
Dimensions Tolerance	± 0.25 mm
Antireflection Coating	Multilayer coating, $R < 0.25\%$ per surface
Temperature Range	-90°C - 90°C
Durability	MIL-M-13508, MIL-C-675C, MIL-C-14806
Cleaning	Non-abrasive method, acetone or isopropyl alcohol on lens tissue recommended (see page 688) Cemented optic, do not immerse in a solvent
Damage Threshold	2 kW/cm^2 CW, 1 J/cm^2 with 10 nsec pulses at 10 Hz



NOTE: To avoid damage, beam must enter prism on the side marked with a dot.



Ordering Information

Wavelength (nm)	Model Dimensions 12.7 mm	Model Dimensions 25.4 mm
441-458	05BC16PC.1	10BC16PC.1
488-514.5	05BC16PC.2	10BC16PC.2
532	05BC16PC.3	10BC16PC.3
632.8	05BC16PC.4	10BC16PC.4
670	05BC16PC.12	10BC16PC.12
780	05BC16PC.6	10BC16PC.6
830	05BC16PC.7	10BC16PC.7
1064	05BC16PC.9	10BC16PC.9
1300	05BC16PC.10	10BC16PC.10
1950	05BC16PC.11	10BC16PC.11



488 Series Lab Jack with Rotary Platform page 913



RM25 Polarization Rotation Mount with CH-0.5 Cube Beamsplitter Holder in ULTIMA® Optical Mount



Phone: 1-800-222-6440 • Fax: 1-949-253-1680

C – Fotodetector

THORLABS
 435 Route 206 • P.O. Box 366
 Newton, NJ 07860-0366
www.thorlabs.com

PH. 973-579-7227
 FAX 973-300-3600
technicalsupport@thorlabs.com

DET210 - HIGH-SPEED SILICON DETECTOR

DESCRIPTION:

Thorlabs' DET210 is a ready-to-use high-speed photo detector. The unit comes complete with a photodiode and internal 12V bias battery enclosed in a ruggedized aluminum housing. The head includes a removable 1" optical coupler (SM1T1), providing easy mounting of ND filters, spectral filters and other Thorlabs 1" stackable lens mount accessories. Also available are fiber adapters (SMA, FC and ST style). An #8-32 tapped hole is provided on the base of the housing to mount the detector directly to a Thorlabs' positioning device (1/2" post holder, mounting plates, etc.).

SPECIFICATIONS:

Detector:	Silicon PIN	Housing:	Black Anodized Aluminum
Spectral Response:	200-1100nm	Size:	φ1.43" x 1.67"
Peak Wavelength:	730nm +/- 50nm	Output:	BNC, DC-Coupled
Peak Response:	0.45 A/W	Bias:	12V Battery (Type A23)
Rise/Fall Time¹:	1ns	Mounting:	8-32 (M4) Tapped Hole
Diode Capacitance:	6pF	Diode Socket:	TO-5, Anode Marked
NEP:	5 x 10 ⁻¹⁴ W/√HZ	Damage Threshold:	100mW CW 0.5 J/cm ² (10ns pulse)
Dark Current:	0.80nA @ -12V		
Active Area:	φ1mm (0.8mm ²)		
Linearity Limit:	1mW		

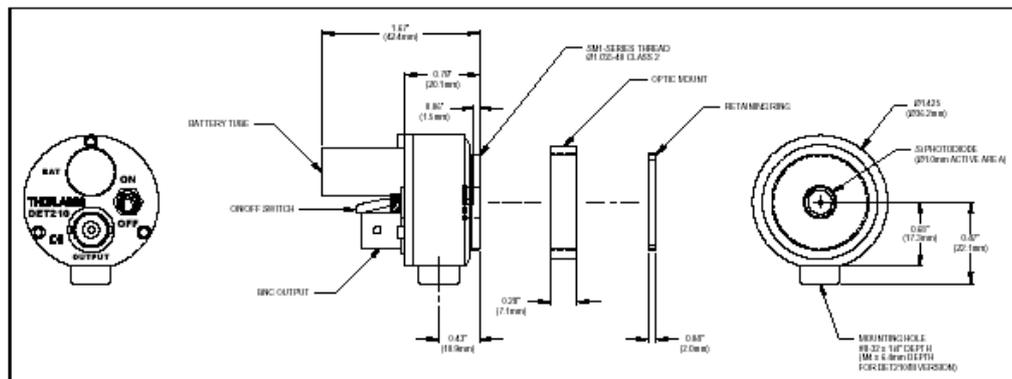


Figure 1. - Mechanical Dimensions

OPERATION:

Thorlabs DET series are ideal for measuring both pulsed and CW light sources. The DET210 includes a reversed-biased PIN photo diode, bias battery, and ON/OFF switch packaged in a ruggedized housing. The BNC output signal is the direct photocurrent out of the photo diode anode and is a function of the incident light power and wavelength. The Spectral Responsivity, $\mathfrak{R}(\lambda)$, can be obtained from Figure 2 to estimate the amount of photocurrent to expect. Most users will wish to convert this photocurrent to a voltage for viewing on an oscilloscope or DVM. This is accomplished by adding an external load resistance, R_{LOAD} . The output voltage is derived as:

$$V_O = P * \mathfrak{R}(\lambda) * R_{LOAD}$$

The bandwidth, f_{BW} , and the rise-time response, t_R , are determined from the diode capacitance, C_J , and the load resistance, R_{LOAD} as shown below:

$$f_{BW} = 1 / (2 * \pi * R_{LOAD} * C_J)$$

$$t_R = 0.35 / f_{BW}$$

2201-S01 Rev E 8/15/2005

For maximum bandwidth, we recommend using a 50Ω coax cable with a 50Ω terminating resistor at the end of the coax. This will also minimize ringing by matching the coax with its characteristic impedance. If bandwidth is not important, you may increase the amount of voltage for a given input light by increasing the R_{LOAD} up to a maximum of 10KΩ.

Note: The detector has an AC path to ground even with the switch in the OFF position. It is normal to see an output response to an AC signal with the switch in this state. However, because the detector is unbiased, operation in this mode is not recommended.

Figure 2 - DET210 Spectral Responsivity Curve

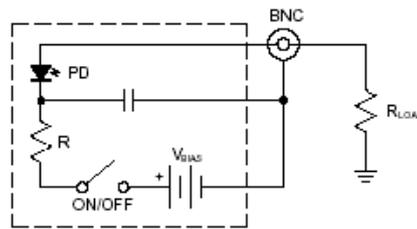
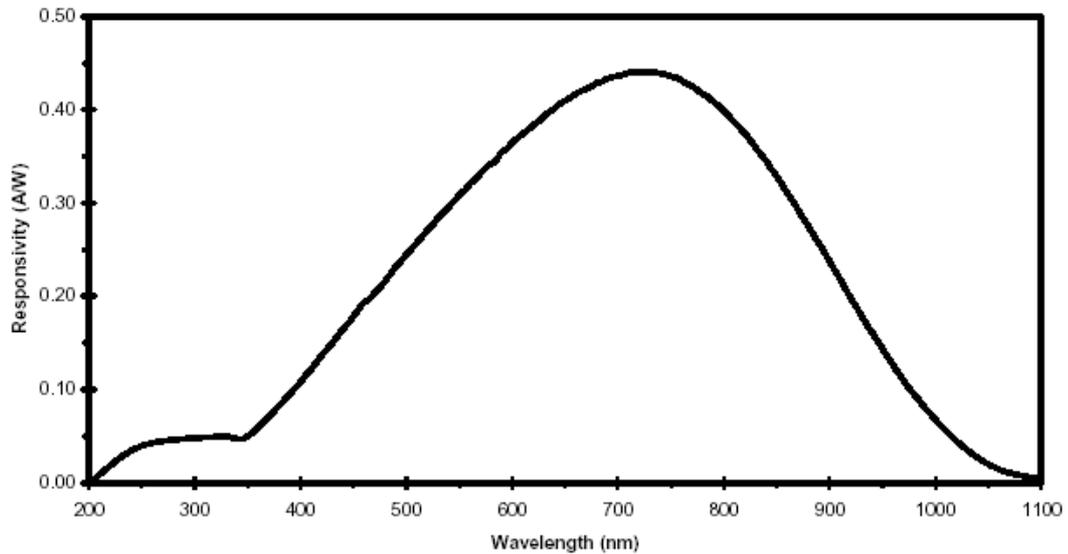


Figure 3 – Circuit Block Diagram

FIBER ADAPTERS AND OTHER ACCESSORIES

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

Caution: The DET210 was designed to allow maximum accessibility to the photo detector by having the front surface of the diode extend outside of the DET 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 DET210) inside the 1" threaded coupler *before* installing the fiber adapter.

Also available are InGaAs detectors, large area Si detectors, and a complete line of amplified detectors.

MAINTAINING THE DET210

There are no serviceable parts in the DET210 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 DET210 please call Thorlabs and technical support will be happy to assist you.

2201-S01 Rev E 8/15/2005