

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA MECÂNICA**

**Desenvolvimento de um sistema de controle  
digital para estabilização de imagens em  
holografia eletrônica**

**Tese submetida à**  
**Universidade Federal de Santa Catarina**

**Para a obtenção do grau de**  
**DOUTOR EM ENGENHARIA MECÂNICA**

**Valdir Noll**

Florianópolis, 07 de julho de 2006.

## BIOGRAFIA DO AUTOR

**Engenheiro Eletricista** formado pela Universidade Federal de Santa Maria, UFSM, Rio Grande do Sul, Brasil, 1985 – 1989.

**Especialista em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico** pela Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, Santa Catarina, Brasil, 1991 – 1993.

**Mestre em Engenharia Elétrica** pela Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, Santa Catarina, Brasil, 1993.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Título: Sistema de Controle e Monitoração de um banco de Baterias por meio de microcontrolador.

Orientador: Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

**Professor** da Gerência Educacional de Eletrônica, de 1995 a 2005, e atualmente professor da Gerencia Educacional de Metal-Mecânica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina (CEFET-SC).

**Co-autor do Livro:** Automação Eletropneumática. 8<sup>a</sup> edição, Editora Érica-SP, 1997.

**Doutor em Engenharia Mecânica:** Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, Santa Catarina, Brasil, 2006.

Área de Concentração: Metrologia e Instrumentação.

Título: Desenvolvimento de um sistema de controle digital para estabilização de imagens em holografia eletrônica.

Orientador: Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Junior, Dr. Eng.

Co-orientador: Frank Hrebabetzky , Dr. Rer. Nat.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA MECÂNICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL PARA  
A ESTABILIZAÇÃO ATIVA DE IMAGENS EM HOLOGRAFIA  
ELETRÔNICA.**

**Valdir Noll**

**Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de  
DOUTOR EM ENGENHARIA  
ESPECIALIDADE ENGENHARIA MECÂNICA  
sendo aprovada em sua forma final.**

---

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Junior, Dr. Eng. - Orientador

---

Prof. Fernando Cabral, Ph.D. - Coordenador do Curso

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Junior, Dr.Eng. - Presidente

---

Prof. Edison Gonçalves, Ph.D. – (USP/SP) - Relator

---

Prof. Marcelo Ricardo Stemmer, Dr.-Ing. – (UFSC/SC)

---

Prof. Meinhard Sesselmann, Dr. Eng. - (UFMG/MG)

---

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng. (UFSC/SC)

Acima de tudo e de todos, à Deus, sempre Senhor, soberano Pai bondoso, criador de todas as coisas. A Ele cabe sempre toda a honra.

“Quem na concha de sua mão mediu as águas e tomou a medida dos céus a palmos? Quem recolheu na terça parte de um efa o pó da terra e pesou os montes em romana e os outeiros em balança de precisão?”

Isaias 40:12

À minha esposa Mirian.

Aos meus filhos Samuel, Milena e Isaque.

À minha mãe Aceli.

Ao meu pai Mirto (*in memoriam*).

Aos meus irmãos Valmir e Valzir.

## Agradecimentos

À Deus, pela oportunidade concedida e por permitir mais este avanço nos meus estudos.

À minha mãe Aceli e irmãos Valmir e Valzir que sempre me apoiaram.

À minha esposa Mirian e meus filhos Samuel e Milena que participaram intensamente desse trabalho, apoiando, ajudando e intercedendo por mim em todo o tempo.

Aos meus amigos Werner e Iria Horn, que nunca se cansaram de me apoiar nesses anos todos, tanto nas horas boas quanto nas ruins. Devo a eles boa parte do meu estímulo para completar essa tarefa.

Aos irmãos na fé Juliano e Priscila Heyse, Alex e Sara Caetano, Newton e Raquel Bernardi, Marival e Tânia Quintanilha, pelo apoio e interesse constantes.

Aos professores Armando Albertazzi G. Jr. e Frank Hrebabetsky pela ajuda contínua e orientação desta tese. Tornaram-se, não só orientadores, mas bons amigos.

Aos colegas de trabalho, professores Nelso Gauze Bonacorso, Max Henrich de Queiroz e Édson Mélo, pelo incentivo nas horas mais necessárias e pela disposição em ajudar constantemente.

À Dra. Analucia Vieira Fantim Pezzota que apoiou no desenvolvimento do software de avaliação dos resultados.

Aos técnicos da Fundação CERTI, especialmente ao Danilo José dos Santos e ao Fabrício Luis Broering pela ajuda durante a montagem dos experimentos e dos equipamentos.

À Gerencia Educacional de Eletrônica do CEFET-SC, pelo incentivo e apoio, reduzindo minha carga horária de trabalho.

À Gerencia Educacional de Metal-Mecânica do CEFET-SC, pelo apoio.

À fundação CERTI/LABMETRO pela disposição da estrutura laboratorial e humana.

À UFSC/POSMEC pelo apoio institucional durante a realização do doutorado.

À FSMLabs que doou a utilização de seu software RT-Linux e Lnet durante a fase de avaliação desse sistema.

# Sumário

<b>Sumário</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de figuras</b>	<b>x</b>
<b>Lista de tabelas</b>	<b>xiv</b>
<b>Lista de símbolos</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de abreviaturas</b>	<b>xvii</b>
<b>Resumo</b>	<b>xviii</b>
<b>Abstract</b>	<b>xix</b>
<b>Capítulo 1 Apresentação do trabalho</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos .....	2
1.2 Resultado pretendido .....	3
1.3 Estrutura do trabalho .....	5
<b>Capítulo 2 Holografia eletrônica</b>	<b>6</b>
2.1 Interferência óptica .....	6
2.2 O conceito de <i>speckle</i> .....	8
2.3 Princípios de medição.....	9
2.3.1 Determinação do deslocamento ( $\vec{d}$ ) e da sensibilidade ( $\vec{p}$ ) .....	11
2.3.2 Franjas de interferência.....	12
2.3.3 Mapa de fase usando o método dos quatro passos .....	13
2.3.4 Mapa de diferenças de fase .....	15
2.3.5 Remoção do salto de fase.....	15
<b>Capítulo 3 Fatores de incerteza de medição e métodos de avaliação</b>	<b>18</b>
3.1 Fatores estáticos .....	18
3.1.1 Tamanho do <i>speckle</i> .....	18
3.1.2 Razão entre as intensidades dos raios de luz que interferem .....	19
3.1.3 Polarização.....	19
3.1.4 Erro nos incrementos de fase.....	19
3.1.5 Não-linearidade do sensor de imagem.....	20
3.2 Fatores dinâmicos .....	20
3.2.1 Variação do índice de refração do meio .....	21
3.2.2 Variação do comprimento do caminho geométrico.....	21

3.2.3 Variação na freqüência do laser .....	22
3.2.4 Variação na temperatura.....	23
3.3 Tabelas comparativas .....	23
3.4 Avaliação da incerteza de medição .....	24
3.4.1 Visibilidade ou contraste [18].....	25
3.4.2 Amplitude de modulação [3] .....	25
3.4.3 Ondulação máxima de uma coluna.....	26
3.4.4 Pseudo-modulação espacial.....	27
3.4.5 Plano médio .....	28
3.4.6 Variação máxima do deslocamento de um ponto no tempo.....	30
3.4.7 Desvio padrão da média das franjas ao vivo [3] .....	30
3.5 Quadro-resumo.....	31
<b>Capítulo 4 Estabilização ativa da fase</b>	<b>33</b>
4.1 Princípios da estabilização ativa .....	33
4.2 Estado-da-arte em estabilização ativa.....	34
4.2.1 Com sensor de fase específico.....	34
4.2.2 Usando a própria imagem para determinar a fase .....	39
4.3 Proposta desta tese .....	41
4.3.1 Funcionamento do sistema.....	42
4.3.2 Determinação da fase .....	42
4.3.3 Especificações do sistema.....	44
<b>Capítulo 5 Componentes físicos do sistema de controle</b>	<b>45</b>
5.1 Câmera digital e seus componentes.....	45
5.1.1 Microcontrolador .....	46
5.1.2 Componente de lógica programável (CPLD) .....	47
5.1.3 Memória RAM do tipo FIFO.....	47
5.1.4 Sensor de imagem digital (SID) .....	47
5.2 Análise dos parâmetros da câmera digital .....	49
5.2.1 Curva de resposta à potência luminosa.....	49
5.2.2 Transmissão de uma imagem .....	50
5.2.3 Freqüência de aquisição de uma área da imagem (ROI) .....	51
5.2.4 Conclusão .....	53
5.3 Circuito de conversão digital-analógico .....	53
5.3.1 Resultados práticos .....	54
5.4 Atuador piezoelétrico .....	56
5.5 Definição da objetiva .....	57
5.5.1 Cálculo do número F .....	58
5.5.2 Cálculo do comprimento focal (f) .....	58
5.5.3 Seleção da objetiva .....	59
5.6 O laser .....	59
5.7 Conclusão .....	61

<b>Capítulo 6 Software do sistema</b>	<b>63</b>
6.1 Sistemas operacionais e seu uso em controle.....	63
6.1.1 Sistema operacional Windows.....	63
6.1.2 Sistema operacional Linux.....	64
6.1.3 Sistema operacional Real-Time Linux (RT-Linux) .....	65
6.1.4 Conclusão.....	66
6.2 Visão geral do software.....	67
6.3 Softwares de avaliação dos resultados .....	69
6.4 Conclusão .....	71
<b>Capítulo 7 Sistema de controle em malha fechada</b>	<b>72</b>
7.1 Visão geral .....	72
7.2 Algoritmo para obter quatro imagens de referência .....	74
7.3 Algoritmo do controlador [49] [50].....	75
7.4 Ajuste dos parâmetros do controlador PID .....	78
7.4.1 Resposta ao degrau unitário no tempo: .....	78
7.4.2 Resposta do controlador proporcional .....	79
7.5 Análise teórica do sistema .....	80
7.5.1 Comportamento do sistema a controlar (planta) .....	80
7.5.2 Equacionamento da perturbação produzida pelo laser .....	81
7.5.3 Analise do sistema de controle completo .....	82
7.5.4 Conclusão .....	84
7.6 Filtro digital passa-baixas de resposta infinita .....	84
<b>Capítulo 8 Avaliação do sistema</b>	<b>87</b>
8.1 Bancada para a realização dos experimentos .....	87
8.1.1 Interferômetro .....	87
8.1.2 Objeto do experimento.....	89
8.1.3 Ângulo de rotação teórico .....	91
8.1.4 Geração de franjas retas e paralelas .....	92
8.1.5 Determinação do ângulo de rotação usando a HE .....	94
8.1.6 Resultados experimentais.....	95
8.2 Avaliação do desempenho do sistema com base na fase .....	97
8.2.1 Variações naturais do ambiente.....	98
8.2.2 Degrau.....	100
8.2.3 Rampa do tipo dente de serra .....	100
8.2.4 Senoidal.....	101
8.2.5 Térmicas .....	103
8.3 Avaliação do desempenho do sistema com base em toda a imagem .....	105
8.3.1 Plano médio .....	106
8.3.2 Pseudomodulação espacial .....	110
8.3.3 Ângulo de rotação.....	112

8.3.4 Amplitude de uma coluna da imagem .....	112
8.3.5 Variação máxima do deslocamento de um ponto no tempo.....	115
<b>Capítulo 9 Considerações finais e conclusão</b>	<b>116</b>
9.1 Avaliação geral .....	116
9.2 Avaliações específicas .....	118
9.3 Recomendações de continuidade .....	119
9.3.1 Câmera de vídeo.....	119
9.3.2 Laser.....	120
9.3.3 Atuadores piezoelétricos .....	120
9.3.4 Computadores.....	120
9.3.5 Sistemas operacionais .....	121
9.4 Conclusão .....	121
<b>Referências bibliográficas</b>	<b>122</b>
<b>Apêndice 1 Sensores de imagem CMOS</b>	<b>129</b>
<b>Apêndice 2 Circuito de conversão digital-analógica</b>	<b>133</b>
<b>Apêndice 3 RT-Linux e IEEE-1394</b>	<b>136</b>

## Lista de figuras

Figura 1.1 - Flutuação da fase versus tempo num interferômetro Mach-Zender, montado em laboratório [4]. .....	2
Figura 1.2 - Diagrama de blocos do sistema de controle digital proposto. ....	3
Figura 1.3 – Variação temporal do sinal da fase antes e após a ativação do sistema de controle em malha fechada [4], acionado em $t=120$ s.....	4
Figura 2.1 - Elementos que compõem um sistema interferométrico de dupla iluminação [11]. .....	7
Figura 2.2 – Franjas de interferência.....	8
Figura 2.3 - Formação do <i>speckle</i> . .....	8
Figura 2.4 – Imagem vista pela câmera (padrão de <i>speckle</i> típico). ....	9
Figura 2.5 - Determinação do deslocamento e da sensibilidade. ....	10
Figura 2.6 - Mapa de franjas típico com uma linha na direção x [6]. ....	12
Figura 2.7 - Nível de cinza de uma linha da imagem que contém franjas de interferência. ....	13
Figura 2.8 - Interferômetro de dupla iluminação. ....	14
Figura 2.9 - Mapa de diferenças de fase.....	15
Figura 2.10 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferença de fase da figura 2.9.....	16
Figura 2.11- Mapa de fase com salto removido.....	16
Figura 2.12 - Comportamento de uma coluna da figura 2.10 após a remoção do salto de fase.....	17
Figura 3.1 – Caracterização dos níveis de vibração segundo o grau de severidade [3]. .....	22
Figura 3.2 - Imagem (A) e seu equivalente histograma (B).....	26
Figura 3.3 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferenças de fase com salto removido.....	27
Figura 3.4 - Plano Médio traçado a partir de uma mapa de diferença de fase com salto removido.....	29
Figura 3.5 - Plano de teste (acima) e seu equivalente plano médio (abaixo). ...	30
Figura 4.1 –Detector por filtragem espacial [37].....	35
Figura 4.2 - Sistema de controle usando amplificador <i>Lock-in</i> . [4].....	36
Figura 4.3 – Interferômetro auxiliar para detectar a fase da luz. [36] .....	37
Figura 4.4 - Configuração óptica do sistema de controle [37] .....	38

Figura 4.5- Técnica para evitar perturbações usando quatro câmeras CCD e três divisores de feixe colocados juntos [39] .....	39
Figura 4.6 – Sistema utilizando a própria imagem para controle da fase[21] ..	40
Figura 4.7 – Interferômetro usando câmera CMOS Digital[42] como sensor ....	41
Figura 4.8 – Configuração proposta do sistema de estabilização ativa.....	42
Figura 4.9 - Região de interesse da imagem (ROI) para controle.....	43
Figura 5.1 – Componentes da câmera digital [20] .....	46
Figura 5.2 - Câmera Basler – Vista externa [20]. .....	46
Figura 5.3 - Sensor de Imagem Digital [46] .....	49
Figura 5.4 – Valores médios da câmera em função da potência luminosa produzida pelo laser. ....	50
Figura 5.5 - Tempo entre aquisições. ....	51
Figura 5.6 - Sinal visto pela câmera quando o feixe óptico foi interrompido numa freqüência de 50 Hz. ....	52
Figura 5.7 – Diagrama de blocos do circuito de conversão. ....	54
Figura 5.8 – Placa de circuito impresso e seus componentes. ....	55
Figura 5.9 - Geração de quatro passos no PZT seguido de uma rampa. ....	55
Figura 5.10- Tempo de resposta da porta paralela ao um degrau de tensão... <td>56</td>	56
Figura 5.11 - PZT com o espelho colado.....	56
Figura 5.12 – Relação tensão (V) e deslocamento ( $\mu\text{m}$ ) do atuador piezolétrico.....	57
Figura 5.13 - Laser de argônio utilizado. ....	60
Figura 5.14 - Oscilação na potência da luz do laser.....	60
Figura 5.15 - Registro da medição da fase em malha aberta sob perturbação da variação cíclica da potência da luz do laser. ....	61
Figura 6.1 - Tempo entre aquisições consecutivas num sistema de aquisição com prioridade de tempo real usando o Windows XP. ...	67
Figura 6.2 - Visão geral do software do sistema.....	69
Figura 6.3 - Fluxograma geral do sistema proposto. ....	70
Figura 7.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle.....	73
Figura 7.2 - Fluxograma do módulo de controle. ....	74
Figura 7.3 – Determinação dos parâmetros de tempo L e T [49]. ....	79
Figura 7.4 - Resposta ao degrau em malha aberta.....	80
Figura 7.5 - Resposta ao degrau do sistema. ....	82
Figura 7.6 - Modelo em blocos do sistema controle completo. ....	82
Figura 7.7 - Resultado simulado para o controle em malha fechada. ....	83

Figura 7.8 – Curvas de Bode (amplitude e fase) do sistema modelado em função da freqüência.....	83
Figura 7.9 - Resposta do filtro digital de segunda e de quarta ordem. ....	86
Figura 8.1 - Configuração do sistema de avaliação. ....	88
Figura 8.2 - Interferômetro de dupla iluminação. ....	88
Figura 8.3 - Divisor de feixe e os espelhos que desviam a luz para as fibras ópticas. ....	89
Figura 8.4 - Aparato desenvolvido para a aplicação de um ângulo de giro conhecido.....	89
Figura 8.5 – Aspecto do aparato após a deflexão da sua extremidade por meio de blocos padrão. ....	90
Figura 8.6 – Vista posterior da viga engastada e o bloco de apoio para o bloco padrão.....	90
Figura 8.7 - Vista frontal da placa metálica.....	91
Figura 8.8 - Elementos de uma viga engastada. ....	91
Figura 8.9 - Deslocamento de um ponto do plano na direção x.....	93
Figura 8.10 - Franjas geradas por HE de dupla iluminação que representam um ângulo de giro. ....	94
Figura 8.11 – Exemplo de cálculo do ângulo de giro. ....	95
Figura 8.12 - Fase e comando para duas situações distintas: sem e com controle em malha fechada.....	98
Figura 8.13 – Variações naturais da fase em ambiente de laboratório obtidas sem controle.....	99
Figura 8.14 - Resposta do sistema com controle em malha fechada diante de perturbações naturais da fase. ....	99
Figura 8.15 - Resposta ao degrau controle em malha fechada. ....	100
Figura 8.16 - Resposta do controle em malha fechada às perturbações em rampa do tipo dente de serra. ....	101
Figura 8.17 - Comportamento em malha aberta para imposição de um sinal senoidal a 20 Hz.....	102
Figura 8.18 - Comportamento com controle em malha fechada para imposição de sinal senoidal a 20 Hz.....	102
Figura 8.19 - Resposta em freqüência para sinais senoidais. ....	103
Figura 8.20 - Perturbações geradas por variações térmicas no ar. ....	104
Figura 8.21 – Comportamento da fase controlada diante de perturbações térmicas. ....	104
Figura 8.22 – Região de controle na qual o controlador converge. ....	105

Figura 8.23 - Mapas de diferenças de fase com e sem salto removido para 3 Hz. Malha aberta: figuras a e b. Malha fechada: figuras c e d ...	107
Figura 8.24 - Mapas de diferenças de fase com e sem salto removido para 16 Hz. Malha aberta: figuras a e b. Malha fechada: figuras c e d .....	108
Figura 8.25 – Plano inclinado formado após a remoção do salto de fase para 3 Hz de perturbação. Topo: malha fechada. Inferior: malha aberta.....	109
Figura 8.26 - Plano inclinado formado após a remoção do salto de fase para 16 Hz de perturbação. No topo: malha fechada. Inferior: malha aberta.....	109
Figura 8.27 - Comparativo do desvio padrão dos resíduos do ajuste ao plano após a remoção do salto de fase. ....	110
Figura 8.28 - Pseudomodulação espacial com controle em malha aberta. ....	111
Figura 8.29 - Pseudomodulação espacial com controle em malha fechada. ....	111
Figura 8.30 - Comparativo da pseudomodulação espacial com controle em malha aberta e controle em malha fechada. ....	112
Figura 8.31 - Ângulo de rotação em função da freqüência. ....	112
Figura 8.32 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferença de fase após o salto ter sido removido, com controle em malha fechada e em malha aberta, para perturbações de 3 Hz.....	113
Figura 8.33 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferença de fase com salto removido, em malha aberta e em malha fechada, para perturbações de 5 Hz.....	114
Figura 8.34 - Comportamento do erro médio quadrático em função da freqüência. ....	114
Figura 9.1 - Circuito elétrico do sistema de conversão digital-analógico. ....	133
Figura 9.2 - <i>Lay-out</i> da placa de circuito impresso .....	134
Figura 9.3 - Fonte para o circuito de conversão de dados. ....	134
Figura 9.4 - Esquema de escrita de dados na porta paralela. ....	135
Figura 9.5 - Diagrama de blocos do núcleo do RT-Linux[45]. ....	137
Figura 9.6 - Esquema típico de conexão entre equipamentos na topologia IEEE-1394 [48].....	138

## **Lista de tabelas**

Tabela 3.1 – Vibrações máximas admissíveis no “chão de fábrica” .....	22
Tabela 3.2 - Fatores estáticos que influem na incerteza da medição.....	24
Tabela 3.3 - Fatores dinâmicos que influem na incerteza da medição. ....	24
Tabela 3.4 - Quadro-resumo dos métodos de avaliação da incerteza de medição em HE. ....	32
Tabela 4.1 - Especificações do sistema.....	44
Tabela 5.1 - Tempos estimados para ler uma janela de 10x12 <i>pixels</i> .....	62
Tabela 6.1 - Dados comparativos entre Linux e RT-Linux [47]. .....	65
Tabela 7.1 – Parâmetros de Ziegler-Nichols [49] [52]......	78
Tabela 7.2 - Tabela de Ziegler-Nichols [49] para resposta ao controlador proporcional. ....	79
Tabela 8.1 – Especificações do sistema experimental.....	96
Tabela 9.1 -Lista dos principais fabricantes de Sensores de Imagem.....	132

## Lista de símbolos

- $\vec{p}$  : Vetor sensibilidade  
 $\lambda$  : Comprimento de onda da luz  
 $\theta$  : Ângulo entre dois feixes de luz que iluminam um objeto  
 $v$  : Velocidade da luz  
 $\rho$  : Densidade do ar  
 $\beta$  : Ampliação de uma imagem  
 $v$  : Distância lente-imagem  
 $\alpha$  : Ângulo de rotação  
 $\Delta\phi$  : Diferença de fase entre dois mapas de fase  
 $\Delta\Phi$  : Diferença de fase de duas ondas que interferem entre si  
 $\varphi(x,y)$  : Ângulo de fase de um *speckle* em um determinado ponto  $(x,y)$  de uma imagem de uma mapa de diferenças de fase  
 $\tau_D$  : Constante de tempo do controlador derivativo  
 $\tau_I$  : Constante de tempo do controlador integral  
 $\Delta n$  : Variação do índice de refração do meio  
 $\Delta T$  : Variação da temperatura absoluta  
 $a$  : Diâmetro da lente  
 $d$  : Deslocamento  
 $D$  : Diâmetro efetivo do diafragma de câmeras de vídeo  
 $d_{sp}$  : Diâmetro do *speckle*  
 $E$  : Módulo de elasticidade de materiais  
 $f$  : Comprimento focal ou freqüência  
 $F$  : Número especial usado em objetivas  
 $I$  : Intensidade da luz ou momento de inércia  
 $I_1$  : Amplitude máxima ou de modulação  
 $I_0$  : Amplitude média ou de fundo  
 $K_p$  : Ganho do controlador proporcional  
 $n$  : Índice de refração do meio  
 $P$  : Força peso  
 $PS$  : Tamanho de um *pixel*  
 $S$  : Distância entre objeto e lente  
 $S'$  : Distância entre a lente e o plano focal

- t : Tempo  
V : Visibilidade  
Y : Diâmetro do objeto  
 $Y'$  : Diâmentro da imagem no plano focal  
z : Direção convencional de propagação da luz

## Lista de abreviaturas

A	:	Abertura				
ADC	:	Conversor analógico-digital				
AHDL	:	Linguagem de descrição de hardware para CPLD				
API	:	Interface de programas de aplicação				
BS	:	Divisor de feixe de luz				
CMOS	:	Semicondutor de metal-óxido complementar				
CPLD	:	Componentes lógicos programáveis complexos				
DAC	:	Conversor digital-analógico				
DSP	:	Processador de sinais digitais				
ESPI	:	Interferometria eletrônica de padrões de <i>speckle</i>				
FIFO	:	Lógica de transmissão de dados				
FPGA	:	Matriz de portas programáveis por regiões				
FPN	:	Ruído fixo padrão				
GPOS	:	Sistemas operacionais de uso geral				
HE	:	Holografia eletrônica				
IEEE	:	Instituto dos Engenheiros Eletrônicos e				
IRQ	:	Interrupção por requisição				
L	:	Lente				
Laser	:	Amplificação da luz pela emissão de radiação estimulada				
LC	:	Lente colimadora				
M	:	Espelho				
NDT	:	Técnica de ensaios não destrutiva				
PC	:	Computador de uso pessoal				
PID	:	Técnica de controle proporcional-integral-derivativo				
<i>Pixel</i>	:	Elemento básico de uma imagem digital				
PZT	:	Atuador piezoelétrico				
RAM	:	Memória de acesso aleatório				
ROI (AOI)	:	Região de interesse de uma imagem				
RTOS	:	Sistemas operacionais de tempo real				
SID	:	Sensor de imagem digital				
SNR	:	Relação sinal-ruído				
SPIE	:	Sociedade internacional de engenharia óptica				

## Resumo

A holografia eletrônica permite quantificar deslocamentos e deformações em superfícies de peças mecânicas iluminadas pela luz do laser, através da interferometria óptica. No entanto as medidas oriundas desse método são afetadas principalmente por perturbações mecânicas e térmicas. É necessário minimizar estas perturbações, o que pode ser feito em um ambiente idealmente calmo ou, alternativamente, por um sistema de controle em malha fechada.

É desenvolvido neste trabalho um sistema de controle digital, em malha fechada. O sistema é composto de uma câmera de vídeo digital, um computador e um atuador. A câmera de vídeo adquire imagens numa alta taxa de aquisição e transmite esses dados via protocolo IEEE-1394 (FireWire®) para um computador rodando um sistema operacional de uso geral (Windows XP®). O software de controle no computador (em processos de tempo real) extrai da imagem as informações que indicam se o ambiente está estável ou não, e determina uma correção. A correção é aplicada por meio de um atuador piezoelétrico com um espelho colado nele, ligado à porta paralela do computador. As alterações feitas na posição do espelho permitem compensar ativamente as perturbações verificadas nas imagens, estabilizando-as.

Esse sistema utiliza a própria imagem para determinar a variável de controle e, portanto, não necessita de componentes adicionais ao sistema de medição comumente usado em holografia eletrônica. Além disso, quantifica com mais exatidão o nível de perturbação a que o sistema está submetido. A configuração utilizada torna o sistema simples de operar, robusto, confiável, mais exato, e mais barato, se comparados a outros sistemas de controle.

Para quantificar o desempenho do sistema de estabilização ativa sobre outros sistemas foram propostos e utilizados diversos indicadores de qualidade da imagem. Os bons resultados alcançados mostram que esse sistema é viável e que pode ser aplicado na holografia eletrônica, especialmente em ambientes que introduzam perturbações na variável de medição.

Palavras chaves: holografia eletrônica, estabilização ativa, sistemas de controle digital.

## **Abstract**

Electronic holography allows the quantitative measurement of displacements and deformations on laser beam-brightened surfaces of mechanical pieces through optical interferometry. However, measurements obtained by using this method are mainly affected by mechanical and thermal disturbances. It is necessary to minimize these disturbances, which can be accomplished in an ideally unperturbed environment or, alternatively, in a closed control system.

A closed digital control system has been developed in the present work. The system is comprised of a video digital camera, a computer and a actuator. The video camera shoots images at a high rate of frames per second and transfers these data through IEEE-1394 (Fire Wire®) protocol to a general-purpose operating system (Windows XP®). The controlling software in the computer (in real time process) gets the information from the images indicating whether or not the environment is stable and determines the correction to be made. The correction is made through a piezoelectric actuator with a mounted mirror, connected to the computer's parallel port. Changes made to the position of the mirror allow disturbances observed in the images to be actively offset and, by so doing, stabilizing them.

This system uses its own image to determine the control variable foregoing the need for additional components for the measuring system which are usually used in electronic holography. Furthermore, it quantitatively measures the level of disturbance more accurately under which the system is running. This configuration makes the system simple to operate, sturdy, reliable, more accurate and less costly when compared to other control systems.

To quantitatively measure the performance of the active stabilization system over other systems, several quality indicators of the image were devised and used. Successful results reached show that this is a viable system and that it can be applied to electronic holography, especially in environments that introduce disturbances in the measuring variable.

**Keywords:** Electronic Holographic, active stabilization, digital control systems.

## Capítulo 1

### Apresentação do trabalho

A holografia eletrônica é uma técnica de medição que se utiliza da interferometria óptica da luz de laser, e que caracteriza deslocamentos e deformações em superfícies de peças mecânicas, com rapidez e versatilidade [1] [2]. Essa técnica é aplicada quase exclusivamente em ambiente de laboratório com isolamento de vibrações mecânicas e com temperatura controlada. Por ser sensível a perturbações dificulta o seu uso em locais sujeitos a perturbações mecânicas decorrentes de vibrações, ambientes com correntes de ar ou com grandes flutuações na temperatura. Tipicamente esse é o caso do ambiente industrial, forçando que a peça a ser submetida a testes seja transportada para dentro de um ambiente laboratorial adequado [2].

Mais especificamente, essas instabilidades mecânicas e térmicas são responsáveis por alterações na fase da luz provenientes de um laser em um dos braços de um sistema interferométrico. A fase da luz quantifica o deslocamento ou a deformação que se quer medir. Assim, essas perturbações induzem a erros de medição tais que podem mesmo inviabilizar o uso desta técnica fora de ambientes laboratoriais. Em ambientes onde as instabilidades são menos intensas é interessante buscar a estabilização, o que permite melhorar a incerteza do processo de medição pelo aumento da nitidez da imagem que representa franjas de interferência produzidas por um interferômetro [3].

Os valores da faixa de variação da fase podem estar entre  $0$  e  $2\pi$  [4], ou se estender a vários múltiplos inteiros de  $\pi$ , como mostra a figura 1.1 e a figura 1.3, respectivamente.

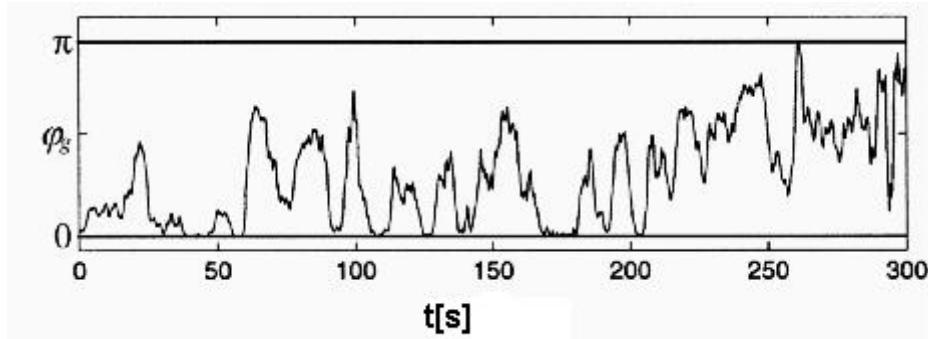


Figura 1.1 - Flutuação da fase versus tempo num interferômetro Mach-Zender, montado em laboratório [4].

## 1.1 Objetivos

O presente trabalho desenvolve de um sistema de controle em malha fechada para a estabilização da fase produzida por um interferômetro tipicamente usado em holografia eletrônica. Esse sistema é composto de uma câmera de vídeo digital, um controlador e um atuador capaz de alterar a fase da luz de laser. Procura-se, com esse sistema, minimizar a incerteza da medição em ambientes instáveis, sem a introdução de elementos adicionais ao sistema de medição.

Além disso, propõem-se várias maneiras de avaliar a melhora introduzida por um sistema de controle em malha fechada em relação a um sistema de controle em malha aberta.

A figura 1.2 mostra o diagrama de blocos do sistema proposto. O bloco do sistema interferométrico é composto do atuador e do interferômetro. O bloco de controle é composto da câmera de vídeo, um computador e um sistema de comando para o atuador. A fase da luz vinda de um laser é a variável de controle deste sistema.

Observa-se na figura 1.2 que a fase da luz do laser que atua no interferômetro é modificada pelo atuador e pelas perturbações externas. A câmera de vídeo recebe a luz provinda do interferômetro e entrega uma imagem para um computador. O software que está sendo executado no computador se encarrega de realizar o algoritmo de controle de estabilização e agir no atuador de maneira a corrigir alterações na variável de controle. Por fim, adquire uma imagem final imediatamente após a estabilização ser atingida, armazenando-a na memória do computador.

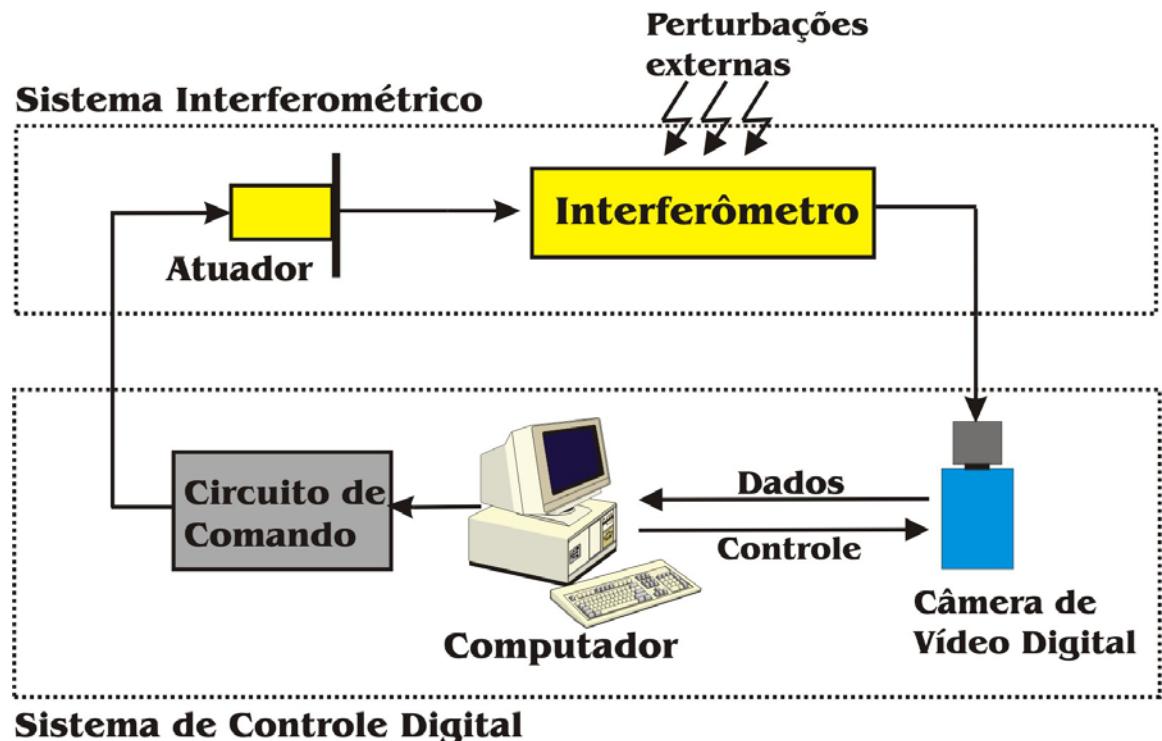


Figura 1.2 - Diagrama de blocos do sistema de controle digital proposto.

## 1.2 Resultado pretendido

Através deste sistema de controle em malha fechada espera-se obter a estabilização ativa da fase, compensando interferências externas. O sistema deve ser robusto, ter baixo custo e responder bem frente à diferentes perturbações.

Um gráfico típico [4] da estabilização da fase antes e depois da entrada do controle em malha fechada é vista na figura 1.3. Observe que a fase (variável de controle) varia aleatoriamente até que em  $t=120$  s o sistema de controle é acionado. A fase passa a ser estável, oscilando dentro de uma faixa pequena de valores. É isso que se pretende com este trabalho.

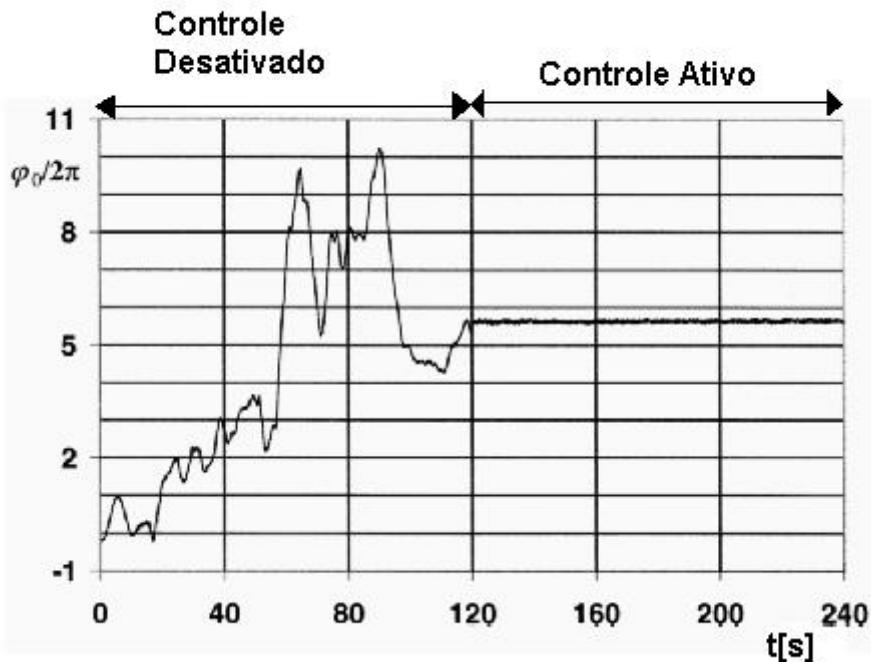


Figura 1.3 – Variação temporal do sinal da fase antes e após a ativação do sistema de controle em malha fechada [4], acionado em  $t=120$  s.

O sistema proposto é inovador em relação aos sistemas existentes e descritos na literatura especializada (discutidos com mais detalhes no capítulo quatro) em alguns aspectos: o uso da própria imagem como sensor de fase, associado ao uso da tecnologia IEEE-1394 (FireWire) para transmissão e controle de dados de câmeras digitais, e o controle em tempo real<sup>1</sup> dentro do ambiente Windows®.

Para alcançar o objetivo foi escolhida uma câmera digital com características especiais, principalmente que tivesse a capacidade de realizar a aquisição de uma pequena área da imagem, ser muito rápida na aquisição, adquirir uma imagem completa ao mesmo tempo (*snapshot*) e transferir para o controlador uma pequena área da imagem com muita rapidez.

Foi também desenvolvido o software, no ambiente do sistema operacional Windows XP®, que permite controlar as características especiais da câmera, interagir com o usuário, executar os algoritmos de controle propostos e atuar

---

<sup>1</sup> O termo “tempo real” tem diferentes significados para diferentes áreas, mas quando se trata de sistemas operacionais se refere à capacidade de dar prioridades diferentes a tarefas distintas, fazendo com que um software ou parte dele obtenha o completo domínio do processador durante um certo tempo.

no sistema.

Em todo o momento o trabalho buscou a melhor relação custo-benefício, simplicidade e robustez do sistema.

### **1.3 Estrutura do trabalho**

A técnica da holografia eletrônica aplicada à medição de deslocamento e deformação é explanada no capítulo 2. As principais perturbações que afetam a qualidade da imagem, destacando-se as perturbações mecânicas e de temperatura, são analisadas no capítulo 3. O estado da arte na área de estabilização ativa é analisado no capítulo 4. Com esses capítulos têm-se uma compreensão geral do problema e das soluções que já existem em termos de controle em malha fechada na literatura especializada. Os demais capítulos se detêm na descrição do trabalho realizado e na análise dos resultados. Assim, os componentes físicos usados nesse sistema de controle são descritos no capítulo 5, e o software do sistema no capítulo 6. O desempenho do controlador é analisado no capítulo 7 e os resultados práticos alcançados são mostrados no capítulo 8. Finalmente, as conclusões deste trabalho são apresentadas no capítulo 9.

## Capítulo 2

### Holografia eletrônica

A técnica de medição holografia eletrônica<sup>1</sup> é um método de medição que utiliza a interferometria óptica da luz vinda de um laser para medir deslocamentos e deformações de superfícies de peças mecânicas através da análise das franjas de interferência.

Com a invenção do laser, que é uma fonte de luz coerente [2], houve um grande avanço no desenvolvimento e aplicação prática da Holografia na mecânica experimental. Inicialmente apenas eram utilizados filmes fotográficos (hologramas) para registrar as deformações nas peças analisadas. Com o passar do tempo, passou-se a utilizar o monitor de TV convencional como o mostrador destas deformações<sup>2</sup>, acoplado a uma câmera de vídeo, de onde se originou a inclusão da palavra “eletrônica”. Mais tarde, passou-se a digitalizar esta imagem e transferi-la para computadores, que, com seu grande poder de processamento, permitiram que a análise fosse mais rápida e confiável, eliminando totalmente a necessidade de filmes fotográficos.

Nas referências [5] [2] [6] [7] [8] [9] [10] encontram-se alguns artigos e livros que descrevem a técnica, mas para que este trabalho possa ser melhor compreendido, alguns fundamentos serão aqui expostos.

#### 2.1 Interferência óptica

Interferência óptica é a superposição de duas ou mais ondas luminosas que se encontram na mesma região do espaço [5]. Cada onda tem sua distribuição de amplitude e fase, que podem ou não ser estáveis no tempo. Se a diferença de fase entre as ondas for constante no tempo os efeitos da interferência são estáveis e podem ser visualizados através das franjas de interferência.

---

<sup>1</sup> Possui outras denominações na literatura, tais como: *Electronic Speckle Pattern Interferometry (ESPI)*, *TV Holography*, *electronic Holography* [3] .

<sup>2</sup> Oriundo deste uso vem o termo *TV Holography*.

A intensidade da luz ( $I$ ) resultante da interferência de duas ondas de mesma freqüência é calculada pela equação 2.1, onde  $I_1$  e  $I_2$  representam as intensidades das ondas,  $\Delta\Phi$  representa a defasagem angular entre as ondas e  $I$  representa a intensidade resultante da interferência.

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 \cdot I_2} \cdot \cos(\Delta\Phi) \quad (2.1)$$

A amplitude será máxima quando a defasagem ( $\Delta\Phi$ ) for um múltiplo inteiro de  $2\pi$  (quando ocorre a interferência construtiva) e será mínima quando  $\Delta\Phi$  for um ângulo côngruo de  $\pi$  (quando ocorre a interferência destrutiva).

Para se obter a interferência usa-se interferômetros, que são arranjos ópticos especialmente desenvolvidos para facilitar a visualização destes efeitos. Dentre os interferômetros mais comuns pode-se citar: Fizeau, Young, Michelson, Mach-Zender e Twyman-Green [2].

A figura 2.1 mostra os elementos que compõem a maioria dos interferômetros de dupla iluminação, que são: fonte de luz coerente (laser), um divisor de feixe de luz que divide o feixe em dois caminhos, um combinador de ondas de luz, e o observador (em geral uma câmera de vídeo).

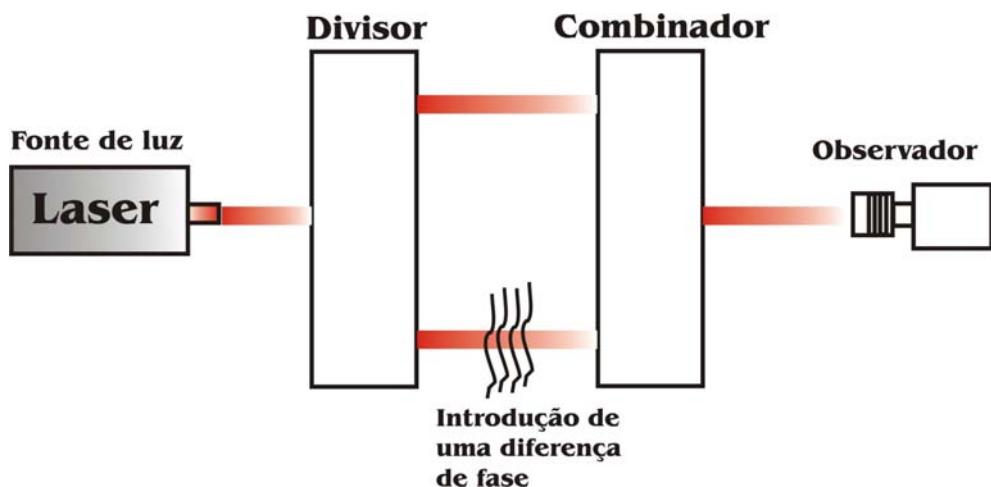


Figura 2.1 - Elementos que compõem um sistema interferométrico de dupla iluminação [11].

Sendo a luz de laser coerente e monocromática, o observador verá franjas de interferência se o efeito físico a medir ou a perturbação em um dos braços após o divisor de onda introduzir uma diferença de fase da luz.

A figura 2.2 mostra um exemplo de interferência entre dois feixes de luz coerentes, visto pelo observador.

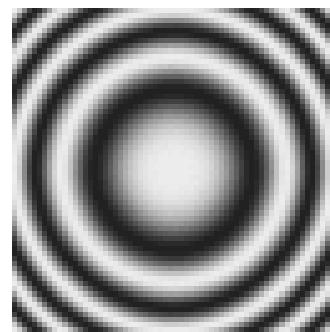
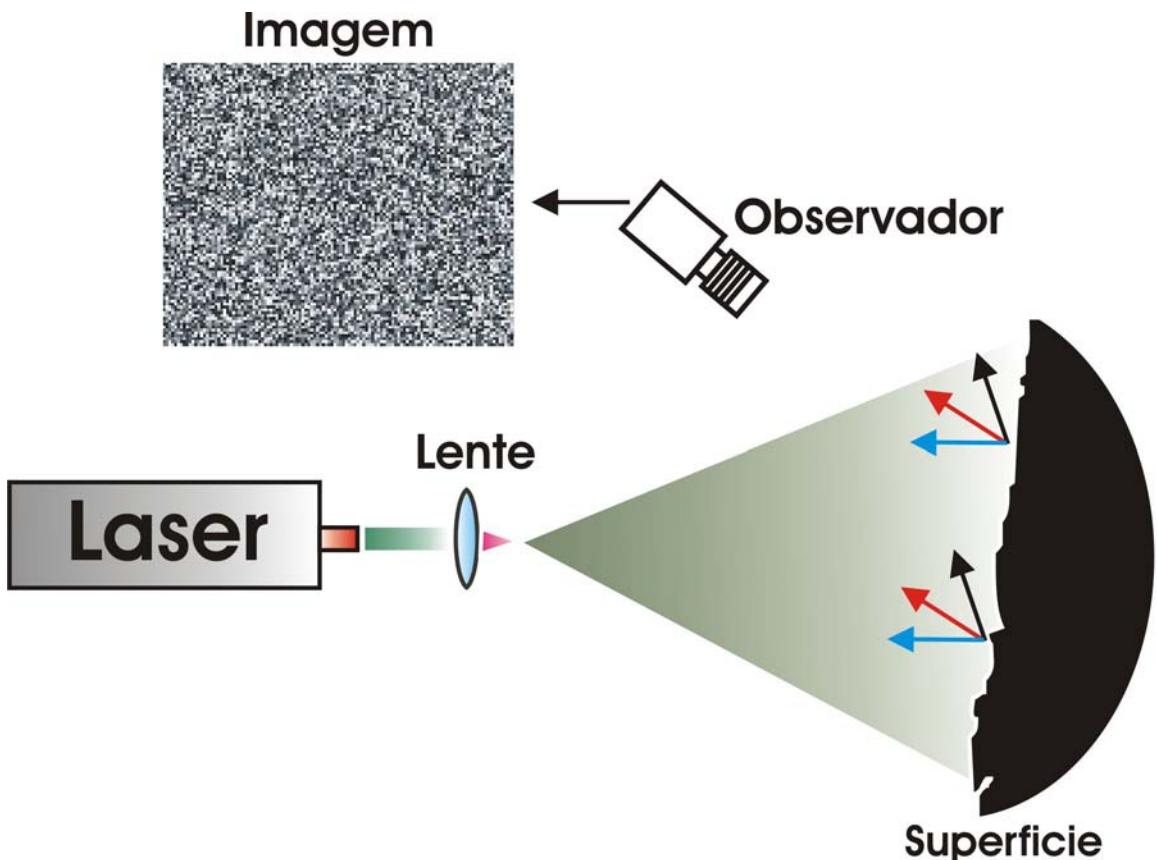


Figura 2.2 – Franjas de interferência.

## 2.2 O conceito de *speckle*

Considere a figura 2.3 para ilustrar o conceito de *speckle*.

Figura 2.3 - Formação do *speckle*.

Quando a luz de um laser ilumina a superfície rugosa de uma peça, ocorre uma reflexão difusa. A luz que chega no sensor de imagem da câmera de vídeo sofre dois efeitos: uma interferência e uma difração devido à abertura do diafragma da objetiva.

A interferência ocorre porque a superfície rugosa tem diferentes alturas e, portanto, altera a fase de maneira aleatória nos caminhos ópticos, resultando

em diferentes intensidades em cada ponto da imagem.

A difração da luz provocada pela abertura no diafragma faz com que a imagem de um ponto não seja um ponto, mas uma mancha. Se dois pontos vizinhos na superfície do objeto tem uma distância pequena, haverá uma sobreposição dessas manchas, formando uma mancha maior. A essas manchas chama-se *speckle*. O resultado visível (a imagem) tem um aspecto granulado que depende da posição do laser em relação à superfície, do comprimento de onda da fonte de luz, da micro geometria da região e da posição do observador.

A figura 2.4 mostra um padrão de *speckle* típico, visto por uma câmera de vídeo.

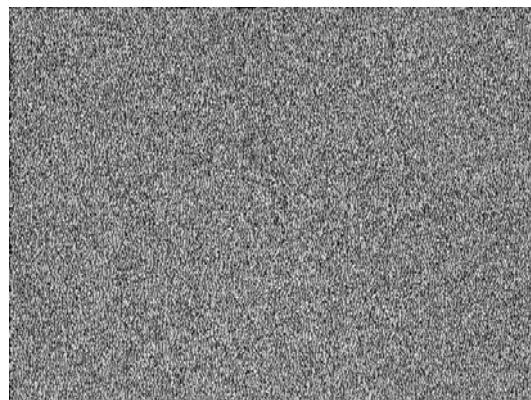


Figura 2.4 – Imagem vista pela câmera (padrão de *speckle* típico).

### 2.3 Princípios de medição

A medição do deslocamento ou da deformação é feita com base na variação do caminho óptico que a luz percorre em cada ramo antes de ser combinada. A variação do caminho óptico é devida às alterações mecânicas na superfície da peça.

A figura 2.5 mostra um possível arranjo óptico<sup>3</sup> (conhecido como dupla iluminação) normalmente usado para medição de deslocamentos ocorridos na superfície de interesse.

Faz-se a aquisição da imagem em dois momentos distintos: antes e depois de haver alguma alteração na superfície. A subtração dessas imagens resultará em franjas de interferência. Da análise destas franjas é que se quantifica os deslocamentos ocorridos na área observada.

---

<sup>3</sup> Existem outros arranjos ópticos [2], que servem para quantificar os deslocamentos em outras direções, como por exemplo a iluminação simples que quantifica deslocamentos fora do plano.

Se duas frentes de onda de uma mesma fonte de luz de laser (representadas por F1 e F2 na figura 2.5) iluminam simultaneamente a superfície do objeto, ocorre uma interferência dessas ondas. Essas interferências são observadas como um padrão de *speckles* relacionado à diferença de caminho óptico que a luz emitida por cada fonte percorre para chegar à superfície.

A imagem sofrerá uma variação de intensidade do padrão *speckle* se a superfície do objeto mudar de posição, ou seja, se houver deslocamentos (nesse caso, na direção paralela ao plano da peça). Essa variação de intensidade está relacionada ao deslocamento<sup>4</sup>.

A figura 2.5 mostra, de forma esquemática, o comportamento de um ponto (A) localizado na superfície da peça em dois momentos distintos: antes de haver alguma alteração da superfície a ser medida (A) e depois de haver alguma alteração da superfície (A'). Os vetores  $\vec{n}_1$  e  $\vec{n}_2$  representam a direção das fontes de luz F1 e F2 respectivamente, o vetor  $\vec{p}$  representa a diferença vetorial de  $\vec{n}_1$  e  $\vec{n}_2$  (recebe o nome de vetor sensibilidade), e o vetor  $\vec{d}$  representa o deslocamento ocorrido do ponto A.

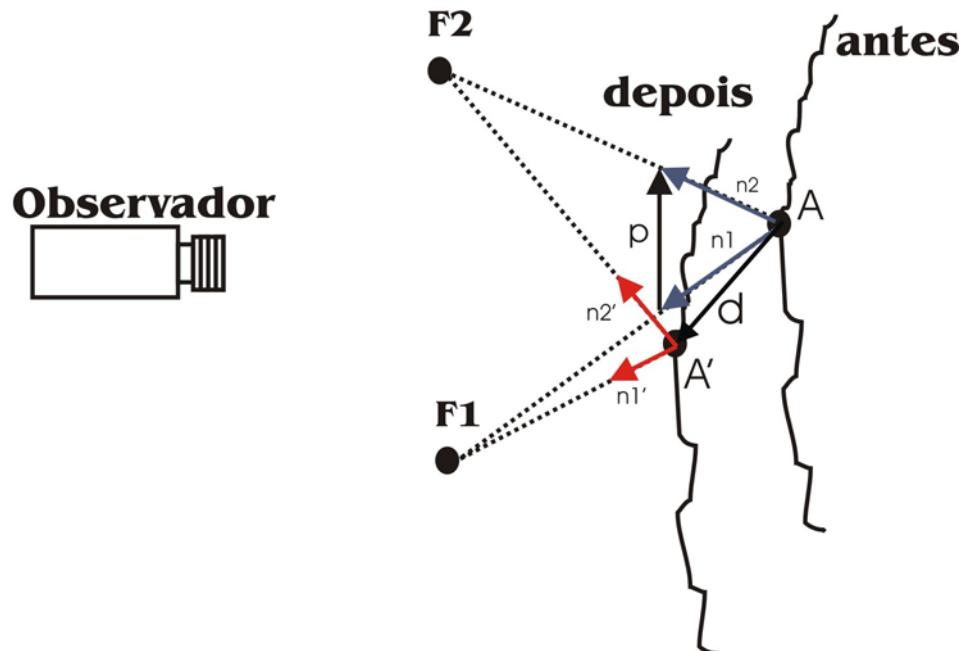


Figura 2.5 - Determinação do deslocamento e da sensibilidade.

---

<sup>4</sup> Depende também da disposição espacial dos elementos ópticos, da sensibilidade da câmera, dentre outros fatores.

### 2.3.1 Determinação do deslocamento ( $\vec{d}$ ) e da sensibilidade ( $\vec{p}$ )

Antes de aplicar algum tipo de carregamento capaz de deslocar a superfície, conforme mostra a figura 2.5, a diferença de caminho ( $\Delta d_{antes}$ ) entre as fontes de iluminação F1 e F2 e o ponto A (representado pelos segmentos de reta F<sub>1</sub>A e F<sub>2</sub>A, respectivamente) é mostrado na equação 2.2.

$$\Delta d_{antes} = \overline{F_2A} - \overline{F_1A} \quad (2.2)$$

Em seguida aplica-se algum tipo de carregamento capaz de deslocar a superfície, fazendo com que o ponto A se desloque para a posição A'. A diferença de caminho ( $\Delta d_{depois}$ ) entre as fontes de iluminação F1 e F2 e o ponto A' (representados pelos segmentos de reta F<sub>2</sub>A' e F<sub>1</sub>A', respectivamente) é dada pela equação 2.3.

$$\Delta d_{depois} = \overline{F_2A'} - \overline{F_1A'} \quad (2.3)$$

Subtraindo-se a equação 2.3 da equação 2.2 obtém-se a diferença de caminho óptico ( $\Delta d$ ) percorrido pela luz de laser nas duas situações distintas, conforme mostra a equação 2.4.

$$\Delta d = \Delta d_{depois} - \Delta d_{antes} \quad (2.4)$$

A variação na distância ou caminho percorrido ( $\Delta d$ ) se reflete como uma diferença de fase das ondas de luz de laser, variando a intensidade do *speckle* no plano da imagem. Se a diferença de fase for zero ou múltiplo de  $2\pi$ , o ponto A vai brilhar com a mesma intensidade que brilhava antes da superfície sofrer alguma mudança.

Considerando-se que os pontos A e A' são muito próximos, os caminhos percorridos pelos raios de luz emitidos pelas fontes que atingem A e A' são praticamente paralelos. Nesse caso, a variação do caminho óptico é proporcional ao produto vetorial de  $\vec{p}$  por  $\vec{d}$  [12].

A ordem de franja é a razão entre a diferença de fase após a interferência ( $\Delta\phi$ ) e  $2\pi$ , calculada pela equação 2.5 [2] [12].

$$OF = \frac{\Delta\phi}{2\pi} \quad (2.5)$$

A partir do conhecimento da ordem de franja (OF), multiplicado pelo comprimento de onda ( $\lambda$ ) da luz do laser, quantifica-se a variação do caminho óptico ( $\vec{d}$ ) na direção de  $\vec{p}$ , pela equação 2.6 [12].

$$\vec{p} \cdot \vec{d} = \lambda \cdot OF \quad (2.6)$$

O vetor  $\vec{p}$  é definido a partir das posições geométricas da iluminação, sendo dependente das dimensões da montagem e, portanto, de valor determinável.

### 2.3.2 Franjas de interferência

Para se obter franjas de interferência adquire-se uma imagem antes de qualquer modificação da superfície que se quer analisar (chamada de imagem de referência). Em seguida, uma nova imagem é adquirida após exercer algum tipo de carregamento capaz de deslocar a superfície do objeto. O valor absoluto da subtração da nova imagem da imagem de referência (pré-determinada), revela franjas de interferência. Adquirindo-se novas imagens e subtraindo-as da imagem de referência, a uma certa taxa de aquisição, obtém-se as franjas ao vivo (mostram dinamicamente o comportamento da superfície medida).

Esta imagem (figura 2.6) assemelha-se a um mapa topográfico, cujas franjas correspondem a curvas de nível que indicariam cotas de alturas. No caso, as franjas indicam que houve variação do padrão de *speckle* entre as imagens obtidos em dois momentos distintos (antes e depois de sofrer algum deslocamento). A intensidade dos *pixels* varia desde tons claros até tons escuros e novamente até tons claros, podendo ser representado (em corte) como um sinal cosenoidal com um certo valor médio não nulo.

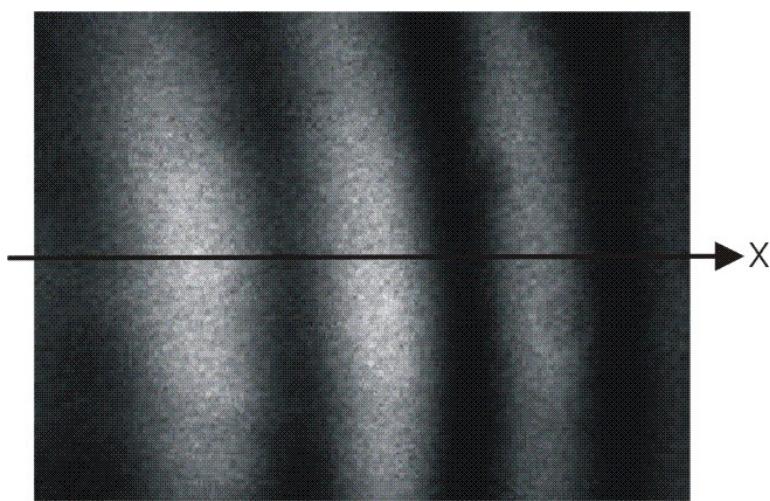


Figura 2.6 - Mapa de franjas típico com uma linha na direção x [6].

Embora existam modelos matemáticos mais rigorosos [11], a equação 2.7 é comumente usada para representar matematicamente o comportamento idealizado de uma linha da imagem na direção x. A figura 2.7 mostra o comportamento de uma linha da imagem na direção x.

$$I(x) = I_0(x) + I_1(x)\cos[\Phi(x)] \quad (2.7)$$

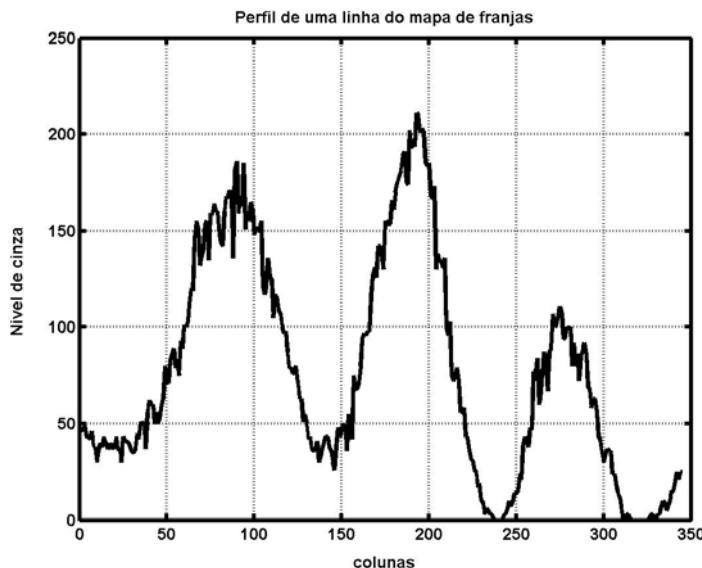


Figura 2.7 - Nível de cinza de uma linha da imagem que contém franjas de interferência.

### 2.3.3 Mapa de fase usando o método dos quatro passos

A figura 2.8 mostra um interferômetro de dupla iluminação. O feixe de luz de laser é dividido por um divisor (BS) e segue caminhos diferentes. O deslocamento da fase em um dos seus braços (após o divisor de feixe) é feito por um atuador piezoelétrico (PZT) com um espelho (M1) colado nele. Modifica-se um dos caminhos ópticos tal que a fase daquele braço fique alterada em relação à fase do outro braço.

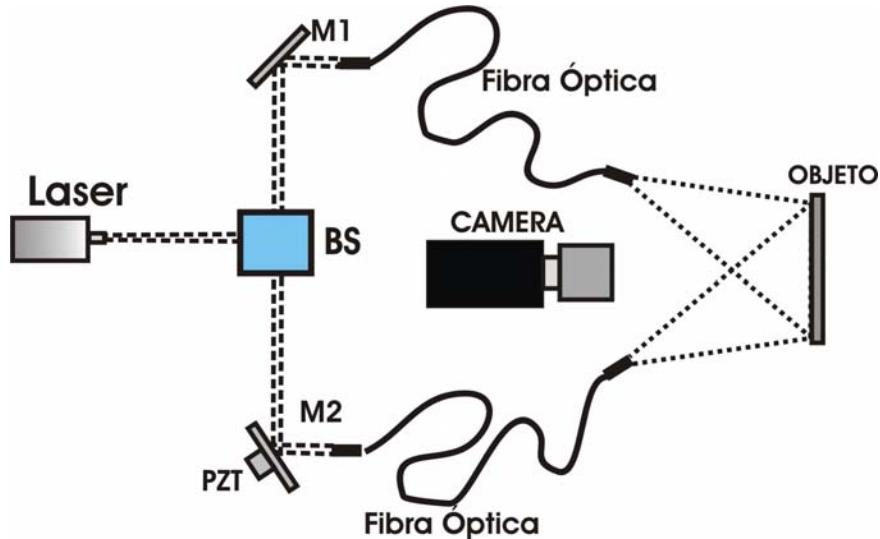


Figura 2.8 - Interferômetro de dupla iluminação.

Para obter um mapa de fase, num primeiro momento adquirem-se quatro imagens consecutivas quando a fase relativa entre os feixes que interferem é de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  e  $270^\circ$  respectivamente (essa variação da fase é aplicada pelo atuador piezoelétrico). Com estas quatro imagens calcula-se o valor da fase em cada ponto de coordenadas  $(x,y)$  pela aplicação da equação 2.8 [5][2][13], onde  $I_0$ ,  $I_{90}$ ,  $I_{180}$ , e  $I_{270}$  representam a intensidade dos *pixels* em cada ponto de coordenada  $(x,y)$ .

$$\varphi(x, y) = \operatorname{tg}^{-1} \left[ \frac{I_{270}(x, y) - I_{90}(x, y)}{I_0(x, y) - I_{180}(x, y)} \right] \quad (2.8)$$

Este conjunto de resultados representa a primeira volta da fase em cada ponto da superfície, cujo contradomínio é de  $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ . Pela análise dos sinais dos termos do numerador e do denominador, determina-se o quadrante da fase, e altera-se o contra-domínio para que sempre fique entre  $[0, 2\pi]$ .

Convertendo-se estes valores de fase em tons de cinza, obtém-se uma imagem representativa da fase (mapa de fase). Para isso, correlaciona-se o valor de fase zero com o valor de cinza zero (preto) e uma variação de fase de  $2\pi$  corresponde a 256 níveis de cinza<sup>5</sup>.

---

<sup>5</sup> No caso de uma imagem representada por 8 bits.

### 2.3.4 Mapa de diferenças de fase

Para poder quantificar o campo de deslocamentos ou de deformações da superfície de um objeto de interesse, subtrai-se dois mapas de fase, um determinado antes da deformação ser aplicada (aplicando o método dos quatro passos) e um depois da deformação (aplicando-se o mesmo método). Esse mapa revela a variação relativa do deslocamento, que é de interesse da holografia eletrônica.

A figura 2.9 mostra um mapa de diferenças de fase, com franjas retas e paralelas, utilizando-se o método dos quatro passos.

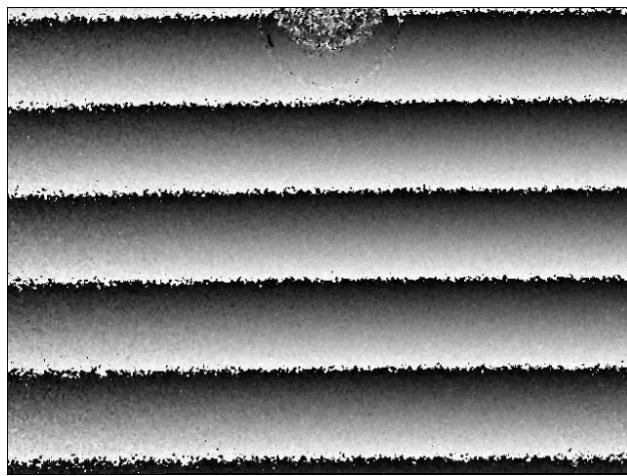


Figura 2.9 - Mapa de diferenças de fase.

### 2.3.5 Remoção do salto de fase

Da forma como é calculado, o mapa de diferenças de fase apresenta valores que variam entre  $-\pi/2$  e  $\pi/2$ . Como os valores reais podem se situar numa faixa maior, deve-se somar múltiplos inteiros de  $2\pi$  apropriados quando ocorre descontinuidades da fase denominadas de “saltos de fase”.

A figura 2.10 mostra uma coluna do mapa de diferença de fase da figura 2.9, onde se percebem vários saltos na fase (representados por variações bruscas entre 255 e zero).

Através de algoritmos de remoção de salto de fase obtém-se um mapa das diferenças de fase que varia de forma contínua, conforme mostra a figura 2.11. A descrição destes algoritmos não será apresentada neste trabalho, pois está fartamente documentado na literatura [15].

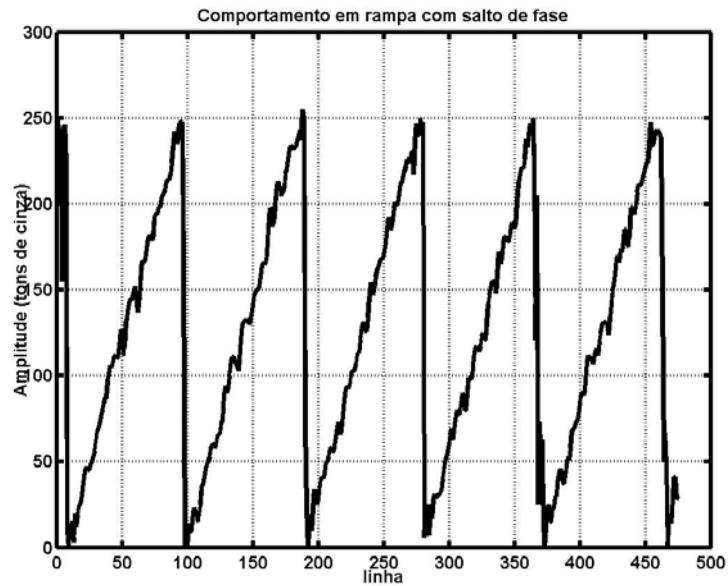


Figura 2.10 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferença de fase da figura 2.9.

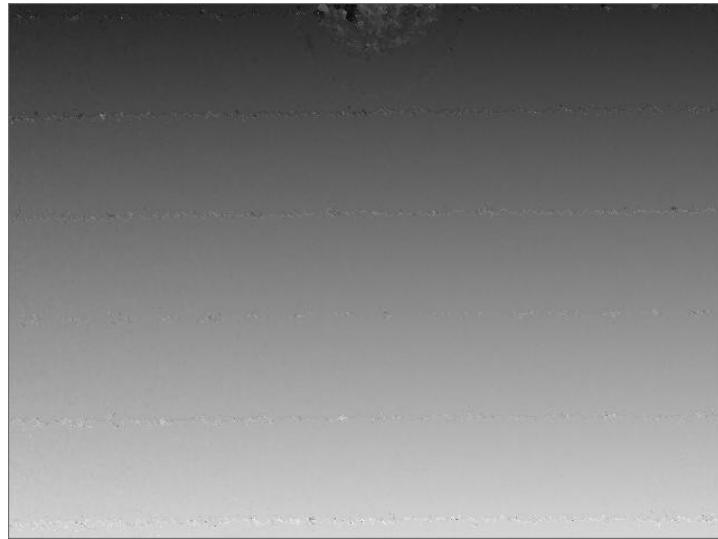


Figura 2.11- Mapa de fase com salto removido.

Após a remoção do salto de fase, uma coluna do mapa de diferença de fase da figura 2.10 mais se assemelha a uma reta, conforme mostra a figura 2.12.

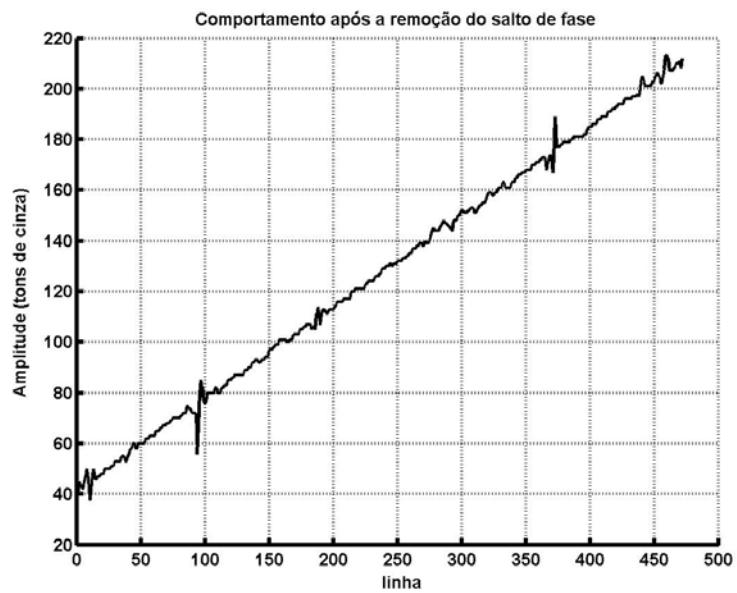


Figura 2.12 - Comportamento de uma coluna da figura 2.10 após a remoção do salto de fase.

## Capítulo 3

### Fatores de incerteza de medição e métodos de avaliação

Os fatores que afetam a incerteza da medição em holografia eletrônica foram separadas em dois grupos: **estáticos** (aqueles que são dependentes apenas de características não temporais) e **dinâmicos** (dependentes do tempo).

Do mapa de diferença de fase obtém-se informações que levarão às grandezas que se quer determinar. Essa imagem, portanto, deve ser representativa do fenômeno, nítida e bem definida. Para isso, propõem-se alguns métodos de avaliação das imagens obtidas, com o objetivo de verificar a melhoria obtida nas imagens.

#### 3.1 Fatores estáticos

São fatores que não dependem da variável tempo, mas sim de outras características envolvidas no processo de medição. Alguns exemplos são: relação entre o tamanho do *speckle* e o tamanho do *pixel* do sensor de imagem, a razão entre as intensidade dos raios que interferem, o comprimento de coerência do laser, e a estabilidade do laser.

##### 3.1.1 Tamanho do *speckle*

O tamanho do *pixel* no sensor de imagem é definido pelo fabricante e não pode ser mudado. Se o tamanho do *speckle* é menor do que o tamanho do *pixel*, então o contraste das franjas cai [14] [16]. Se muito maior, a resolução espacial piora. Por isso, procura-se “encaixar” o tamanho do *speckle* dentro de um *pixel* através da variação da abertura do diafragma da câmera de vídeo.

A equação 3.1 [2] relaciona a abertura do diafragma (representada pelo número *F*), o tamanho do *pixel* (*PS*), o comprimento de onda ( $\lambda$ ) e a ampliação da imagem ( $\beta$ ).

$$Numero\_F = \frac{PS}{1.22\lambda(1+\beta)} \quad (3.1)$$

Quanto maior o número  $F$ , menor é o diâmetro da abertura do diafragma, afetando diretamente a intensidade da luz que chega no sensor. Da análise da equação 3.1 percebe-se que, se o tamanho do *pixel* é pequeno, pode-se usar um número  $F$  menor, coletando mais luz. Isso é especialmente importante quando se deseja visualizar áreas grandes com luminosidade limitada.

### **3.1.2 Razão entre as intensidades dos raios de luz que interferem**

Padrões de interferências mostram maior contraste quando há igualdade das intensidades das ondas que interferem entre si, mas também dependem da coerência e da polarização da luz [5]. Assim, é importante que os elementos ópticos do interferômetro não resultem em intensidades desiguais nos diferentes caminhos ópticos.

Também é importante que a intensidade da luz que chega no sensor seja elevada, mas que esteja um pouco abaixo do nível da saturação, permitindo com que o sensor de imagem receba o máximo de luz. Valores baixos de intensidade da luz se confundem com o ruído produzido pela “corrente escura”, característico dos sensores de imagem digitais, piorando a relação sinal-ruído.

Um tratamento maior e mais completo foi desenvolvido por Petersen (1991) [18].

### **3.1.3 Polarização**

A visibilidade diminui com o aumento do ângulo de polarização da luz entre dois feixes de luz monocromática que interferem, chegando a zero se este ângulo for de 90º [19]. A visibilidade depende do co-seno do ângulo  $\phi$ , onde  $\phi$  se relaciona à diferença entre os ângulos de polarização da luz. Este efeito deve ser otimizado na técnica HE.

### **3.1.4 Erro nos incrementos de fase**

Os atuadores piezoelétricos possuem uma não-linearidade inerente, proveniente de fatores intrínsecos. Além disso, possuem histerese<sup>1</sup>,

---

<sup>1</sup> A posição do PZT não é a mesma se a mesma tensão aplicada for atingida no sentido crescente ou no sentido decrescente.

introduzindo erros de posicionamento que contribuem para aumentar a incerteza da medição.

Na determinação do mapa de diferença de fase, descrito na seção 2.3.1, é necessário determinar a fase considerada como fase de referência. Se houver algum erro na determinação dos incrementos de fase, incluir-se-á um erro na quantificação da fase. Em geral pode-se atribuir esse erro à não-linearidade do atuador piezoelétrico.

Em sistemas que utilizam realimentação do sinal para corrigir a posição do atuador piezoelétrico acabam compensando essas características. A realimentação pode ser feita no próprio atuador (chamados de atuadores realimentados) ou em alguma malha de controle externa.

### 3.1.5 Não-linearidade do sensor de imagem

Apesar de não ser comum, alguns sensores de imagem<sup>2</sup> apresentam uma curva de comportamento de carga dos seus fotodetectores de uma maneira não linear (logarítmico ou exponencial) com a intensidade da luz que sobre eles incide. Essa não-linearidade deve ser levada em conta no momento de se calcular a fase da luz, e introduz uma dificuldade a mais. Em Geral, caso o sensor não seja linear, pode-se usar uma faixa onde a linearidade seja aceitável. Outra opção é linearizar a curva do sensor matematicamente[19] [20] ou atenuar a não-linearidade através da variação do parâmetro de correção gama (se a câmera de vídeo contiver esse recurso).

## 3.2 Fatores dinâmicos

São fatores que dependem da variável tempo, ligadas ao ambiente no qual se encontra o experimento. Esses fatores são muitas vezes desconsiderados porque a medição é feita em condições estáveis de laboratório. Quando as medições são realizadas em condições adversas (em ambiente industrial) esses fatores são preponderantes na incerteza de medição, podendo até mesmo inviabilizar a medição.

Basicamente, os fatores dinâmicos atuam durante o processo de determinação do mapa de fase, descrito na seção 2.3.1. Este processo necessita de um certo tempo para se completar (alguns segundos). Durante este tempo as condições que alteram a fase da luz agem no processo e trazem um erro de

---

<sup>2</sup> Geralmente em sensores usados para imagens com muito contraste ou excesso de luz.

medição.

Fatores tais como variações de temperatura, vibrações dos componentes ou da peça medida, variações na densidade do ar, entre outros, são alguns exemplos de fatores dinâmicos.

### **3.2.1 Variação do índice de refração do meio**

A variação do índice de refração do meio produz uma variação do comprimento de onda da luz [5]. Se essa variação for desigual para os diferentes caminhos geométricos dos feixes de luz haverá uma alteração na diferença de fase entre esses feixes que não é proveniente de alterações no objeto medido.

A equação 3.2 [19] mostra que ocorre uma variação da fase ( $\Delta\phi$ ) proporcional à variação do índice de refração ( $\Delta n$ ), na direção de propagação  $\Delta z$  e inversamente proporcional ao comprimento de onda ( $\lambda$ ).

$$\Delta\phi = \pm \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta n \cdot \Delta z \quad (3.2)$$

### **3.2.2 Variação do comprimento do caminho geométrico**

Se houver perturbações de origem mecânica produzindo alterações na posição do objeto a ser analisado ou dos componentes ópticos, introduz-se alterações na fase da luz não proveniente dos deslocamentos de interesse na peça a ser medida, mas sim de vibrações externas. Vibrações mecânicas são muito comuns no meio industrial e um forte fator causador de erro. Mesmo em meio não-industrial, exige-se que haja algum tipo de atenuação das vibrações mecânicas, montando-se os interferômetros sobre mesas com algum sistema de amortecimento de vibrações que vem por meio do solo.

De acordo com normas sobre a sensibilidade humana a vibrações (ISO2631), dano estrutural (ISODP4866), severidade de vibrações de maquinaria (ISO2372), referenciada por Troncoso [3], pode-se estabelecer que o nível de vibração em “chão de fábrica” na qual estaria submetido o interferômetro, tem os seguintes valores máximos (mostrados na figura 3.1 e tabela 3.1):

Tabela 3.1 – Vibrações máximas admissíveis no “chão de fábrica”

Parâmetro	Valor máximo
Deslocamentos	100 $\mu\text{m}$
Velocidade	1 mm/s
Aceleração	0,1 m/ $\text{s}^2$
Freqüência	500 Hz

Portanto, um sistema interferométrico poderá estar sujeito a vibrações mecânicas, cujas amplitudes máximas estão bem definidas na tabela 3.1. No entanto, os valores reais dependem das características do ambiente onde se fará a medição.

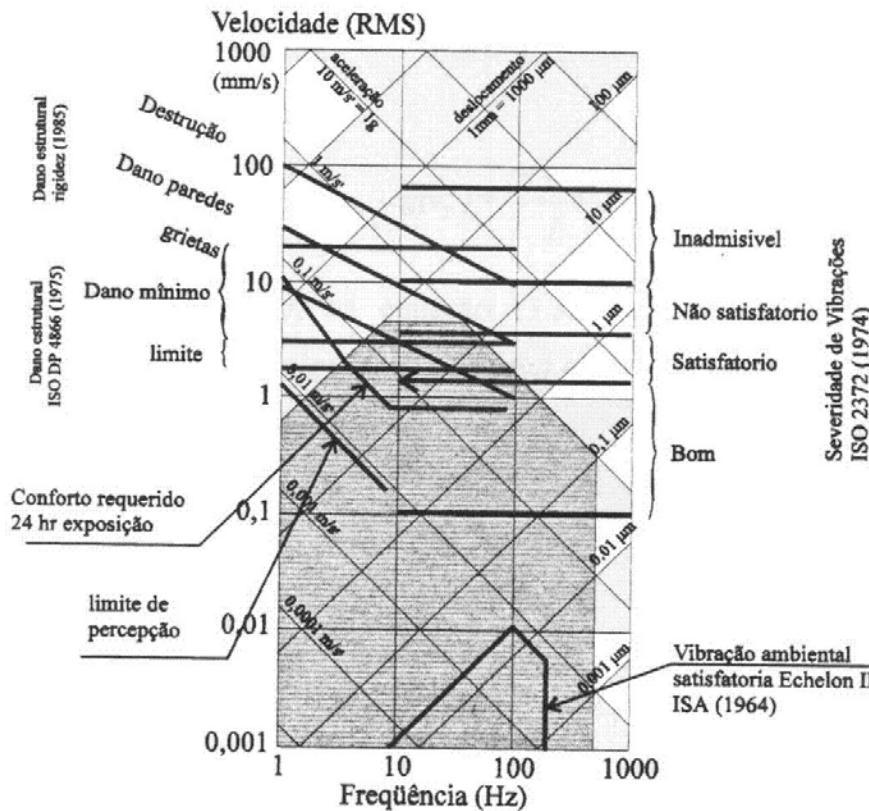


Figura 3.1 – Caracterização dos níveis de vibração segundo o grau de severidade [3].

### 3.2.3 Variação na freqüência do laser

A freqüência da luz do laser é dependente dos níveis de energia dos átomos que compõem o meio ativo, resultando numa largura de banda muito estreita. Se a temperatura variar ou se houver um elemento de reflexão da luz

que oscile numa freqüência tal que produza o efeito Doppler, a distribuição de probabilidade de emissão/absorção da luz se diluem num espectro mais amplo, produzindo uma variação na freqüência do laser.

Para que seja significativa essa variação na determinação de deslocamentos em HE, a velocidade de vibração deveria ser de 7.200 m/s para alterar o comprimento de onda em 3%, o que está muitíssimo além das velocidades de vibrações esperadas em “chão de fábrica” [19]. Portanto, este é um fator que pode ser desconsiderado na caracterização da incerteza da medição.

### **3.2.4 Variação na temperatura**

Flutuações significativas na temperatura produzidas por correntes de ar térmicas alteram o índice de refração do meio. Conforme demonstrado pela seção 3.2.1, isto produz uma variação na fase da luz percebida por um interferômetro. Se essas flutuações na temperatura afetarem os caminhos ópticos de maneira diferenciada, certamente afetarão a estabilidade das franjas produzidas [21].

Alterações no caminho geométrico provocado por dilatações dos componentes que compõem o sistema de medição também alteram diretamente a fase da luz percebida pelo interferômetro, porém, em freqüências muito menores que as produzidas por correntes de ar térmicas.

## **3.3 Tabelas comparativas**

Apresentam-se duas tabelas comparativas dos fatores estáticos e dinâmicos que causam incerteza na medição.

A coluna referente à complexidade se refere a complexidade de se estabilizar aquele fator em questão, e a última coluna se refere à importância deste fator na incerteza final da medição, do ponto de vista prático. Esses índices são ilustrativos e de acordo com a experiência adquirida pelos professores e funcionários do Laboratório de Metrologia da UFSC.

Tabela 3.2 - Fatores estáticos que influem na incerteza da medição.

<b>Fatores Estáticos</b>				
<b>Fator</b>	<b>Efeito</b>	<b>Minimização</b>	<b>Complexidade</b>	<b>Importância</b>
Tamanho do <i>speckle</i>	Degrada a relação sinal-ruído ou a resolução espacial das franjas	Adequar o número f da objetiva da câmera.	Baixa	Média
Razão entre as intensidades dos raios que interferem	Degrada a relação sinal-ruído	Tornar as amplitudes muito próximas sem saturar a câmera	Baixa	Baixa
Polarização da luz dos raios que interferem	Degrada a relação sinal-ruído	Evitar o uso de elementos ópticos que alterem desigualmente a polarização da luz	Baixa	Média
Erro nos incrementos da fase	Não linearidades nos mapas de fase	Uso de PZT realimentados	Baixa	Alta
Não linearidade do sensor de Imagem	Não linearidades nos mapas de fase	Usar sempre um sensor linear ou usar curvas de calibração	Baixa	Media

Tabela 3.3 - Fatores dinâmicos que influem na incerteza da medição.

<b>Fatores Dinâmicos</b>				
<b>Fator</b>	<b>Efeito</b>	<b>Minimização</b>	<b>Complexidade</b>	<b>Importância</b>
Variação aleatória do índice de refração num dos caminhos ópticos.	Degrada a relação sinal-ruído	Impedir correntes de ar térmicas.	Alta	Alta
Variação da fase por perturbações mecânicas.	Degrada a relação sinal-ruído	Isolar mecanicamente o sistema de medição	Alta	Alta
Variação na frequência do laser.	Degrada a relação sinal-ruído	Usar laser estável (comum)	Nenhuma	Baixa
Variação na temperatura (lenta)	Erro sistemático de medição	Estabilizar a temperatura.	Alta	Média

Das tabela 3.2 e tabela 3.3 conclui-se que os principais problemas a serem resolvidos em ambiente industrial são as variações aleatórias no índice de refração provocadas por correntes de ar, perturbações de origem mecânica, e a não-linearidade no incremento do ângulo de fase.

Observe que se for utilizado um ambiente laboratorial, tal como num laboratório de metrologia, alguns desses fatores são naturalmente minimizados.

### 3.4 Avaliação da incerteza de medição

A incerteza da medição possui dois componentes: sistemático e aleatório. Os fatores sistemáticos distorcem a forma das franjas.

A componente aleatória da incerteza da medição piora a relação sinal-ruído, e está associada à qualidade das imagens do mapa de fase obtido. Na análise das imagens todos os fatores que influenciaram a medição estão superpostos e são inseparáveis. Não é possível quantificar, somente através das imagens obtidas separadamente, a influência de cada parte no resultado global.

São aqui apresentados índices para quantificar a qualidade das imagens (portanto refere-se à componente aleatória da incerteza de medição). Com estes índices pretende-se comparar resultados obtidos com controle em malha aberta e com controle em malha fechada.

### **3.4.1 Visibilidade ou contraste [18]**

Na presença de perturbações, em função do movimento instável das franjas durante o tempo de integração da câmera, a imagem das franjas tende a apresentar um aspecto “borrado”, com perda de definição em função da superposição das franjas claras e escuras. Em termos quantitativos esse efeito representa uma diminuição do contraste.

Do mapa de fase obtém-se as intensidades de uma linha, conforme mostra a seção 2.3.2, cujas amplitudes máxima e mínima são determináveis. Com estes valores calcula-se a Visibilidade ( $V$ ) através da equação 3.3 [22] .

$$V = \frac{(I_{Máx} - I_{Min})}{(I_{Máx} + I_{Min})} \quad (3.3)$$

Observe que a Visibilidade é máxima (e igual a 1) quando a intensidade mínima é igual a 0.

### **3.4.2 Amplitude de modulação [3]**

Se uma câmera está integrando uma imagem que está variando a posição das franjas durante a aquisição (por estar sendo perturbada), então o valor final da amplitude de modulação ( $I_M$ ) será menor do que poderia ser caso não houvesse nenhuma perturbação.

Para quantificar a amplitude de modulação  $I_{M(x,y)}$ , usa-se as imagens obtidas pelo método dos quatro passos, mostrada na equação 3.4.

$$I_{M1(x,y)} = \frac{1}{2} \sqrt{(I_{270^\circ(x,y)} - I_{90^\circ(x,y)})^2 + (I_{0^\circ(x,y)} - I_{180^\circ(x,y)})^2} \quad (3.4)$$

Os valores individuais não são significativos, mas um tratamento estatístico de uma grande quantidade de pontos trazem informações significativas [3]. Um deles é o histograma da freqüência de nível de cinza para uma determinada área da imagem, que corresponde à amplitude de modulação.

Na figura 3.2 vê-se o histograma (B) da imagem correspondente ao mapa de amplitude de modulação (A). Percebe-se que este histograma possui uma certa distribuição de freqüências começando com o preto total (à esquerda) e terminando com o branco total (à direita).

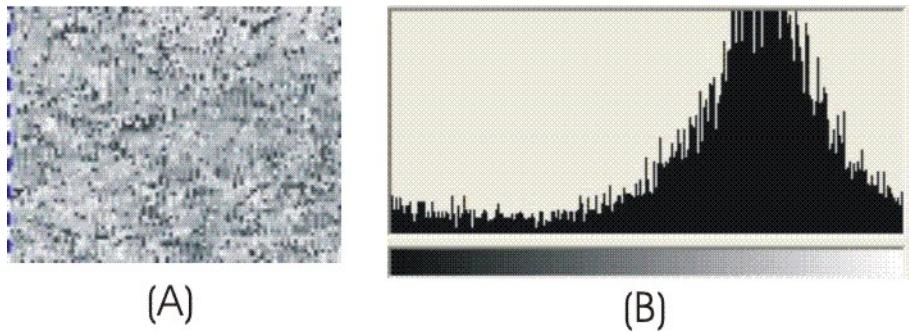


Figura 3.2 - Imagem (A) e seu equivalente histograma (B).

A partir do histograma da imagem que representa a amplitude de modulação, calcula-se a posição do centróide da área total do histograma [3], por meio da equação 3.5.

$$\bar{A}_m = \frac{\sum_{i=0}^{255} (f_i \cdot I_i)}{\sum_{i=0}^{255} f_i} \quad (3.5)$$

Onde  $f_i$  e  $I_i$  representam respectivamente a  $i$ -ésima componente da freqüência e da amplitude de modulação.

Quanto maior é o valor da posição do centróide melhor é o contraste da imagem. Há estreita relação entre os conceitos de amplitude de modulação e a visibilidade ou contraste (seção 3.4.1). Entretanto, como as formas de cálculo são distintas, ambos os índices foram mantidos neste trabalho.

### 3.4.3 Ondulação máxima de uma coluna

O mapa de diferença de fase pode assumir diversos formatos, mas para

este trabalho escolheu-se um campo de deslocamento que resulta em um mapa com franjas horizontais retas e paralelas. Sob este aspecto, após a remoção do salto de fase, uma coluna do mapa deveria apresentar um formato linear, inclinado com um certo ângulo, mas reto. Sob a influência de perturbações, essa linha pode não mais ser reta, mas podendo apresentar certas ondulações.

Considere a figura 3.3 que mostra esse comportamento.

Calcula-se a reta que melhor se ajusta ao conjunto de pontos dados, usando o Método dos Mínimos Quadrados [23]. Determina-se o valor máximo dos resíduos e a estimativa do erro médio quadrático dos resíduos, quando comparados com os valores da reta obtida por regressão linear.

A amplitude de ondulação máxima ( $\Delta\varphi_{máx}$ ) é calculada pela equação 3.6, onde  $\varphi_i$  representa o valor real e  $\bar{\varphi}_i$  representa o valor da reta, para a  $i$ -ésimo ponto.

$$\Delta\varphi_{máx} = \max |\varphi_i - \bar{\varphi}_i| \quad (3.6)$$

A estimativa do erro médio quadrático (RMSE) em relação à reta que melhor se ajusta é calculado de acordo com a equação 3.7 [23].

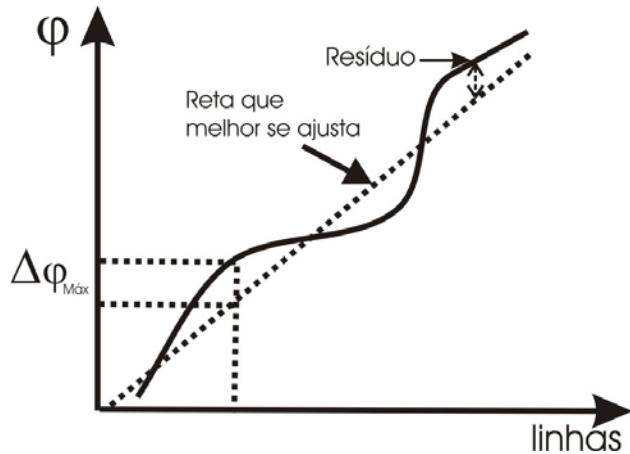


Figura 3.3 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferenças de fase com salto removido.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\varphi_i - \bar{\varphi}_i)^2}{n-2}} \quad (3.7)$$

### 3.4.4 Pseudo-modulação espacial

A partir do mapa de diferença de fase, determina-se um índice  $M$ , denominado de pseudo-modulação espacial, que representa numericamente a

consistência da fase obtida em cada região. Uma certa região tem valores de fase ditos “consistentes” quando as fases vizinhas possuem valores próximos entre si (variação suave), o que não ocorre se o nível de ruído é alto.

A partir de uma pequena área ( $3 \times 3$  pixels) de uma imagem que representa o mapa de diferenças de fase, determina-se o índice  $M_9$  a partir da equação 3.8. Observe que  $M_9$  varia entre zero e um. Quanto mais próximo de um, maior é a consistência da fase daquela região, e quanto mais se aproxima de zero, pior é a consistência da fase.

$$M_9 = \frac{1}{9} \sqrt{\left\{ \sum_{x=1}^3 \sum_{y=1}^3 \sin(\varphi_{xy}) \right\}^2 + \left\{ \sum_{x=1}^3 \sum_{y=1}^3 \cos(\varphi_{xy}) \right\}^2} \quad (3.8)$$

Determina-se a pseudo-modulação espacial de uma mesma região de interesse em duas situações distintas, isto é, com controle em malha fechada e em malha aberta. A relação percentual da pseudo-modulação obtida entre esses dois casos é usada como um índice de comparação.

### 3.4.5 Plano médio

A partir do mapa de diferenças de fase que, neste caso em particular é constituído de franjas retas e paralelas, aplica-se a remoção do salto de fase [24][9][25]. A imagem resultante deveria ser equivalente a um plano inclinado, conforme mostra a figura 3.4. Considera-se a posição de cada ponto no plano como as coordenadas da imagem no eixo x e y, e o valor da fase como a coordenada no eixo z.

Determina-se o plano médio através do Método dos Mínimos Quadrados [23] que melhor se ajusta ao conjunto de pontos. A equação 3.17 mostra a equação da superfície, de coordenadas (x,y,z), em função dos coeficientes a,b,c e d [26].

$$ax + by + cz + d = 0 \quad (3.9)$$

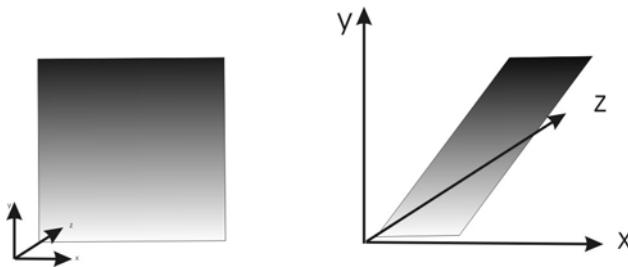


Figura 3.4 - Plano Médio traçado a partir de uma mapa de diferença de fase com salto removido.

O resultado da aplicação do Método dos Mínimos Quadrados são os coeficientes  $a, b, c$  e  $d$ . A coordenada  $z$  do plano médio é determinada pela equação 3.10.

$$z_{xy} = \frac{-(d + ax + by)}{c} \quad (3.10)$$

O resíduo de cada ponto da imagem em relação ao plano médio ajustado ( $\delta_{xy}$ ) é calculado pela subtração do valor de fase original menos o valor do plano médio.

Determina-se a média dos resíduos (equação 3.11), e o desvio padrão dos resíduos (equação 3.12).

$$\overline{X}_{\delta_{xy}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_{xy_i} \quad (3.11)$$

$$\sigma_{\delta_{xy}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\delta_{xy_i} - \overline{X}_{\delta_{xy_i}})^2}{n-1}} \quad (3.12)$$

Valores grandes de desvio padrão indicam que a perturbação influenciou significativamente a medição da fase. Valores pequenos, por sua vez, indicam pouca influência das perturbações sobre a medição.

A figura 3.5 mostra o resultado para um plano qualquer (com ondulações aleatórias), que serviu como teste do algoritmo e do software de cálculo do plano médio, de uma imagem de 640 x 480 pixels (formato VGA).

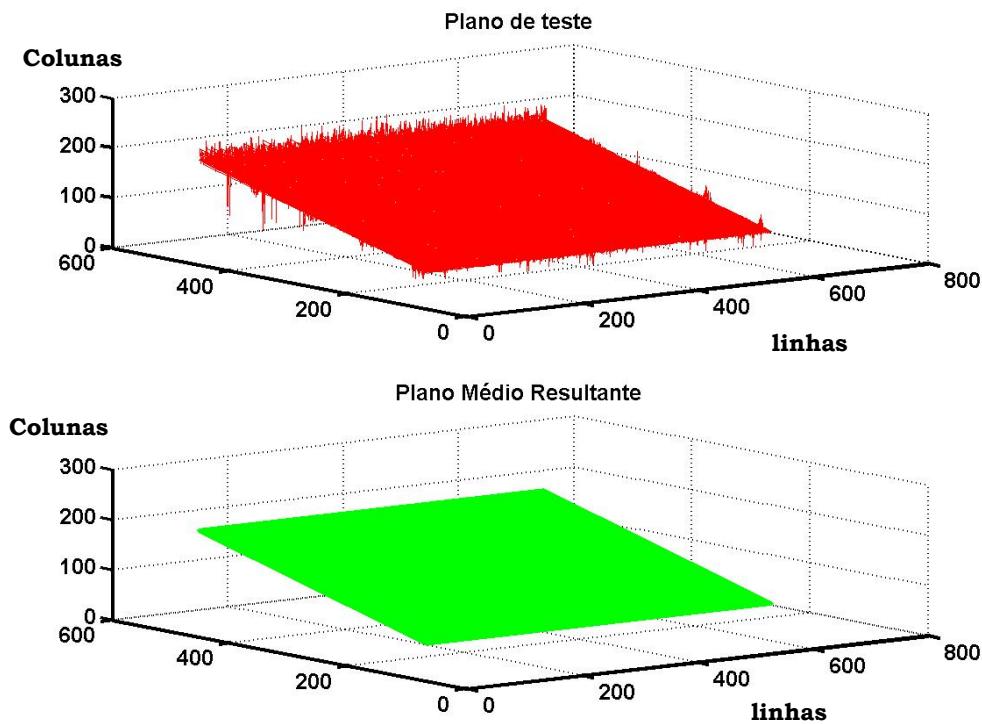


Figura 3.5 - Plano de teste (acima) e seu equivalente plano médio (abaixo).

### 3.4.6 Variação máxima do deslocamento de um ponto no tempo

A holografia eletrônica permite determinar o deslocamento de um ponto sobre uma superfície a partir do conhecimento da fase. A equação 3.7 mostra a dependência entre a variação do deslocamento entre um ponto e a variação da fase nesse mesmo ponto, para um interferômetro de dupla iluminação.

$$\Delta d = \frac{\lambda \cdot \frac{\Delta\phi}{2\pi}}{2 \operatorname{sen}(\theta)} \quad (3.13)$$

Escolhe-se um ponto do mapa de diferença de fase e observa-se a variação desse ponto no tempo. Determinam-se os deslocamentos máximo e mínimo, com controle em malha fechada e em malha aberta.

### 3.4.7 Desvio padrão da média das franjas ao vivo [3]

As franjas ao vivo são obtidas a partir da subtração de duas imagens, sendo que uma delas é uma imagem de referência (obtida antes do processo de deformação ou deslocamento da peça). Após a deformação da peça, obtém-se imagens consecutivas a uma certa taxa de aquisição, subtraindo-as da imagem de referência. O resultado é mostrado num monitor na mesma taxa de aquisição.

Se a imagem atual for exatamente igual à imagem de referência, a imagem ao vivo será completamente escura, sem franjas. Se houver alguma deformação dentro do campo de medição, as franjas ao vivo deixarão de ser completamente escuras, mostrando um conjunto de franjas que representa as deformações.

Este mesmo conceito pode ser aplicado para quantificar perturbações no sistema, não decorrentes da deformação. As perturbações serão visíveis nas franjas, porque alterarão o seu comportamento (intensidade e posição) ao longo do tempo.

Uma forma de avaliar se as franjas estão estáveis ou se elas não estão (em função de perturbações) é através da variação da intensidade média de uma certa região de interesse, expressa através de seu correspondente desvio padrão, calculado para um certo número de aquisições.

Um sistema com estabilidade ótima (sem variação de intensidade ou posição de franjas) apresenta um desvio padrão da intensidade média da área de interesse próximo de zero. Maiores níveis de instabilidade resultam no aumento do desvio padrão.

### 3.5 Quadro-resumo

A tabela 3.4 mostra um quando-resumo dos diferentes índices de avaliação da incerteza de medição em HE apresentados neste capítulo. Os métodos que estão marcados com um asterisco são propostos por este trabalho.

Os métodos ondulação de uma linha, plano médio, pseudo-modulação espacial e variação máxima de deslocamento de um ponto só podem ser utilizados após a obtenção do mapa de diferenças de fase. Os demais métodos fornecem índices de eficiência que podem ser obtidos durante a medição e, portanto, podem ser utilizados como parâmetros de qualidade em sistemas “ao vivo”.

Tabela 3.4 - Quadro-resumo dos métodos de avaliação da incerteza de medição em HE.

Nome	Descrição	Interpretação	Ref.
Visibilidade ou contraste.	Diminuição do contraste na presença de perturbações que geram um movimento instável das franjas.	Quanto maior o contraste, melhor é a estabilidade das franjas.	[18]
Amplitude de modulação.	Posição do centróide do histograma de uma imagem (que representa a amplitude de modulação)	Quanto maior a posição maior é a estabilidade.	[3]
Ondulação de uma coluna.	Ondulação de uma coluna no mapa de diferença de fase com salto removido em relação a uma reta que melhor se ajusta ao conjunto de pontos.	Quanto maior o desvio padrão desses pontos em relação à reta, pior é a estabilidade do sistema.	*
Plano médio.	Determina-se o plano médio que melhor se ajusta ao plano do mapa de diferença de fase (após a remoção do salto de fase).	Quanto menor o desvio padrão entre os dois planos, melhor é a estabilidade do sistema.	*
Pseudo-modulação espacial.	Num mapa de diferença de fase, a fase numa certa área deve possuir valores próximos entre si. A pseudo-modulação representa o quanto são próximos.	Se estes valores de fase não forem próximos, há um nível de ruído alto. Quanto maior a pseudo-modulação, melhor é a estabilidade das franjas.	*
Variação máxima do deslocamento de um ponto.	Se um sistema é estável, a variação do deslocamento de um ponto durante o tempo é praticamente zero.	Quanto maior a variação do deslocamento de um ponto durante o tempo, maior é a perturbação a que está submetido o sistema de medição. Quanto menor, mais estável é o sistema de medição.	*
Desvio padrão das franjas ao vivo.	As franjas permanecem estáveis no tempo se não há perturbações que afetam a sua posição ou a sua intensidade, numa certa área de interesse.	O desvio padrão da intensidade média de uma certa área (fazendo-se várias medidas consecutivas) é menor quanto mais estável for o sistema.	[3]

## Capítulo 4

### Estabilização ativa da fase

A holografia eletrônica é bastante sensível a perturbações mecânicas e térmicas, resultando no aumento da incerteza de medição, menor visibilidade das franjas e baixa relação sinal-ruído (SNR). Para tentar resolver esse problema, muitas soluções foram propostas, dentre elas a estabilização ativa da fase usando algum tipo de controle em malha fechada, que é também o escopo deste trabalho.

Outras soluções se baseiam no projeto de interferômetros robustos que compensam as variações de temperatura, como na *Electronic Shearography*, proposto por Hung [27], ou na técnica conhecida como *Quase-equal-path ESPI* [19].

Para compensar vibrações mecânicas, utilizam-se outras soluções, tais como construir interferômetros presos à peça que se deseja medir [28], usar mesas estabilizadas (com algum sistema de atenuação e controle de vibrações), diminuir o tempo entre aquisições de dados para fugir das freqüências mecânicas[19], mudar o método de deslocamento da fase (de temporal para espacial) ou ainda realizar processamento paralelo [29] [30] com o uso de processadores especialmente dedicados ao processamento de imagens (DSP).

O objetivo deste capítulo é descrever os princípios da estabilização ativa da fase na holografia eletrônica, bem como dar uma visão geral do estado-da-arte, finalizando com a proposta desta tese.

#### 4.1 Princípios da estabilização ativa

O princípio deste tipo de estabilização é clássico. Constitui-se de uma malha fechada de controle, contendo sensor de fase, controlador, atuador e um interferômetro (como mostra a figura 7.1).

Existem várias formas diferentes de implementar um controle em malha fechada, principalmente em relação ao tipo de controle e de realimentação utilizados, já que é necessário fazer um bom casamento entre o sensor e o tipo de controlador.

O controlador pode ser do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) ou

ainda um controlador especial, tal como no sistema *Heterodyne*[4]. Os sensores também variam, desde fotomultiplicadores, interferômetros auxiliares, fotodetectores dispostos espacialmente ou a própria imagem adquirida.

## 4.2 Estado-da-arte em estabilização ativa

Pretende-se, nesta seção, analisar o desenvolvimento cronológico da estabilização ativa em holografia eletrônica, fornecendo uma visão geral desta área e o estado atual.

Para facilitar a compreensão, dividir-se-á em dois grupos: aqueles que utilizam um sensor adicional só para detectar a fase e aqueles que utilizam a própria imagem da câmera para determinar a fase, sem a necessidade de um sensor adicional. Em cada caso mostra-se o tipo de controle utilizado e o tipo de atuador.

### 4.2.1 Com sensor de fase específico

Em 1985, Yamaguchi **et all.** [31] introduziram um novo tipo de sensor, denominado *Spatial Filtering Detector* (SFD), mostrado na figura 4.1. A amplitude da fase foi determinada através de uma matriz de fotodiodos dispostos espacialmente (por uma distância  $p$ ) e conectados a um amplificador operacional diferencial. A tensão de saída do amplificador operacional representava diretamente os deslocamentos das franjas ( $\Phi$ ) no tempo. Mais tarde esse tipo de detector seria utilizado para controle em malha fechada.

Em 1990, Santos **et all.** [32] desenvolveram um sistema de controle em malha fechada utilizando fibras ópticas enroladas sob um piezoelétrico cilíndrico, cuja alteração de diâmetro era controlada, permitindo aumentar ou diminuir o caminho óptico de um dos braços de um interferômetro de Michelson. Para controlar o sistema, utilizou um acoplador direcional variável<sup>1</sup> capaz de gerar um sinal proporcional à diferença de fase entre a luz de laser e a imagem refletida pelo objeto. Este sinal de erro era amplificado e servia para acionar um atuador PZT cilíndrico.

---

<sup>1</sup> *Single-mode directional coupler*

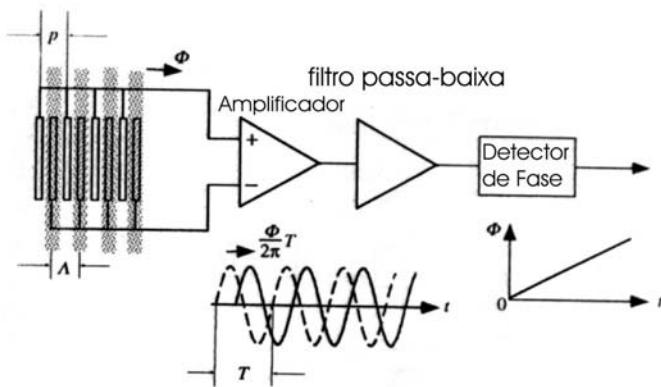


Figura 4.1 –Detector por filtragem espacial [37].

Em 1994, Yamaguchi **et all.** [33] fecharam a malha de controle usando a característica do cristal líquido (LC) de polarizar a luz ou de mudar a velocidade da luz no seu meio. O cristal líquido, quando sob tensão elétrica, tem a característica de alterar a velocidade da luz que passa por ele, sem polarizá-la, quando o eixo de polarização da luz que entra for igual ao eixo principal do cristal. Essa característica foi denominada de Modulador de Luz Espacial (*Spatial Light Modulator*). O controle foi através de um analisador de franjas, equipamento desenvolvido para ter uma resposta em torno de 100 Hz. Para melhorar a velocidade de resposta, foi necessário usar um PZT com espelho controlado por um detector por filtragem espacial (SFD - *Spatial Filtering Detector* - figura 4.1) e um sistema óptico mais complexo (com duas câmeras).

Freshi **et all.** [34] (1995), Troncoso [3] (1998) e Gdeisat **et all.** [30] (2001) desenvolveram um controlador que modulava a fase numa certa freqüência conhecida, num dos braços do interferômetro. Com isso as franjas de interferência são moduladas pela mesma freqüência.

Um amplificador especial *lock-in*<sup>2</sup> fornece uma tensão de saída proporcional à diferença de fase entre o sinal de referência injetada num dos ramos do interferômetro e o sinal visto pelo detector (normalmente um fotodetector). A saída deste amplificador é proporcional à diferença de fase, e é injetado em algum sistema de controle. A câmera adquiriria uma imagem quando

---

<sup>2</sup> Amplificador capaz de gerar uma saída de tensão contínua proporcional à amplitude do sinal analisado na mesma freqüência de um sinal senoidal de referência.

a tensão de saída do amplificador *lock-in* indicasse que os dois sinais estavam com a mesma fase. Gdeisat **et al.**[30] adicionaram vários processadores em paralelo para aumentar a velocidade da malha de controle.

Esse sistema de controle ficou conhecido como “*Synthetic Heterodyne System*”, usado em 2000, por Brozeit [4] e também por Helmers [35], em 2001. Cabe ressaltar que o tipo de sensor era diferente, mudando as características de controle. Freshi, Brozeit e Helmers utilizaram fotodiodos, e Troncoso utilizou um fotomultiplicador.

A figura 4.2 mostra o sistema de controle em malha fechada usando um amplificador *Lock-in* (LA) para um controlador do tipo PID, usado por Brozeit e Helmers [4]. Os componentes do sistema são: laser diodo (LD), fibra óptica (MO), piezoelettrico cilíndrico (PZ), gerador de sinal (SG), amplificador *Lock-in* (LA), controlador (PID), gerador de alta tensão (HV), e o fotodetector (PD).

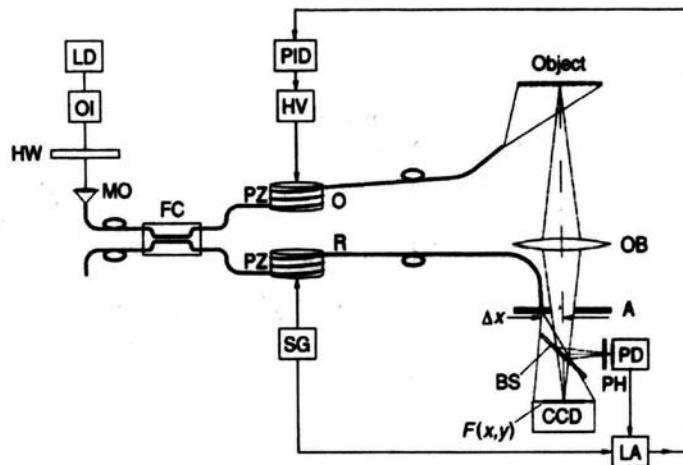


Figura 4.2 - Sistema de controle usando amplificador *Lock-in*. [4]

Em 1996, Hrebabetzky [36] propôs um controle do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) usando como sensor de fase um fotodetector, cuja intensidade luminosa vem de um interferômetro auxiliar, conforme mostra a figura 4.3. Os componentes do sistema são: plano do objeto (S), divisor de feixe (BS), espelho (M), abertura (A), lente (L), diodo (D) e fonte de luz (EB).

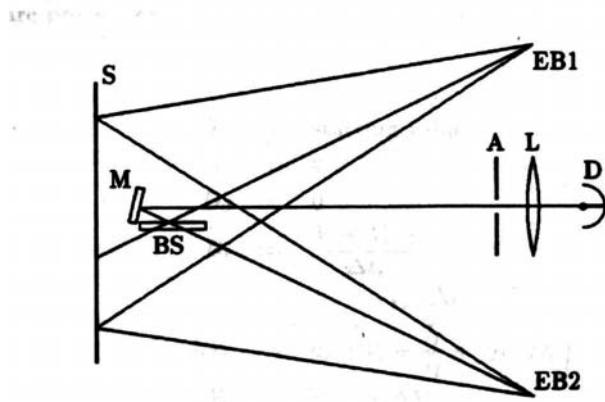


Figura 4.3 – Interferômetro auxiliar para detectar a fase da luz. [36]

No mesmo ano, Yamaguchi **et all.** [37] desenvolveram um sistema semelhante ao desenvolvido por Hrebabetzky, cujo controle ocorre por um PC associado a uma estação de trabalho (*WorkStation*) para permitir maiores velocidades de processamento, além de utilizar um sensor de fase especial, conhecido como *Spatial Filtering Demodulator* (SFD), figura 4.1. Dessa forma ele conseguiu estabilizar franjas, porém necessita de um aparato computacional bastante caro, além deste sensor especial SFD. Os componentes da figura 4.6 são: laser, divisor de feixe (BS), fonte de luz (L), espelho (M), piezoelétrico (PZT), câmera de vídeo (TV) e o *Spatial Filtering Demodulator* (SFD). A melhoria da resposta em freqüências maiores ficou condicionada ao uso de computadores mais rápidos. No entanto, esse sistema só pode ser usado para objetos translúcidos, limitando a faixa de aplicação.

Yamaguchi **et all.** [38] em 1999 desenvolveram uma técnica baseada na realimentação óptica de um laser diodo, “prendendo” as franjas numa certa freqüência. Essa técnica compensa as variações dos caminhos ópticos e, portanto as perturbações, permitindo estabilização da fase em tempo real.

Este sistema alia a vantagem da simplicidade e da robustez, sem a necessidade de um controlador, já que o princípio baseia-se na realimentação óptica por um espelho, da luz do interferômetro para dentro do laser. O laser apresenta características peculiares em suas cavidades ressonantes que foram explorados pelo autor. Os valores encontrados para um ambiente não-laboratorial (usou uma mesa de madeira) com o controle acionado foram muito semelhantes aos valores encontrados em ambiente laboratorial (mesas estabilizadas) sem controle.

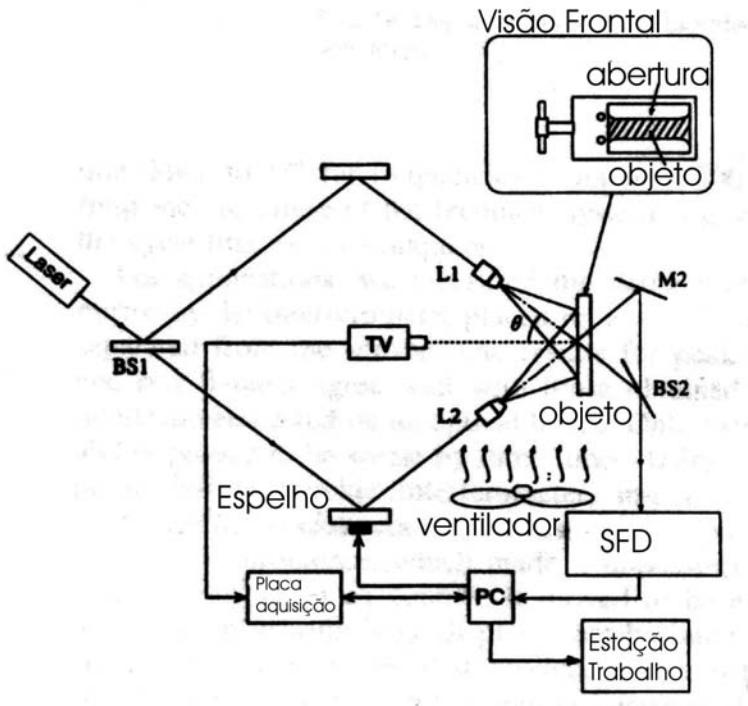


Figura 4.4 - Configuração óptica do sistema de controle [37] .

Em 2000, Ngoi **et all.**[39] desenvolveram uma nova disposição óptica do sistema interferométrico. Esse sistema de interferência por deslocamento de fase “instantâneo” (ISPI - Smith e Moore, 1984), garante imunidade à vibrações mecânicas, evita os erros de não linearidade e repetitividade do atuador para deslocar a fase, tendo portanto, melhor exatidão. Esse sistema utiliza quatro câmeras (CCD) que adquirem as quatro imagens ao mesmo tempo, já deslocadas em fase de 90 graus. Como todas as imagens são adquiridos simultaneamente, os erros devido à vibração mecânica são naturalmente evitados. O sistema apresenta uma disposição complexa dos componentes ópticos, é um sistema caro e não compacto, mostrado na figura 4.5.

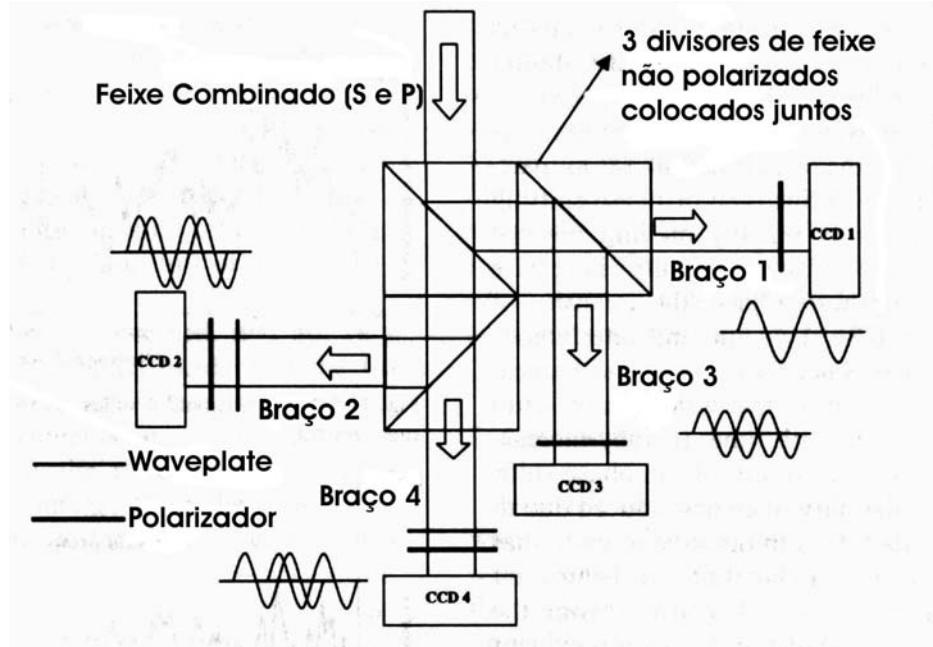


Figura 4.5- Técnica para evitar perturbações usando quatro câmeras CCD e três divisores de feixe colocados juntos [39] .

#### 4.2.2 Usando a própria imagem para determinar a fase

Em 1995, Galanulis [40] desenvolveu um sistema ativo de estabilização para condições adversas unindo o conceito de um sistema óptico rígido, preso à peça que se deseja medir, com o conceito de medir a fase por uma câmera. No caso ele usou uma câmera para adquirir a imagem e uma outra câmera de uma linha (*in line*) para medir se houve deslocamentos de corpo rígido entre o interferômetro e um espelho de ajuste. Esse sinal serviria como correção no sistema de controle. A fase do sistema interferométrico, no entanto, era medida por meio de um interferômetro auxiliar de tamanho reduzido.

Em 1996, Hrebabetzky **et al.**[21] ampliaram esse conceito, tornando o sistema de controle do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) somente por software e com um menor número de componentes ópticos, já que usou como sensor a própria imagem adquirida da câmera (veja a figura 4.6), extraiendo da imagem as informações sobre a fase a ser controlada. Nesse sistema, o PC recebe a imagem e usa parte da imagem para determinar se a fase está variando ou não, atuando num PZT com espelho para estabilizar a imagem. Nesse caso se consegue estabilizar a imagem para freqüências baixas, já que o maior tempo é gasto entre a aquisição da imagem e o processamento (em torno de 2 frames/s). Nesse mesmo artigo, Hrebabetzky apontava para a potencial tecnologia de câmeras CCD que permitissem ler uma parte da imagem em alta

velocidade para fins de controle como sendo um futuro promissor na área de estabilização ativa de franjas. Os componentes usados são poucos, constituindo-se de divisores de feixe (BS), espelho (M), piezoelétricos (PZT), laser e câmera de vídeo.

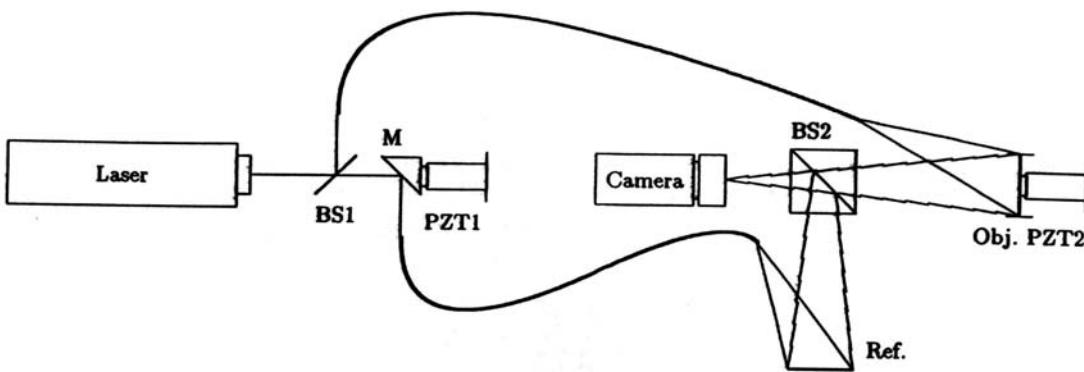


Figura 4.6 – Sistema utilizando a própria imagem para controle da fase[21].

Em 1999, Moore [41] utilizou uma câmera CCD de alta velocidade (Kodak Ektapro 4540) para adquirir imagens pequenas ( $256 \times 256$  pixels) a uma taxa de 4.500 imagens por segundo. O objetivo era determinar freqüências harmônicas em uma placa de alumínio circular que estava vibrando a 198 Hz, com tempo de exposição de aproximadamente 200  $\mu$ s. Observou-se que não usou essas imagens para a estabilização ativa, mas apenas para encontrar uma determinada freqüência, mas já se percebe o uso potencial de câmeras de alta velocidade.

Mais tarde, em 2002, Helmers [42] usou um sistema de controle semelhante ao desenvolvido por Hrebabetzky [21]. Aproveitando-se do desenvolvimento de novas tecnologias em câmeras CMOS de alta velocidade, associado a placas de aquisição de imagens de maior potencial<sup>3</sup>, desenvolveu a estabilização da fase, obtendo bons resultados.

Helmers utilizou um sensor CMOS não linear (Fuga15d®, da IMEC, comercializada pela Vectron Internationsl Inc.) que permite ler uma imagem menor, na região de interesse (*ROI- region of interest*), em alta velocidade e uma característica especial das placas de aquisição de imagens da Matrox®. Todo o processamento é feito por meio de um computador (que aloja no seu interior as placas de aquisição da Matrox® e de DSP da Texas Instrument®). Infelizmente esse processo é caro, com placas de aquisição especialmente transformadas pela Matrox® para este projeto, e não disponíveis no mercado.

<sup>3</sup> freqüências mais altas, digitais, maior capacidade de pré-processamento, mais memória, etc...

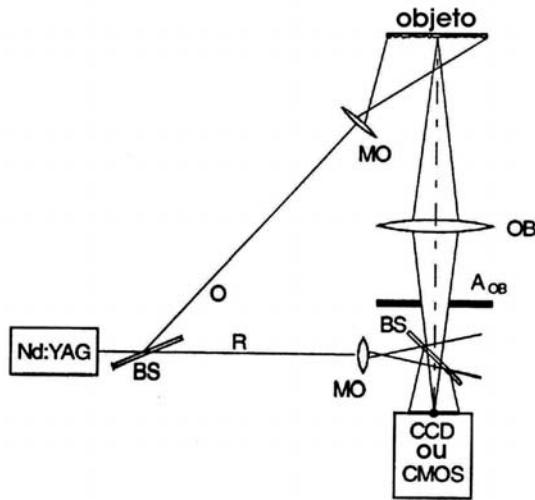


Figura 4.7 – Interferômetro usando câmera CMOS Digital[42] como sensor

Os componentes da figura 4.7 são: divisor de feixe (BS), lente (MO e OB), filtro espacial (AOB), câmera (CCD ou CMOS) e laser (Nd:YAG).

### 4.3 Proposta desta tese

Existe uma grande demanda de utilização de sistemas interferométricos em condições fora de laboratório (no campo). Algum esforço tem sido realizado para se conseguir esse feito, desde a inovação em sensores, como o detector de filtragem espacial (figura 4.1), passando por arranjos ópticos mais complexos, até o uso da própria imagem para servir como sensor da fase da luz [21] [42].

Nesse sentido, o uso da própria imagem para estabilizar a fase é o caso ideal, pois mede-se exatamente o que se quer estabilizar, sem a interferência de um sensor da fase intermediário. No entanto, esse método ótimo esbarra na grande massa de dados que precisa trafegar entre a câmera e o controlador, em geral um PC (ou uma placa dentro do PC), tornando o sistema lento para responder na velocidade das variações da fase.

Para ampliar esse horizonte, o presente trabalho se dedica em desenvolver o controle de uma câmera que usa a própria imagem como sensor de fase. Associa-se a câmera um software de controle para realizar a tarefa de aquisição, tratamento, controle e transferência da imagem para um PC.

O sensor de imagem a ser utilizado é digital, construído com tecnologia CMOS, ultra rápido, na freqüência de 66 MHz. Possui internamente conversores analógico/digitais capaz de entregar o dado já digitalizado, a uma taxa de 100 imagens por segundo, com 8 ou 10 bits de profundidade por pixel.

Além disso, permite adquirir a imagem de uma só vez através de um obturador eletrônico. O sensor é produzido pela Photobit®, subsidiária da Micron®.

#### 4.3.1 Funcionamento do sistema

A figura 4.8 mostra a configuração proposta, composto basicamente de uma câmera de vídeo, um computador, um circuito de acionamento do PZT (DAC) e um interferômetro de dupla iluminação. A característica principal deste sistema consiste em aliar a velocidade de tratamento de dados de um sistema de tempo real com a velocidade de aquisição de dados de um sensor de imagem digital de alto desempenho. Com esta configuração espera-se trabalhar com altas freqüências (maior que 1 kHz) de aquisição de uma pequena imagem (ROI).

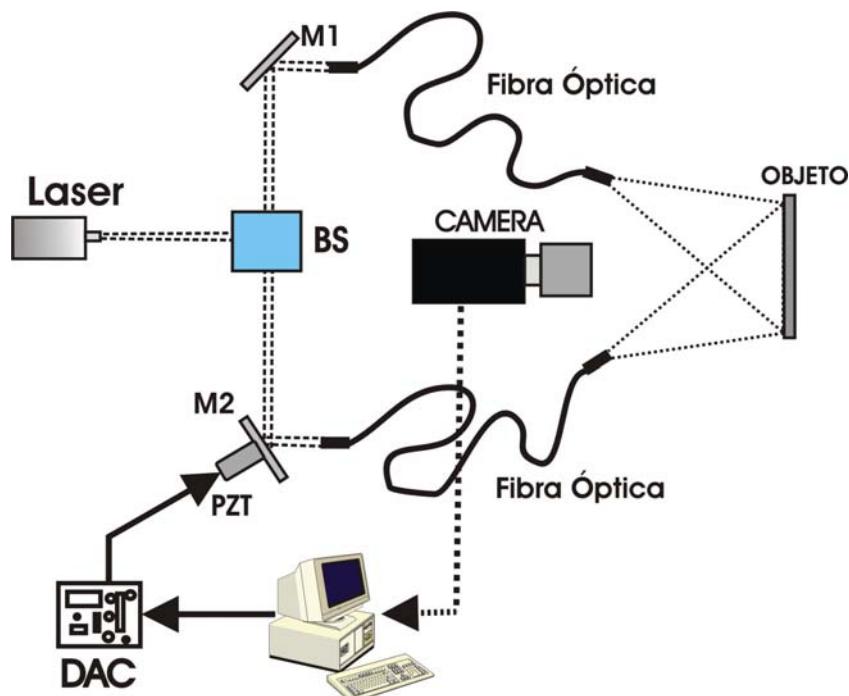


Figura 4.8 – Configuração proposta do sistema de estabilização ativa.

Os componentes utilizados no interferômetro são: laser, divisor de feixe (BS), espelho (M) e atuador piezoelétrico (PZT).

#### 4.3.2 Determinação da fase

A câmera de vídeo entregará imagens de uma região de interesse (ROI), previamente escolhida, conforme mostra a figura 4.9.

Sinais de comando para o atuador piezoelétrico são enviados através da porta paralela. Um espelho é colado no piezoelétrico, permitindo variar a distância naquele braço do interferômetro, portanto, a fase de interferência.

Adquire-se quatro imagens de referência de uma pequena área da imagem previamente escolhida. Cada imagem de referência estará deslocada uma da outra (em termos de diferença de fase) de 90 graus. Este deslocamento é realizado pelo atuador PZT.

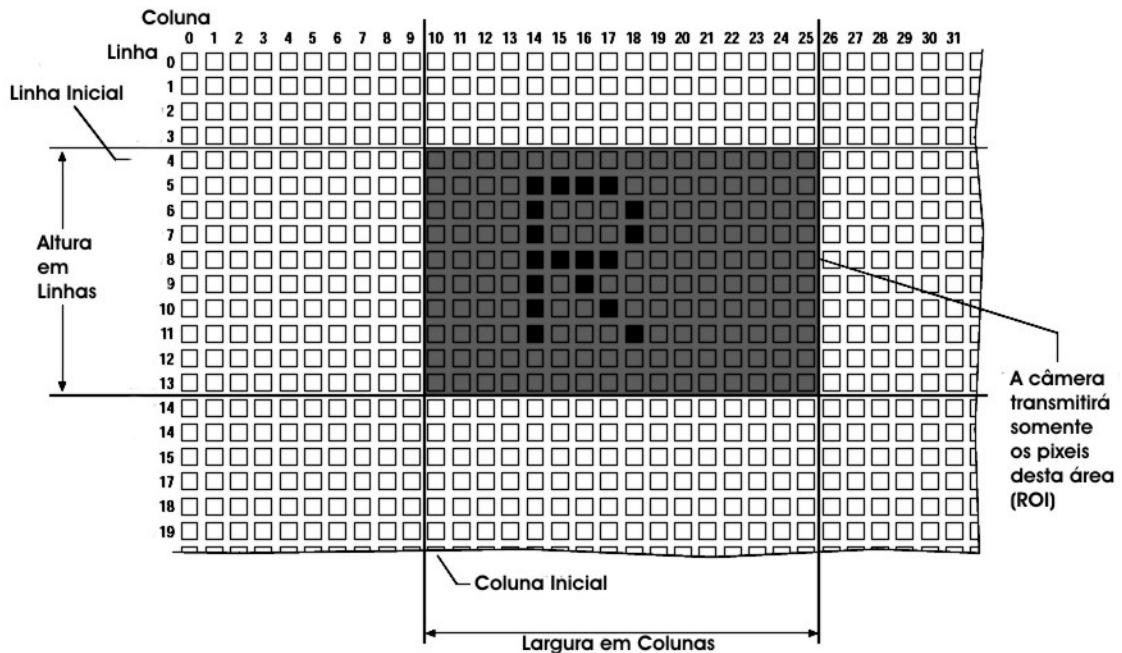


Figura 4.9 - Região de interesse da imagem (ROI) para controle.

Considera-se o parâmetro **i** como índice de linha e **j** como índice de coluna. Executam-se os seguintes passos:

- Adquire-se uma nova imagem ROI ( $Im\_atual$ ).
- Calcula-se os valores de  $I_0$ ,  $I_{90}$ ,  $I_{180}$  e  $I_{270}$  através das equações 7.1 a 4.4.

$$I_0 = \sqrt{\sum_i \sum_j (Im\_atual_{i,j} - Im\_0_{i,j})^2} \quad (4.1)$$

$$I_{90} = \sqrt{\sum_i \sum_j (Im\_atual_{i,j} - Im\_90_{i,j})^2} \quad (4.2)$$

$$I_{180} = \sqrt{\sum_i \sum_j (Im\_atual_{i,j} - Im\_180_{i,j})^2} \quad (4.3)$$

$$I_{270} = \sqrt{\sum_i \sum_j (Im\_atual_{i,j} - Im\_270_{i,j})^2} \quad (4.4)$$

- Com estes dados calcula-se a fase ( $\phi$ ), (equação 4.5).

$$\varphi = \tan^{-1} \left[ \frac{I_{270} - I_{90}}{I_0 - I_{180}} \right] \quad (4.5)$$

Desta forma obtém-se a fase atual que servirá como valor realimentado para a malha de controle.

### 4.3.3 Especificações do sistema

As especificações do sistema que se pretende alcançar estão mostradas na tabela 4.1. Estes valores são os possíveis em função das limitações experimentais que foram encontradas e também atendem uma boa parte das aplicações que se tem em vista. São, portanto, suficientes para permitir uma avaliação do sistema de estabilização ativa.

Tabela 4.1 - Especificações do sistema.

Especificação	Valores limites
Freqüência máxima da perturbação da fase	100 Hz
Amplitude máxima de perturbação da fase	$2\pi$ (rad)
Incerteza máxima na medição da fase	$\frac{2\pi}{20}$ (rad)
Campo de visão máxima e mínima do objeto de interesse	50 mm a 500 mm
Distância mínima e máxima do objeto	300 mm a 2.000 mm
Tamanho mínimo da região de interesse (ROI) da imagem para monitorar a fase	10x12 pixels
Freqüência mínima de aquisição	1 kHz

Os elementos que compõem a configuração proposta estão descritos com detalhes no capítulo 5.

## Capítulo 5

### Componentes físicos do sistema de controle

Visando obter características especiais que permitam estabilizar a fase, definem-se os componentes que compõem o sistema de controle: a câmera de vídeo, o conversor digital-analógico, o atuador piezoelétrico e o laser.

Os resultados obtidos em cada um destes componentes do sistema são analisados em termos de velocidade de resposta aos comandos, linearidade e freqüência.

#### **5.1 Câmera digital e seus componentes.**

A câmera digital é um dos elementos fundamentais desse sistema porque as imagens obtidas servirão como elemento sensor no circuito de controle. A escolha de uma câmera digital, com possibilidade de alta taxa de transferência de dados, cumpre os pré-requisitos expostos no capítulo anterior.

Descreve-se com detalhes essas características que justificam a escolha desta câmera, dentre outras existentes no mercado (veja o Apêndice 1 para uma lista dos principais fornecedores).

A figura 5.1 mostra um diagrama de blocos que representa o sistema eletrônico da câmera [20], composto de cinco elementos principais: microcontrolador, FPGA ou CPLD<sup>1</sup>, sensor de imagem CMOS, memória de 8 MB e o controlador IEEE-1394 (FireWire), cujas características técnicas são discutidas nas seções 5.1.1, 5.1.2, 5.1.3 e 5.1.4 , bem como suas funções no sistema.

---

<sup>1</sup> São componentes eletrônicos que permitem programar uma determinada lógica de operação digital.

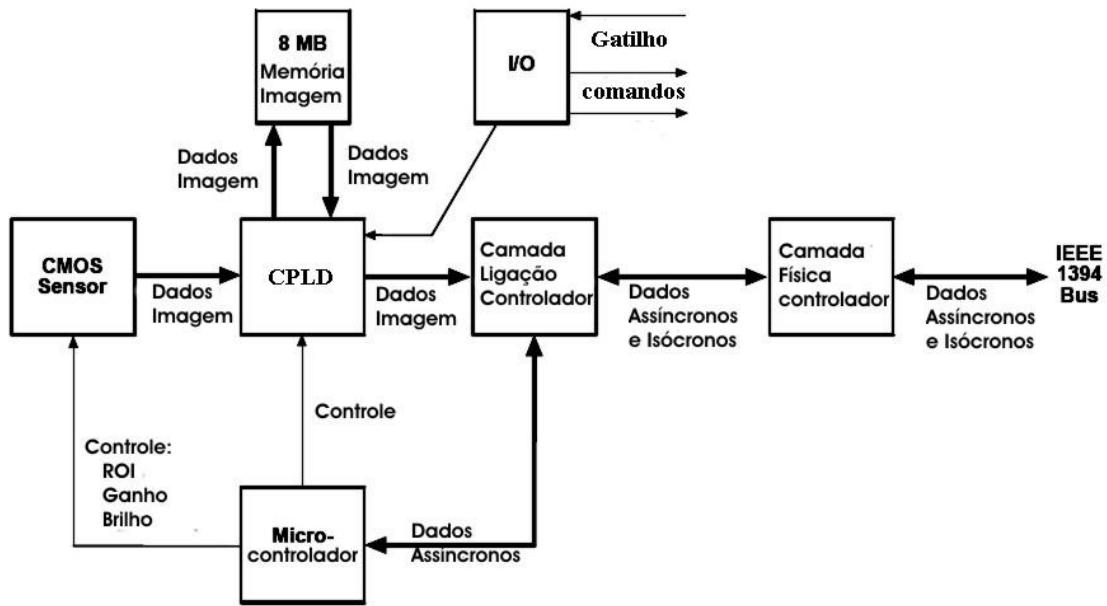


Figura 5.1 – Componentes da câmera digital [20]

Essa estrutura interna de controle da câmera é um ponto importante. Foi escolhida para que o arranjo de controle fosse ótimo, tal que permita ao usuário determinar boa parte do seu funcionamento, sendo, portanto, bastante flexível.

A figura 5.2 mostra a câmera externamente, destacando-se a parte traseira, onde vê-se o conector IEEE-1394 (FireWire).



Figura 5.2 - Câmera Basler – Vista externa [20].

### 5.1.1 Microcontrolador

Tem a incumbência de gerenciar a câmera internamente, de acordo com os comando assíncronos [43] vindos através da via de dados IEEE-1394. Esses comandos são repassados ao controlador CPLD e também ao próprio sensor de

imagem. Os principais comandos são: inicia aquisição de dados, define ganho, brilho ou área da imagem a ser vista pelo sensor, e termina uma aquisição.

### 5.1.2 Componente de lógica programável (CPLD)

É o componente responsável pela geração de sinais elétricos para a câmera, a memória e o controlador IEEE-1394. Estes sinais elétricos são configurados de acordo com o projetista da câmera e é transparente ao usuário, mas estes sinais definem toda a funcionalidade elétrica da câmera. É a realização física do que o software deseja.

### 5.1.3 Memória RAM<sup>2</sup> do tipo FIFO

São memórias que permitem gravar os dados sem a necessidade de definir endereços de entrada ou saída, mas simplesmente o primeiro dado a entrar é o primeiro dado a sair. Funcionam de maneira síncrona, isto é, de acordo com um *clock* externo, e podem armazenar um grupo de imagens. Com 8 MB pode-se armazenar até 24 imagens inteiras.

Como o funcionamento dessa memória é síncrono e o microcontrolador funciona de maneira assíncrona, utiliza-se o PLD para fazer o sincronismo dos dados.

As principais características da memória são mostradas a seguir:

- Tempo de escrita/leitura muito rápidos (em torno de 10ns).
- Tipo de dados selecionável entre *Little/Big endian*, além do tamanho da palavra (8/10 bits).
- Permite apagar dados da memória.
- Sinais de memória cheia, parcialmente cheia e vazia e outras combinações programáveis por software.
- Habilita a saída para ficar em alta impedância (*tri-state*).
- *Clocks* independentes para leitura e escrita.

### 5.1.4 Sensor de imagem digital (SID)

Tem a função de transformar os sinais luminosos em sinais elétricos correspondentes, digitalizá-los e disponibilizar uma série de funções úteis na aquisição de imagem digital.

---

<sup>2</sup> São memórias cujo acesso aleatório permite tanto a leitura quanto a escrita de dados.

A câmera escolhida traz internamente um sensor de imagem digital com tecnologia CMOS da Micron<sup>®</sup>, MT9V403.

Os dados técnicos desse sensor foram avaliados e servem muito bem para este sistema. Destacam-se os seguintes itens:

- a) 491 linhas por 656 colunas, com 10 bits por *pixe* (322 kB por imagem).
- b) Com *Snap-Shot*<sup>3</sup>, característica essa que permite que a imagem inteira seja exposta simultaneamente.
- c) Obturador eletrônico para congelamento de imagem (*Freeze frame electronic shutter*).
- d) 100 imagens por segundo, consumindo menos de 500 mW.
- e) Monocromático.
- f) 100 bits de via de dados, paralelo, digital.

Destacam-se ainda as seguintes características:

- **Arquitetura ADC em colunas paralelas:** permite a digitalização da linha inteira em um único ciclo de *clock*. Possui 656 conversores analógicos-digitais em paralelo (todos de 10 bits).
- **Tempo de exposição variável.**
- **Arquitetura do tipo *pipeline***<sup>4</sup>: permite a retirada de dados do frame anterior enquanto a próxima imagem está sendo exposta à luz. Isso aumenta consideravelmente a velocidade de leitura. No presente caso, o limitante de tempo de leitura não está no sensor, mas na transmissão.
- **Alta taxa de transmissão de dados para áreas pequenas:** Especificado pela DCAM II [17], e pela IEEE1394 TA [43] , é possível nesse tipo de câmera retirar dados digitais em velocidade muito maior se o tamanho da imagem for pequena, chegando-se a freqüências 30 vezes maior do que a freqüência básica (para uma imagem de tamanho padrão).

O sensor de imagem opera da seguinte maneira: a luz chega até os fotodetectores que transferem a sua carga para uma memória analógica. Após, cada linha do sensor é selecionada, o conversor ADC é ativado, armazenando 656 *pixels* numa memória digital de linha. Em seguida, essa linha é transferida para a memória RAM, permitindo que outra linha seja digitalizada. Esse

---

<sup>3</sup> Termo que designa uma aquisição de toda a imagem simultaneamente.

<sup>4</sup> Termo que especifica uma arquitetura de transmissão de dados de maneira paralela.

processo é repetido até a última linha. A elevada velocidade deste sensor se baseia no fato de que ele é capaz de digitalizar uma linha inteira ao mesmo tempo.

Vários sinais são necessários para ajustar a imagem, tal como ajuste de bias e ajuste de tensões de referência do ADC. Esses sinais são ajustados através do software. O tempo de exposição da imagem é também configurável por software.

A figura 5.3 mostra um sensor digital. Mais informações podem ser obtidas em [46].

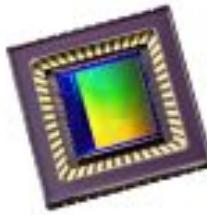


Figura 5.3 - Sensor de Imagem Digital [46]

## 5.2 Análise dos parâmetros da câmera digital

Escolhida a câmera digital, foram feitos alguns experimentos para analisar o comportamento da mesma, visando conferir os dados do fabricante ou analisar o seu comportamento. Assim, as seções seguintes se dispõem a mostrar os resultados práticos encontrados.

### 5.2.1 Curva de resposta à potência luminosa

A potência luminosa recebida pela câmera é proporcional a média dos *pixels* para uma pequena área da imagem (através de um software especialmente desenvolvido). Assim, aumenta-se linearmente a potência do laser e avalia-se a media dos valores dos *pixels* captada pela câmera. O objetivo é verificar a linearidade através desse experimento (não serve para medir a potência luminosa da fonte).

A curva de resposta que relaciona a potência luminosa (em watts) da luz proveniente do laser e o valor da média dos *pixels* de uma pequena área da imagem (ROI) vista pela câmera (em tons de cinza) é mostrada na figura 5.4.

Esta curva mostra que a câmera é fortemente não linear para uma faixa de tons de cinza acima de 160. No entanto, há uma forte dependência entre a

linearidade e o tempo de exposição da imagem, isto é, quanto menor o tempo de exposição da imagem, mais acentuada é a não linearidade. Por causa destas limitações escolheram-se tempos de exposição e potência do laser (cujos valores típicos são  $600\ \mu s$ , 1 W) tais que não estivessem dentro da região não-linear da câmera.

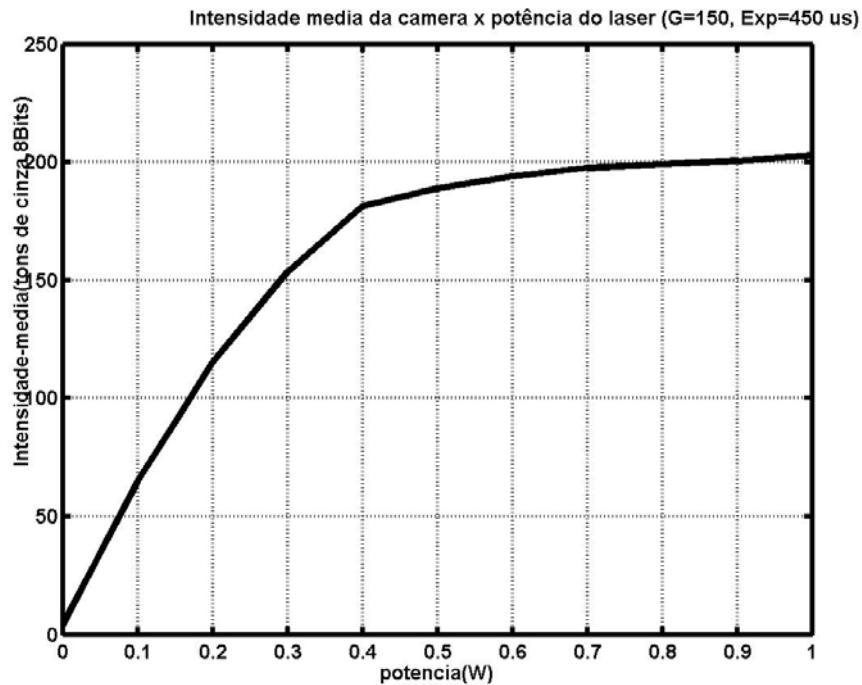


Figura 5.4 – Valores médios da câmera em função da potência luminosa produzida pelo laser.

### 5.2.2 Transmissão de uma imagem

Dois parâmetros são fundamentais para o sucesso do controlador: tempo de transmissão de uma imagem e variação do tempo de transmissão entre imagens consecutivas.

O tempo de transmissão de uma imagem depende diretamente de alguns parâmetros, tais como o número de bytes por imagem (*BytesPerPacket*) e o número de pacotes por imagem (*PacketsPerImage*) [43] e devem ser configurados adequadamente.

O formato que permite trazer uma pequena área de imagem em alta velocidade [20] [43] [17] é denominada de formato 7, modo 0 (padrão especificado pela IEEE-1394). Escolhe-se o valor mínimo de dois pacotes por imagem, e o melhor número de bytes por imagem (em função do tamanho da imagem desejada). Com estes dados, segundo o fabricante, a maior taxa de

transmissão possível é de 4 kHz (considerando-se que há suficiente luz para sensibilizar os fotodetectores em taxas de transmissão tão elevadas)[20] .

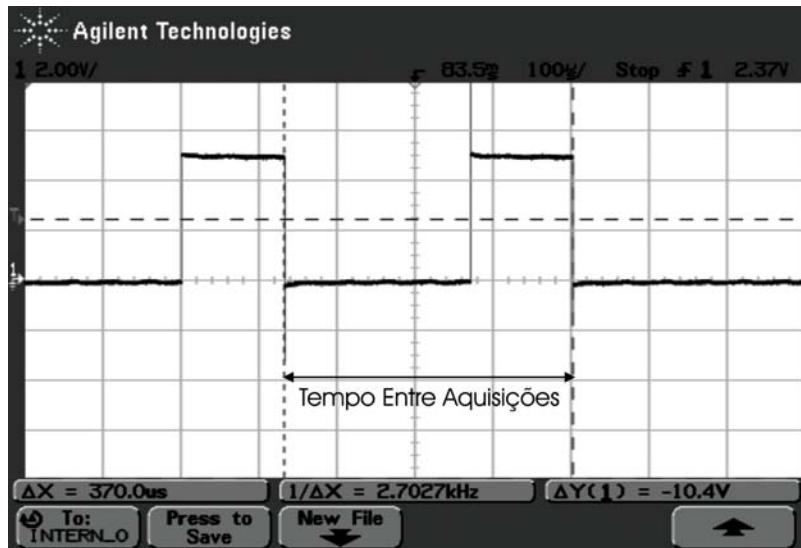


Figura 5.5 - Tempo entre aquisições.

Na prática observa-se que as restrições de potência do laser e a linearidade da câmera limitam a freqüência máxima nesse sistema a 2,7 kHz (por conveniência usou-se 1.670 Hz). A figura 5.5 mostra o tempo entre aquisições, que neste caso é de 370  $\mu$ s (2.7 kHz).

### 5.2.3 Freqüência de aquisição de uma área da imagem (ROI)

Para a análise do comportamento do sistema de aquisição e da freqüência máxima que se pode medir, fez-se uso de um sistema mecânico que interrompe o feixe de luz, tornando a luz pulsada (*chopper óptico*). Adquire-se imagens seqüencialmente de uma região de interesse (ROI), e calcula-se a média da intensidade desta região para cada aquisição. Estes valores médios devem variar de acordo com a freqüência de interrupção do feixe óptico.

A freqüência de aquisição escolhida é de 2,2 kHz, e a freqüência de variação da interrupção do feixe de luz varia continuamente até 2,5 kHz.

A figura 5.6 mostra a intensidade média de uma região da imagem (ROI) adquirida pela câmera em função do tempo, quando a freqüência de interrupção do feixe óptico foi de 50 Hz.

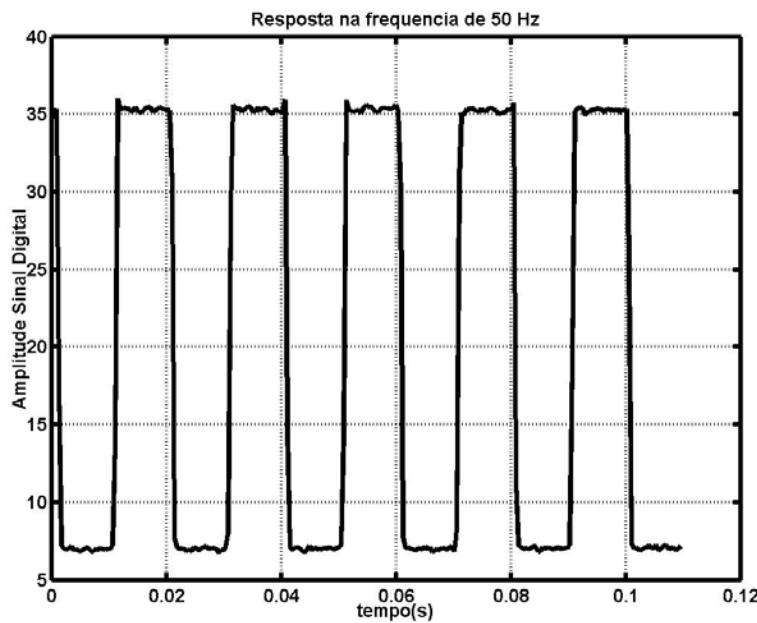


Figura 5.6 - Sinal visto pela câmera quando o feixe óptico foi interrompido numa freqüência de 50 Hz.

Varia-se a freqüência de interrupção do feixe óptico e observa-se o sinal obtido pela câmera. Pela análise visual do sinal visto pela câmera, chega-se a algumas conclusões:

- a máxima freqüência de interrupção da luz em que a câmera ainda percebe o sinal sem alterações é em torno de 500 Hz. A Partir desse momento o sinal não é mais uma onda quadrada, mas tende a se tornar triangular;
- a partir da freqüência de 700 Hz o formato se torna uma rampa (crescente e decrescente), com as amplitudes da rampa iguais as da onda quadrada inicial.
- na freqüência de 1 kHz ocorre a diminuição da amplitude do sinal visto pela câmera, decrescendo a medida que a freqüência aumenta.
- para freqüências acima de 2,2 kHz observa-se uma nítida degradação na forma de onda (tornando-se um valor contínuo). Este valor era esperado porque essa freqüência é maior que a freqüência de aquisição.
- em algumas freqüências intermediárias ocorre um batimento, resultado da interação da freqüência específica do *chopper* óptico com a freqüência de aquisição da câmera.

Portanto, o sistema de aquisição de uma pequena imagem de interesse

funciona muito bem. Além disso, a câmera percebe as variações na luz até bem próximo da freqüência de 500 Hz, o que para este sistema é algo bom.

#### 5.2.4 Conclusão

A câmera de vídeo Basler® tem condições de ser usada neste sistema no controle em malha fechada. As análises mostraram que há, porém, alguns fatores desconhecidos, especialmente na linearidade da câmera em freqüências de aquisição muito altas. Em sistemas com controle em malha aberta isso seria um problema, ainda que contornável, porque a câmera permite carregar uma tabela de correção que visa linearizar a sua resposta.

Para este sistema definem-se o tempo de exposição da câmera como sendo de 600  $\mu$ s, considerando uma região da imagem (ROI) para medição da fase de 10x12 *pixels* (equivalente a 116 bytes), localizada no centro da imagem completa vista pela câmera, e dois pacotes (*packets\_per\_frame*) por imagem. Esses valores estão dentro da faixa de utilização da câmera em termos de velocidade e tempo de transmissão.

No apêndice 1 discute-se algumas características técnicas que diferenciam o sensor de imagem CMOS dos sensores CCD convencionais e as principais empresas fabricantes desses sensores.

### 5.3 Circuito de conversão digital-analógico

A conversão digital-analógica é realizada por um circuito eletrônico com o objetivo de transformar um valor digital, oriundo do software de controle, em um valor analógico equivalente, apropriado para o atuador escolhido.

Existem sistemas comerciais para fazer a conversão e amplificação de sinais, como por exemplo, a placa de conversão da *National Instruments*, modelo DAQ-6024E. No entanto, testes realizados com esta placa (disponível no laboratório) mostraram duas dificuldades básicas:

- a) não é uma tarefa simples alterar o software de acesso às placas para que os processos funcionem em tempo real;
- b) a freqüência máxima que se pode operar com estas placas está limitada a 10 Hz, o que está muito abaixo da necessidade.

Como o custo de aquisição de placas especializadas que tenham maior freqüência são altos, optou-se por desenvolver um circuito dedicado para a função de acionamento do atuador piezoelétrico.

O circuito de conversão utiliza um conversor digital-analógico (DAC), uma fonte de tensão independente e um amplificador operacional para amplificar o sinal analógico.

A figura 5.7 mostra o diagrama de blocos do circuito de conversão. O DAC recebe sinais digitais do PC (controle), converte em analógico e entrega ao amplificador, que por sua vez amplifica a níveis adequados para o atuador escolhido (PZT).

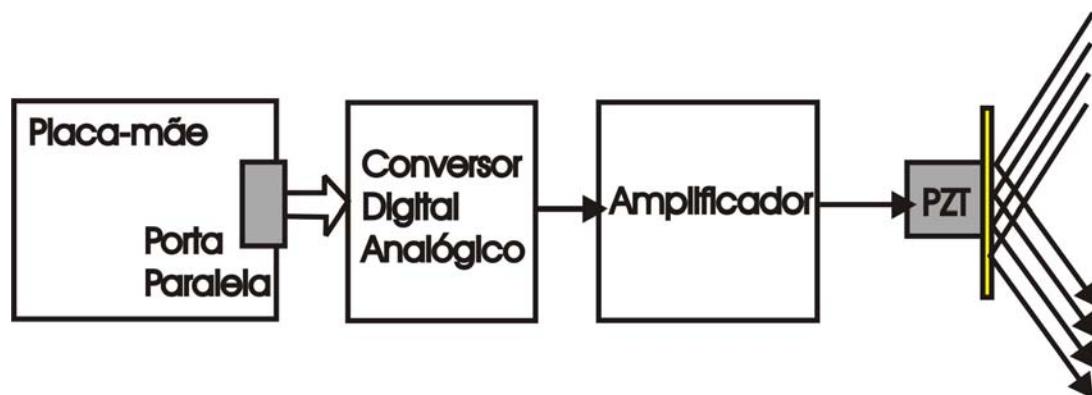


Figura 5.7 – Diagrama de blocos do circuito de conversão.

O desenho da placa e a descrição do circuito eletrônico, bem como a descrição do software de acesso à porta paralela estão detalhados no apêndice 2.

### 5.3.1 Resultados práticos

A figura 5.8 mostra a placa desenvolvida e os componentes já montados do circuito de conversão digital-analógico.

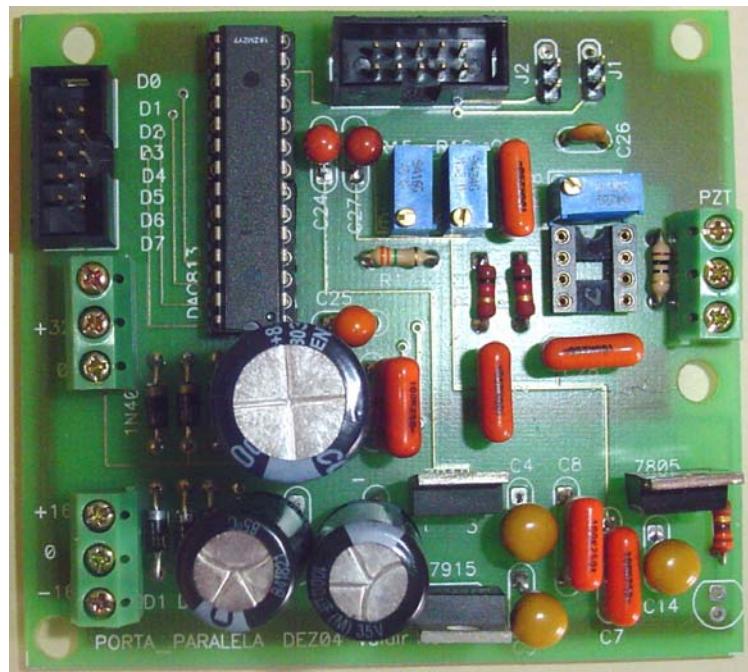


Figura 5.8 – Placa de circuito impresso e seus componentes.

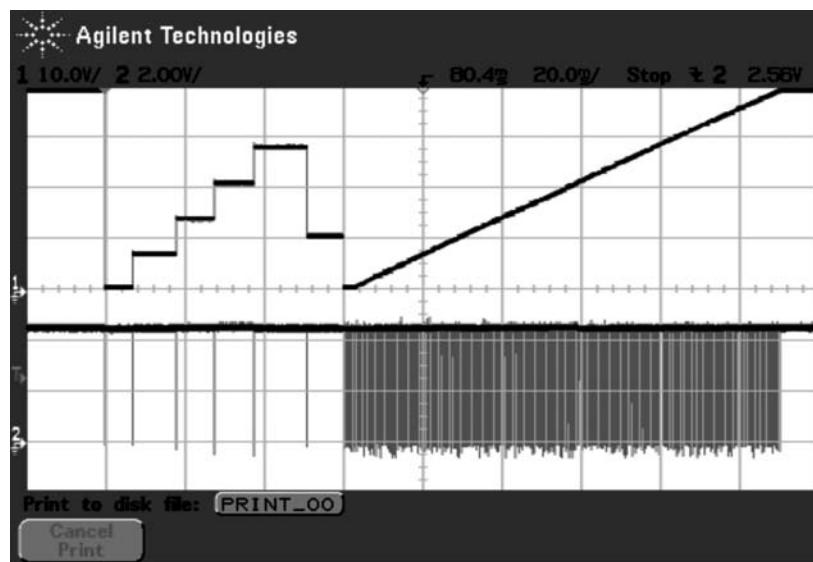


Figura 5.9 - Geração de quatro passos no PZT seguido de uma rampa.

A figura 5.9 mostra o registro da tensão de saída do circuito de conversão digital-analógico, no formato de uma rampa, gerado pelo software de controle. Observa-se que não há deformação perceptível da tensão de saída, mostrando que a corrente de saída é suficiente para deslocar o atuador piezoelétrico.

A figura 5.10 destaca o tempo entre a recepção do sinal de comando e o sinal de saída, incluído o tempo em que se envia o comando e o tempo em que efetivamente esse comando aparece na saída em forma de tensão. A soma

destes tempos é inferior a 10  $\mu$ s.

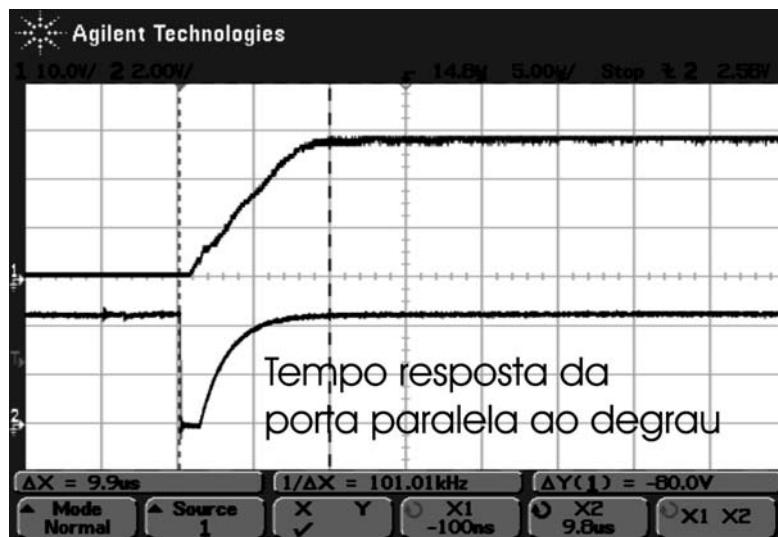


Figura 5.10 - Tempo de resposta da porta paralela ao um degrau de tensão.

## 5.4 Atuador piezoelétrico

O atuador é composto de um cristal piezoelétrico que, quando submetido a um campo elétrico, deforma-se numa direção principal, e de um espelho colado nele que reflete a luz de um dos braços do interferômetro. Ao deformar-se o cristal, o espelho se desloca. Com isso, a fase da luz no braço do sistema interferométrico onde ele está inserido também varia.

Para que o tempo de excursão seja o menor possível, a massa do espelho deve ser pequena, na ordem da mesma massa do PZT. Escolheu-se um PZT da Piezomechanics<sup>TM</sup>, modelo PSt 150/5x5/7.

A figura 5.11 mostra o atuador piezoelétrico com o espelho colado nele.

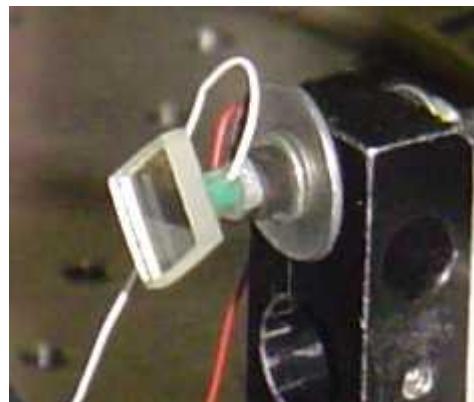


Figura 5.11 - PZT com o espelho colado.

A curva característica da resposta estática do atuador piezoelétrico (figura 5.11) foi levantada em laboratório, utilizando um interferômetro de Michelson, com um laser de comprimento de onda de 514 nm. Com esta curva determina-se o valor da tensão a ser aplicada no cristal piezoelétrico para que ele tenha um determinado deslocamento.

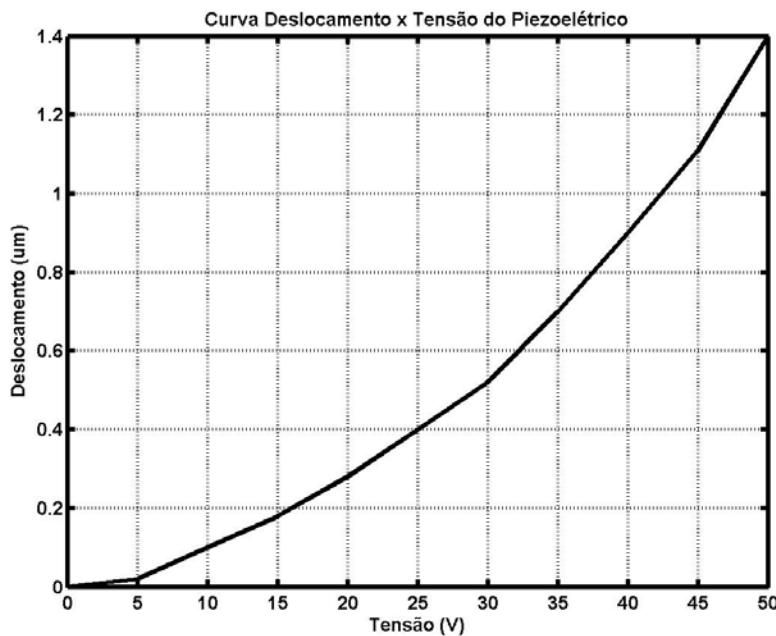


Figura 5.12 – Relação tensão (V) e deslocamento ( $\mu\text{m}$ ) do atuador piezolétrico.

Ensaios realizados mostram que o atuador responde bem às freqüências altas (em torno de 3 kHz) para amplitudes de deslocamentos próxima ao equivalente à metade do comprimento de onda utilizado ( $\lambda/2$ ).

## 5.5 Definição da objetiva

A câmera possui uma rosca padrão tipo “C-mount” convencional freqüentemente aplicado à câmeras de vídeo. O formato do SID é do tipo VGA (isto é, 490 x 650), permitindo usar uma objetiva para sensores de imagem de  $\frac{1}{2}''$ , porque o tamanho do *pixe* é de 9,9  $\mu\text{m}$ , formato quadrado e a diagonal do SID mede 8 mm.

Para definir a escolha da objetiva adequada levou-se em conta a distância mínima e máxima do objeto e o campo de visão.

Com estes dados calculou-se dois parâmetros que definirão a objetiva a ser usada: o número F e o comprimento focal da objetiva.

### 5.5.1 Cálculo do número F

O número F expressa a relação entre o comprimento focal da lente ( $f$ ) e o diâmetro efetivo do diafragma (D), expresso pela equação 5.1. Em geral o número F é variável nas objetivas, tipicamente assumindo valores fixos de 1.4, 2.0, 2.8, 4.0, 5.6, 8 e assim por diante. Quanto menor o número F maior é a abertura do diafragma.

$$F = \frac{f}{D} \quad (5.1)$$

Em holografia eletrônica procura-se ajustar o número F tal que o diâmetro circunscrito dentro do *pixel* do SID seja muito próximo ao diâmetro do *speckle*, dado pela equação 5.2 [11] .

$$d_{sp} = 2,4\lambda F \quad (5.2)$$

Se  $\lambda$  é igual a 650 nm, e o  $d_{sp}$  igual ao diâmetro circunscrito do *pixel* no SID (10 μm), então o valor calculado do número F é 6,41.

Portanto, escolhe-se uma objetiva que permita ser regulada para ter um número F próximo ou maior ou igual a esse valor.

### 5.5.2 Cálculo do comprimento focal (f)

As objetivas são determinadas também pelo comprimento focal da lente (f). Para se determinar o comprimento focal da lente, necessita-se conhecer a ampliação desejada da imagem ( $\beta$ ) e a distância entre o objeto e a lente (S). Da óptica clássica [5] sabe-se que:

$$\frac{1}{S} + \frac{1}{S'} = \frac{1}{f} \quad (5.3)$$

A ampliação é:

$$|\beta| = \frac{S'}{S} = \frac{Y'}{Y} \quad (5.4)$$

Onde Y representa o diâmetro do objeto e Y' representa o diâmetro da imagem no plano focal (20mm para o SID).

Considera-se o objeto a 300 mm (mais próximo) e com campo de visão menor (50 mm), determina-se f.

$$f = \frac{300 \text{ mm}}{1 + \frac{1}{\frac{8}{50}}} = 41.4 \text{ mm} \quad (5.5)$$

Se o objeto estiver a 2000 mm e com campo de visão de 500 mm,  $f$  assume o valor de 31,5 mm.

### 5.5.3 Seleção da objetiva

Com estes dados selecionou-se uma objetiva com as seguintes características:

- a) Comprimento focal fixo de 35 mm
- b) Possibilidade de ajustar o foco, permitindo flexibilidade na focalização do objeto.
- c) Permite alterar o número F desde 2.0 até 16, passando por 8 que é o valor de trabalho selecionado.
- d) Lente plana, rosca do tipo C-Mount, para CCD de  $\frac{1}{2}$ ".
- e) Íris manual.

A objetiva Navitar, modelo NAV3520, atende a essas especificações.

## 5.6 O laser

Utilizou-se um laser de Argônio, fabricado pela Coherent®, modelo Anova 300, cuja potência máxima é de 1,5 W no comprimento de onda de 514 nm (verde), mostrado na figura 5.13. A potência pode ser mantida constante se usado no modo de controle de intensidade luminosa. Porém, devido à degradação da cavidade ressonante e da refrigeração forçada (que geram turbulências na parte interna), este laser apresenta um mau funcionamento que se reflete na oscilação da potência, em torno de 10% do seu valor nominal. Essa oscilação tem como freqüência fundamental o valor de 116 Hz, sendo um importante fator de limitação de controle nesse sistema.

A figura 5.13 mostra o laser sobre colchões de ar para reduzir a transmissão das vibrações mecânicas decorrentes da circulação forçada da água para a mesa de medição.

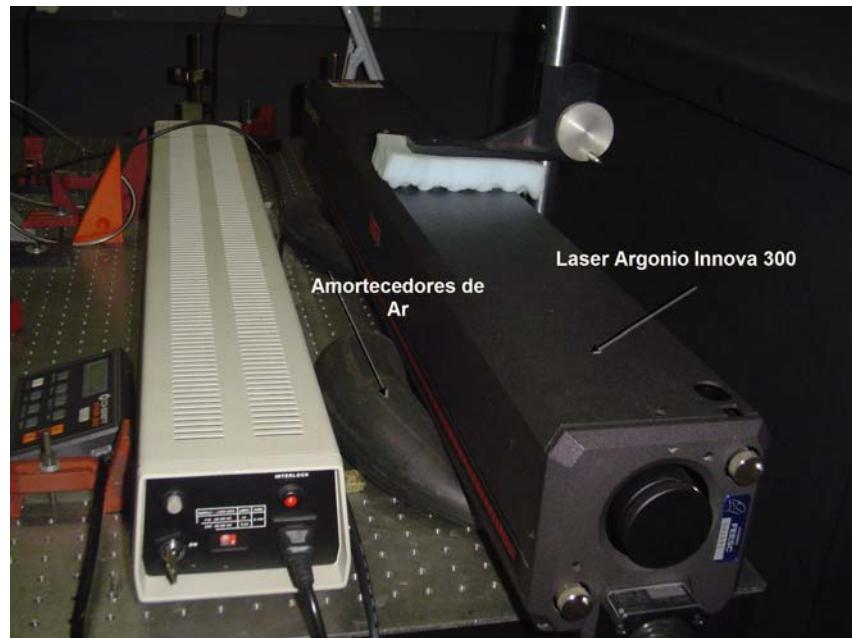


Figura 5.13 - Laser de argônio utilizado.

A figura 5.14 mostra o registro do sinal da potência da luz do laser medida por um fotodiodo, amostrada por um osciloscópio digital.

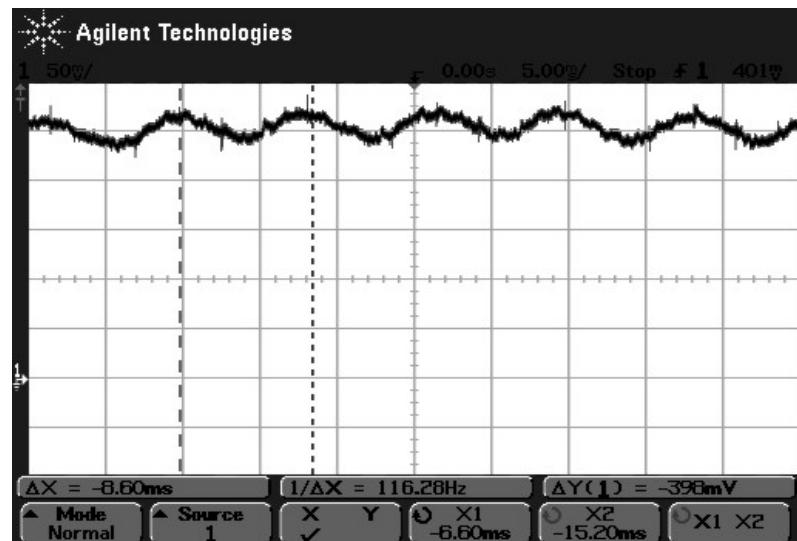


Figura 5.14 - Oscilação na potência da luz do laser.

Essas perturbações alteram a fase medida (figura 5.15), introduzindo um elemento perturbador da fase que não é proveniente de perturbações em um dos braços do interferômetro. Essas perturbações são minimizadas com a atuação do sistema de controle em malha fechada, mas limitam a máxima freqüência de controle do sistema.

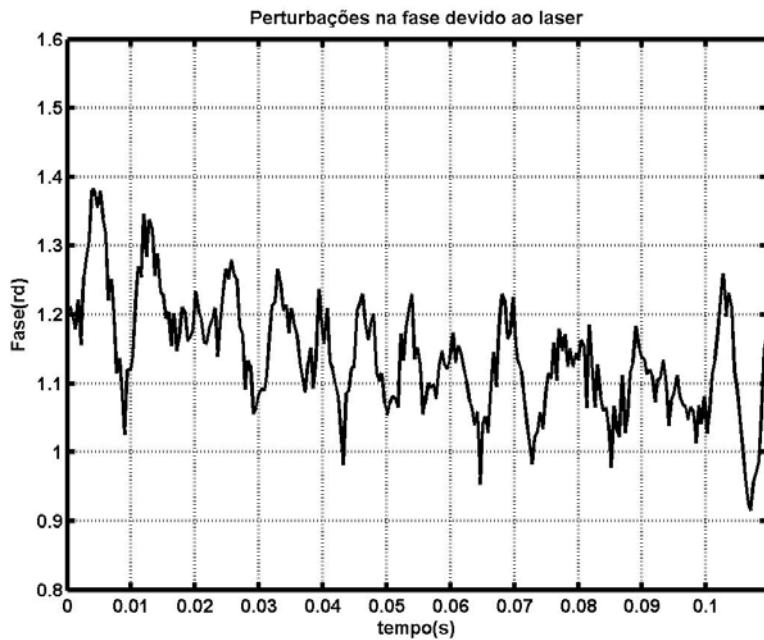


Figura 5.15 - Registro da medição da fase em malha aberta sob perturbação da variação cíclica da potência da luz do laser.

## 5.7 Conclusão

A taxa de leitura de uma imagem completa é muito pequena para fins de controle, chegando ao máximo de 100 imagens por segundo. No entanto, é possível ler uma parte da imagem (ROI) para fins de controle numa taxa bem maior.

Para que isso seja possível, a câmera de vídeo deve ter condições de entregar parte da imagem numa taxa maior e o protocolo de comunicação deve prever essa possibilidade. Essas duas características foram obtidas na escolha da câmera de vídeo e no uso do protocolo IEEE-1394, especificamente através do modo de operação conhecido como “formato 7,” especificado pela 1394 *Trade Association* através da norma DCAM (*Digital Camera Specifications*) [17] [43].

Definindo-se uma janela de 10x12 *pixels*, obtém-se velocidades de leitura de até 4.000 imagens por segundo, ou 4 kHz, mas nessa velocidade não se obtém uma imagem de boa qualidades para controle, nas condições de iluminação e abertura de lentes disponíveis.

Ao se escolher a câmera de vídeo, levou-se em consideração as características de velocidade de conversão digital, e a possibilidade de usar o paralelismo entre conversão de dados e integração da próxima imagem (conhecido como “pipeline”). Com isso os dois maiores tempos envolvidos

(tempo de integração e tempo de transferência de dados) ocorrem em paralelo e duplicam a velocidade na malha de controle.

Para permitir uma melhor desempenho no controle, deve-se diminuir o tempo de exposição para um valor máximo de 600  $\mu\text{s}$ , e se ocorrer baixa luminosidade, deve-se aumentar a intensidade do laser.

Assim, para o controle, os tempos estimados são mostrado na tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Tempos estimados para ler uma janela de 10x12 *pixels*.

	Tempo estimado	Tempo Acumulado
Tempo de exposição (varia desde 0,8 $\mu\text{s}$ até 30 ms)	600 $\mu\text{s}$	600 $\mu\text{s}$
Tempo de transferência (em paralelo com a exposição)	600 $\mu\text{s}$	600 $\mu\text{s}$
Tempo de processamento	100 $\mu\text{s}$	700 $\mu\text{s}$
Tempo de atuação	10 $\mu\text{s}$	710 $\mu\text{s}$

Portanto, o tempo total de controle será de 710  $\mu\text{s}$ , permitindo controlar perturbações na ordem de 700 Hz.

A câmera Basler A602fm, associada a um PC e o circuito de comando pela porta paralela, formam um sistema integrado que permite ações de controle, sendo este sistema pequeno, simples e de baixo custo.

# Capítulo 6

## Software do sistema

O software do sistema implementa a técnica holografia eletrônica com deslocamentos temporais da fase [8], mantendo a fase estabilizada durante o processo de medição.

Para que isso possa ocorrer da melhor forma possível, é importante avaliar qual sistema operacional seria ideal considerando as limitações e objetivos propostos. Discute-se, então, as características importantes de cada um deles com o foco na área de controle de processos.

Escolhido o sistema operacional, descreve-se o funcionamento geral do software do sistema, suas funções, implementações e interações com o usuário.

### 6.1 Sistemas operacionais e seu uso em controle

Basicamente existem dois tipos de sistemas operacionais que podem ser usados para controle de processos: os de uso geral (GPOS) e os de tempo real (RTOS). Analisam-se dois sistemas operacionais de uso geral, o Windows e o Linux, e um de tempo real, o RT-Linux.

#### 6.1.1 Sistema operacional Windows

Em primeiro plano verificou-se a viabilidade de utilizar a câmera digital no SO Windows XP, que é o SO para qual a câmera foi originalmente concebida pelo fabricante. O sistema operacional Windows é um sistema de uso geral (GPOS), e portanto, é não determinístico. Isto quer dizer que não é possível determinar ou predizer quando uma determinada parte de software que está em execução, ou aguardando a execução, será de fato executada pelo processador e portanto, o tempo de execução é variável. Experimentos realizados mostram que há uma grande quantidade de *jitter*<sup>1</sup> por software, congelamentos de tarefas, agendamento de tarefas de maneira não previsível. Tudo isso inviabiliza o uso do sistema operacional Windows para tarefas que exigem controle

---

<sup>1</sup> Oscilações no tempo entre tarefas.

apurado ou tarefas críticas por longos períodos. Ninguém pensaria em usar o sistema Windows como base para controlar uma usina nuclear, por exemplo.

Porém, com a evolução desse sistema operacional é possível alterar a prioridade de uma tarefa no agendador de tarefas (peça de software parte do núcleo dos sistemas operacionais), colocando certas tarefas em nível de prioridade conhecido como “tempo real”, garantindo uma certa condição de tempo mínimo. Assim, é possível desenvolver tarefas de controle no modo tempo real, desde que estas tarefas tenham uma vida curta, ou seja, não necessitem ficar controlando um valor de referência durante longos períodos de tempo.

Verificou-se esses problemas desenvolvendo uma tarefa simples: gerar uma rampa de tensão usando a porta paralela, em 12 bits. Ao mover o mouse, ou tentar realizar outras tarefas, o sinal gerado desaparece. Além disso, a rampa fica oscilando no tempo, isto é, não é uma rampa, mas algo apenas parecido. Alterando-se a tarefa para uma prioridade alta, consegue-se manter um sinal de rampa na porta paralela estável. Nesse caso as demais tarefas ficam bloqueadas.

A figura 5.9 mostra que é possível gerar uma rampa, com inclinação constante, usando o SO Windows XP, ao utilizar-se do nível de prioridade tempo real para a execução desta tarefa.

### 6.1.2 Sistema operacional Linux

Como opção imediata, passou-se a verificar se o sistema Linux® era melhor nesse sentido. O Linux é um sistema operacional de fonte aberta, baseado no Unix (criado por Linus Torvalds em 1992) [44]. Apresenta uma estrutura com um núcleo (*kernel*) tradicional, do tipo de uso geral.

As características do Linux são muito semelhantes às do Windows, porque ele também não é um sistema preditivo e não é determinístico. Portanto, usar o Windows ou o Linux daria praticamente o mesmo resultado.

Entretanto, não havia nenhum tipo de suporte à câmera Basler para o sistema operacional Linux, nem havia desenvolvimentos de softwares livres compatíveis com a câmera usada. Por isso, essa hipótese foi inicialmente descartada.

### 6.1.3 Sistema operacional Real-Time Linux (RT-Linux)

O RT-Linux [45] é uma extensão do sistema operacional Linux que se propõe a suportar tarefas de tempo real críticas, com restrições temporais. Seu desenvolvimento começou no *Department of Computer Science*, do *New México Institute of Technology*, e que atualmente é fornecido comercialmente pela empresa FSMLabs, Inc.

O núcleo do Linux possui recursos que facilitam a sua adaptação para o contexto de execução de tarefas tempo real, ou seja, que transformariam o sistema em um sistema determinístico e preditivo (mais conhecido como *Real Time Systems*). As aplicações passam a ser sem perda de dados e com acesso imediato à requisições de interrupção [45] [44].

A tabela 6.1 [47] mostra a comparação estatística do desvio padrão médio obtido para a geração de uma onda quadrada de 40 ms numa porta paralela (aplicativo de teste) usando o sistema operacional Linux (os mesmos dados podem ser estendidos ao Windows) e o sistema operacional de tempo real RT-Linux, para diferentes tipos de cargas<sup>2</sup>. Observe que a vantagem é óbvia para o RT-Linux.

Mais informações sobre o funcionamento do RT-Linux estão detalhados no apêndice 3.

Tabela 6.1 - Dados comparativos entre Linux e RT-Linux [47].

<b><i>Tipo de software em paralelo</i></b>	<b><i>Desvio Padrão médio Linux (μs)</i></b>	<b><i>Desvio Padrão médio RT-Linux (μs)</i></b>
Nenhum	1,45	0,89
Poucos	45,61	1,31
Plena carga	538,84	2,45
Acesso ao disco	391,14	1,92
Acesso à rede	114,35	2,53
Cálculos matemáticos	16,79	1,39

---

<sup>2</sup> São softwares que rodam conjuntamente com o aplicativo de testes.

### 6.1.4 Conclusão

Uma característica do RT-Linux observada no período correspondente ao desenvolvimento deste trabalho é a inexistência de módulos de tempo real para o protocolo IEEE-1394. A empresa FSMLabs, detentora da tecnologia, cedeu à Universidade Federal de Santa Catarina a licença de uso por um ano do seu módulo, conhecido como *LNet* (*Light Net*), que permite o acesso em tempo real aos dados provindos de uma porta, tanto no protocolo TCP/IP como IEEE-1394 (que é o interesse nesse caso).

Trabalhou-se algum tempo com a empresa FSMLabs no intuito de gerar o software de controle da câmera seguindo as especificações da DCAM [17] (*Digital Camera Specifications*), para acesso a câmera e da IIDC [17] (protocolo de comunicação com câmeras) para acesso ao nível de hardware, adaptando-o aos comandos disponíveis na *LNet*. No entanto a experiência mostrou que não haveria tempo disponível para realizar um software confiável.

Optou-se em realizar o controle sob o sistema operacional Windows XP, utilizando-se do recurso de alocar uma tarefa em tempo real (bloqueando as demais tarefas) durante o controle nos momentos críticos, liberando o sistema após ter obtido os resultados desejados.

A figura 6.1 representa valores dos períodos entre aquisições para 2.000 aquisições consecutivas. O valor médio é de 625  $\mu$ s, com desvio padrão de 25  $\mu$ s. Distinguem-se dois patamares acima da média: um em 751  $\mu$ s (126  $\mu$ s a mais do que a média.) e outro em 690  $\mu$ s (65  $\mu$ s a mais do que a média).

A existência de variações de tempo entre aquisições é um indicativo de que o sistema operacional está realizando outras tarefas durante a aquisição. Graças à possibilidade de se definir que uma tarefa tem alta prioridade (tempo real) o desvio padrão entre aquisições é pequeno.

O ideal em sistemas de controle é não existir variações de tempo entre aquisições consecutivas, no entanto esse problema é contornável. Nesse caso, deve-se levar em conta a variação do tempo entre aquisições no algoritmo do controlador.

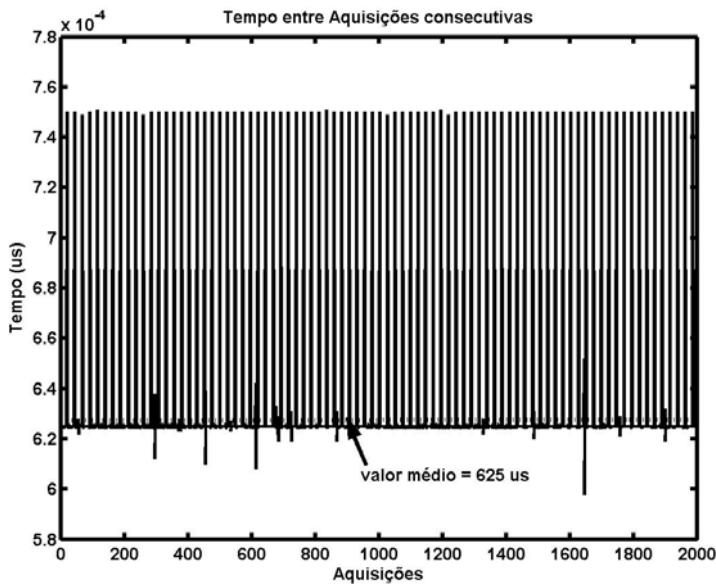


Figura 6.1 - Tempo entre aquisições consecutivas num sistema de aquisição com prioridade de tempo real usando o Windows XP.

## 6.2 Visão geral do software

O software da câmera de vídeo foi totalmente desenvolvido em C++, orientado a objetos, portado para o ambiente Windows, utilizando-se da característica de definir prioridade de tarefas para tempo real. Isso inclui a criação de rotinas de configuração e controle da câmera de vídeo e de acesso aos *drivers*<sup>3</sup> necessários para comunicação com a câmera.

O diagrama de blocos da configuração geral do software é mostrado na figura 6.2. As principais funções são: interface, gerenciador do sistema, aquisição da imagem e controlador.

A interface é responsável por realizar a interação entre o usuário e o gerenciador do sistema. A interface deve permitir:

- a) configurar os parâmetros da câmera de vídeo;
- b) configurar os parâmetros do conversor DAC;
- c) configurar os parâmetros de controle e o tipo de controlador;
- d) determinar as imagens de referência para fins de controle;
- e) ver uma imagem sem controle;
- f) parar ou partir o controle;
- g) arquivar os resultados (tanto a imagem quanto dados do controlador);
- h) visualizar a última imagem e alguns dados de interesse.

---

<sup>3</sup> Software que gerencia um dispositivo físico.

O software que gerencia o sistema é executado em ambiente Windows sem utilizar o recurso de tempo real, e é o principal elemento de software. Ele entrega o controle do software para o bloco controlador quando for o caso e aguarda um retorno quando o erro for menor que o especificado (variável que indica que o controlador alcançou o resultado esperado). Além disso, adquire uma ou várias imagem, configura a câmera, configura o DAC, atua diretamente no DAC e na câmera, e por fim responde aos comandos do usuário.

O bloco controlador realiza a ação de controle, de acordo com as configurações previamente estabelecidas e com um algoritmo próprio para isso. Esse controlador está no ambiente de tempo real (*Real Time*), e uma vez inicializado, é um software bloqueante<sup>4</sup> do sistema operacional. Deve permitir o acesso ao bloco de aquisição de imagem e a memória onde está localizada a última imagem obtida. Além disso, verifica se um número máximo de tentativas para estabilizar o sistema foi atingido, caso em que libera o controle e indica que houve falha (por limitação de um tempo máximo ou pelo número de tentativas). O bloco de controle é descrito no capítulo Capítulo 7.

O bloco de aquisição de imagem faz uma aquisição de uma imagem (inteira ou parcial) e coloca-a numa área de memória comum para que outros aplicativos possam usar essa imagem (*buffer*). Define o estado de um bit dizendo ser esta uma nova imagem.

Os *drivers* da câmera e da placa DAC são módulos de software chamados pelas rotinas superiores, e foram implementadas obedecendo os padrões e normas de acesso à porta padrão IEEE-1394 e à porta paralela [20] [43]. A câmera de vídeo escolhida permite ser configurada através da escrita em registros específicos. Alterar estes registros significa alterar o funcionamento da câmera de vídeo.

O fluxograma da figura 6.3 mostra o caminho a ser seguido pelo software para gerenciar o sistema proposto.

---

<sup>4</sup> Em sistemas multitarefas, isso implica que o sistema operacional não responde a pedidos de interrupção de outros periféricos.

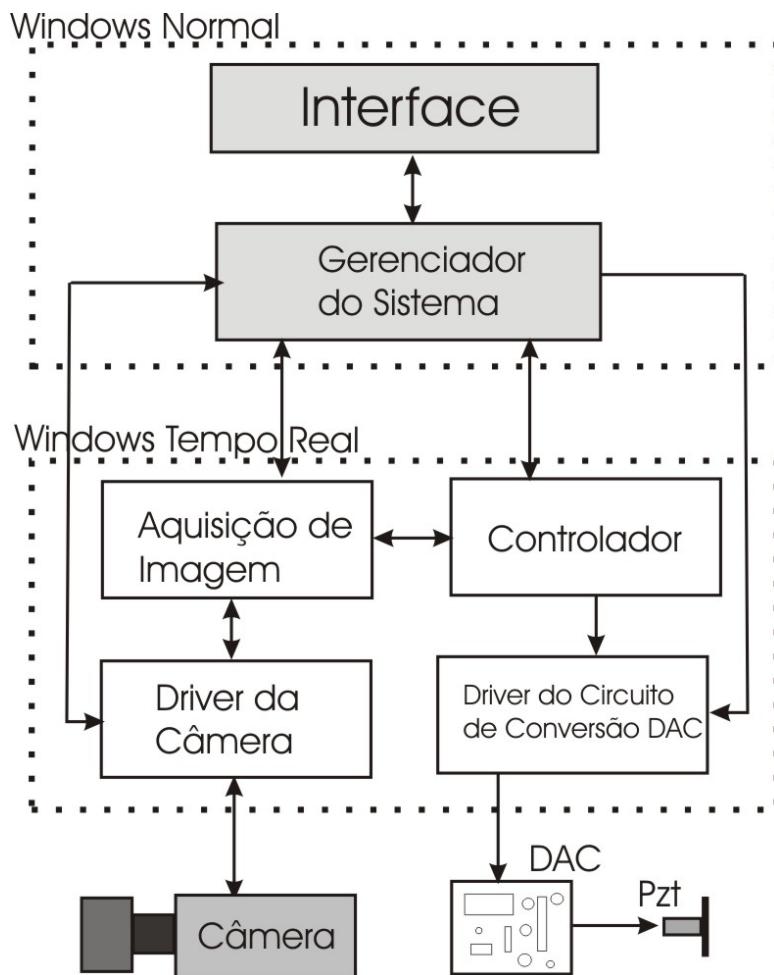


Figura 6.2 - Visão geral do software do sistema.

### 6.3 Softwares de avaliação dos resultados

Para avaliar os resultados foi desenvolvido um software separado, em ambiente Windows, usando a linguagem de programação C#. Este software permite:

- ler imagens em diversos formatos (bmp, tiff, e jpeg);
- calcular o mapa de diferença de fase;
- filtrar imagens;
- remover o salto de fase;
- determinar índices de pseudomodulação;
- operar matematicamente com imagens;
- ver o histograma.

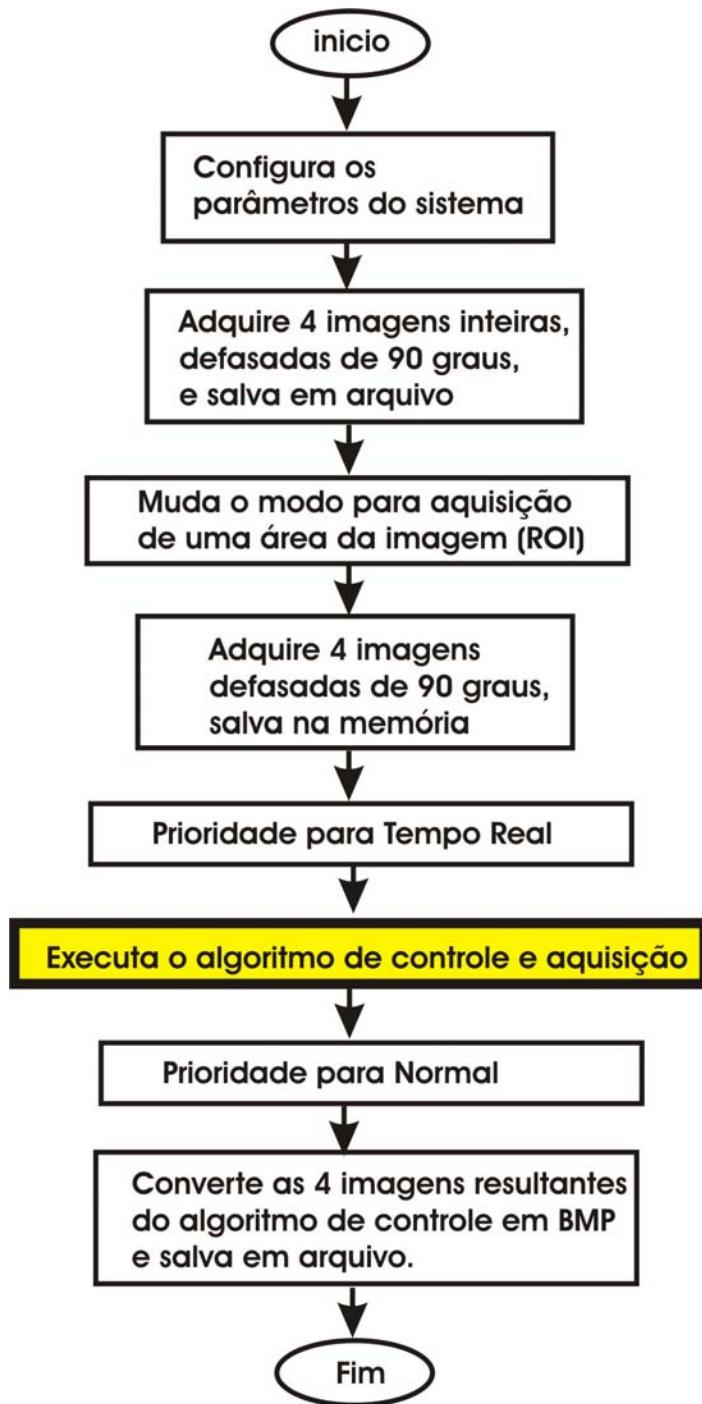


Figura 6.3 - Fluxograma geral do sistema proposto.

## 6.4 Conclusão

As possibilidades de usar outros sistemas operacionais além do Windows foram discutidas e apresentadas as dificuldades de realização com um ou outro tipo de sistema operacional. Em face disso, foi escolhido o sistema operacional Windows XP.

O software realizado permite que o PC controle a câmera através da escrita de comandos na sua memória interna (registros internos), faça a aquisição da imagem pela porta padrão IEEE-1394 e transfira essa imagem adequadamente para o PC. Também permite acionar o cristal piezoelétrico pela porta paralela.

Durante a ação de controle, o software permite que o controlador leia uma janela da imagem em alta velocidade ou leia uma imagem inteira na velocidade nominal da câmera (100 imagens por segundo).

As imagens recebidas da câmera são gravadas no formato *bitmap* para serem manipuladas posteriormente por outros softwares aplicados à HE e para avaliação de resultados.

## Capítulo 7

### Sistema de controle em malha fechada

O módulo de controle do software executa ações de controle baseado nas informações que chegam a ele da câmera de vídeo. A saída do controlador é uma palavra digital que comandará o atuador PZT. Este módulo é executado com prioridade de tempo real dentro de uma tarefa (*thread*) do Windows.

O tipo de controlador escolhido e seus parâmetros determinam o comportamento do sistema de controle. Por isso, neste capítulo detalha-se o controlador e avalia-se teoricamente o seu desempenho utilizando-se de recursos de simulação.

Por fim, descreve-se o projeto e implementação do filtro digital.

#### 7.1 Visão geral

A figura 7.1 mostra o diagrama do sistema de controle em malha fechada. A fase de referencia ( $\varphi_R$ ) é definida pelo usuário, e a fase atual ( $\varphi_A$ ) provém da imagem atualmente obtida da câmera. A fase atual, subtraída da fase de referência ( $\varphi_R$ ) gera um erro de fase ( $E\varphi$ ), que se pretende minimizar pela atuação do controlador. A entrada ( $\varphi_P$ ) se refere a qualquer perturbação externa que possa alterar a fase da imagem.

O resultado do algoritmo de controle ( $\varphi_C$ ) é um número digital de 12 bits, que será escrito na porta paralela do PC. Esse número será convertido em um valor analógico por um circuito especializado e servirá como comando do atuador piezoelétrico.

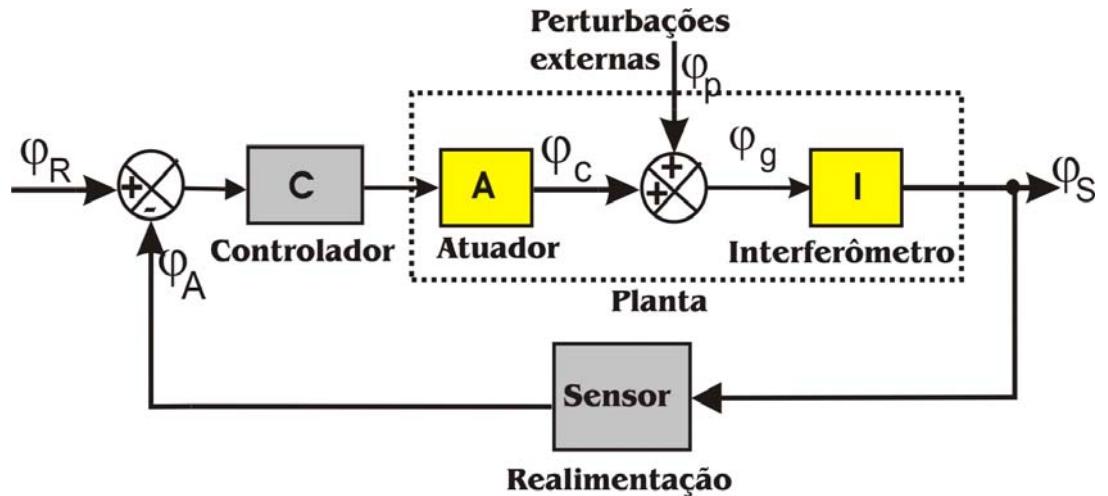


Figura 7.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle.

A função transferência deste sistema de controle em malha fechada é expressa pela equação 7.1 [49], no domínio da freqüência.  $G(s)$  representa o sistema a controlar (interferômetro, atuador e a perturbação),  $H(s)$  representa a realimentação e  $C(s)$  representa o controlador.

$$\frac{\varphi_s(s)}{\varphi_R(s)} = \frac{C(s).G(s)}{1+C(s).G(s).H(s)} \quad (7.1)$$

A figura 7.2 mostra o fluxograma do módulo controlador.

O controlador começa com a fase de referência em zero grau, adquire uma imagem da área de interesse (ROI) e calcula a fase (descrito na seção 4.3.2) baseado nas imagens de referência previamente adquiridas.

Conhecida a fase atual, subtraindo-a da fase de referência, determina-se o erro de fase. Se este erro estiver dentro de uma certa faixa pré-definida, durante vários ciclos consecutivos (em torno de 50 ciclos), considera-se que a fase está estabilizada. Adquire-se, então, uma imagem completa armazenando-a na memória. Incrementa-se a fase de referência em 90 graus e repete-se o processo, até adquirir quatro imagens completas, defasadas entre si de 90 graus.

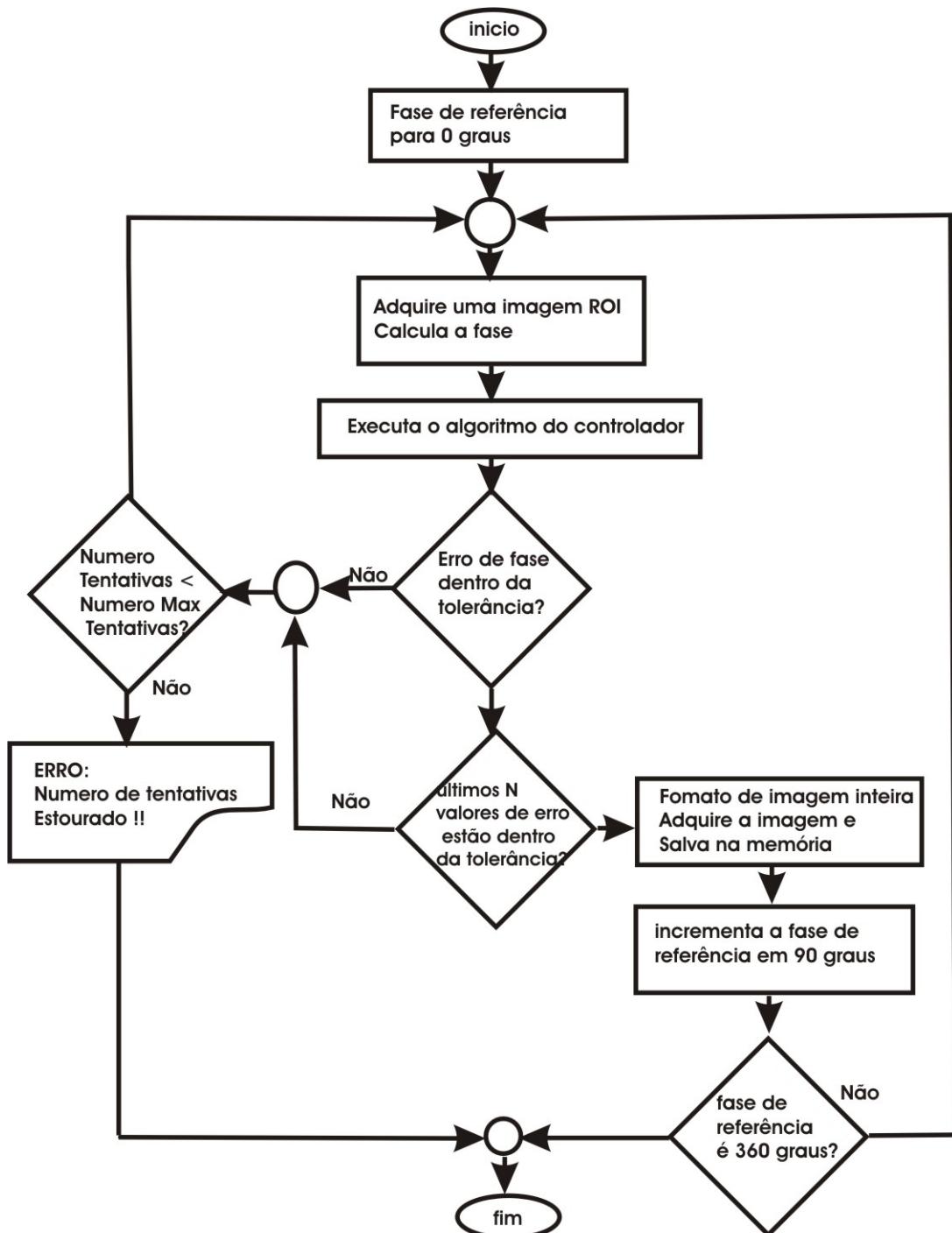


Figura 7.2 - Fluxograma do módulo de controle.

## 7.2 Algoritmo para obter quatro imagens de referência

Antes de qualquer ação de controle, é necessário adquirir quatro imagens de referência, deslocadas uma da outra em 90 graus. Essas imagens terão o tamanho especificado pelos limites da região de interesse (ROI).

Durante a aquisição destas imagens de referências pode haver perturbações tais que geram erros nas diferenças de fase entre as imagens.

Para se reduzir os erros de fase entre as imagens de referência, realiza-se um algoritmo iterativo. Obtém-se quatro imagens em malha aberta como descrito acima. Em seguida fixa-se o valor da fase de referencia do controlador como sendo 90 graus e solicita-se ao algoritmo de controle que estabilize a fase. Quando isso acontecer, adquire-se uma imagem da região de interesse (ROI) que será armazenada no lugar da imagem de referencia de 90 graus. Repete-se o processo para as imagens de 180 e 270 graus.

### 7.3 Algoritmo do controlador [49] [50]

Algumas características do sistema são previamente conhecidas:

- a) não é possível determinar com exatidão o modelo do sistema a controlar (planta);
- b) o sistema a controlar varia de acordo com a montagem do sistema óptico;
- c) as perturbações alteram dinamicamente o sistema a controlar, cujos valores não podem ser determinados isoladamente do próprio sistema.

Portanto, o controlador mais adequado que cumpre as características do sistema é o Proporcional-Integral-Derivativo (PID). Além disso, possui características desejáveis em qualquer sistema de controle: erro de regime permanente zero e controle da taxa de subida (*slew-rate*) por ter um elemento derivativo na sua formulação [49].

A equação do controlador PID no domínio do tempo (equação 7.2) mostra os seus três elementos: **proporcional**, representado pelo primeiro termo, **integral**, representado pelo segundo termo e **derivativo**, representado pelo terceiro termo. As constantes  $K_p$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$  representam o ganho proporcional, o tempo de integração e o tempo derivativo, respectivamente. A variável  $Erro(t)$  representa a diferença entre o valor atual da fase e o valor de referência.

$$Y(t) = K_p \left[ Err(t) + \frac{1}{\tau_I} \int Err(t) dt + \tau_D \frac{d[Err(t)]}{dt} \right] \quad (7.2)$$

Aplica-se a transformada de Laplace à equação 7.2, resultando na equação 7.3.

$$Y(s) = K_p \left[ Erro(s) + \frac{1}{\tau_I s} Erro(s) + \tau_D s Erro(s) \right] \quad (7.3)$$

Como o controle é digital, passa-se do domínio de freqüência para o domínio discreto através da transformada Z e por meio de equações de diferença[49][51]. A equação 7.3 se torna na equação 7.4 , para a i-ésima iteração, onde  $Y_i$  é a saída atual do controlador.

$$Y_i = K_p \left[ Erro_i + \frac{1}{\tau_I} \sum Erro_i (\Delta t_i) + \tau_D \left( \frac{Erro_i - Erro_{i-1}}{\Delta t_i} \right) \right] + Y_{i-1} \quad (7.4)$$

O controlador PID utiliza-se dos seguintes dados:

- a. freqüência de amostragem ou período de amostragem ( $\Delta t_i$ ), que pode ser constante ou não;
- b. valor inicial do termo que representa a integral (em geral é zero);
- c. valor inicial da saída do controlador  $Y_0$  (geralmente o mais próximo da fase que se quer controlar);
- d. determinação prévia do erro de fase;
- e. constantes  $K_p$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$  definidas pelo usuário.

Na primeira iteração ( $i=0$ ), como ainda não se conhece o valor da diferença de tempo entre aquisições ( $\Delta t_i$ ), o termo integral e o termo derivativo se tornam zero, e o controlador é puramente proporcional. Seguem-se os seguintes passos:

- a) conhecendo-se a curva característica do PZT, coloca-se na saída do DAC um valor  $Y_0$  próximo do valor da fase de referência;
- b) a fase atual e o erro de fase são calculados;
- c) o tempo  $t_0$  é determinado como o valor inicial do tempo, e servirá para calcular a variação do tempo;
- d)  $Y_1$  é calculado.

As demais iterações seguem as equações 7.5 a 7.10 .

O erro atual é definido pela diferença entre as fases de referência e a fase atual (equação 7.5). Determina-se o tempo entre aquisições (equação 7.6), o valor do termo integral (I) (equação 7.7) e do termo derivativo (D) (equação 7.8). Obtém, com estes dados, a saída para o atuador PZT (variável Y), representada pela equação 7.10.

$$Erro_i = (\varphi_{ref} - \varphi_i) \quad (7.5)$$

$$\Delta t_i = t_i - t_{i-1} \quad (7.6)$$

$$I_i = I_{i-1} + Erro_i \cdot \Delta t_i \quad (7.7)$$

$$D_i = \frac{Erro_i - Erro_{i-1}}{\Delta t_i} \quad (7.8)$$

$$\Delta Y_i = K_P \cdot (Erro_i + \frac{I_i}{\tau_I} + \tau_D \cdot D_i) \quad (7.9)$$

$$Y_i = Y_{i-1} + \Delta Y_i \quad (7.10)$$

Após a determinação do valor de saída ( $Y_i$ ), atualiza-se o tempo, o erro, o valor da integral e o valor da saída para o próxima iteração, representada pelas equações 7.11, 7.12, 7.13 e 7.14, respectivamente.

$$t_{i-1} = t_i \quad (7.11)$$

$$Erro_{i-1} = Erro_i \quad (7.12)$$

$$I_{i-1} = I_i \quad (7.13)$$

$$Y_{i-1} = Y_i \quad (7.14)$$

## 7.4 Ajuste dos parâmetros do controlador PID

Diversas rotinas foram desenvolvidas visando encontrar os parâmetros ótimos do controlador antes de iniciar a ação de controle, na fase de ajustes dos parâmetros do controlador ( $K_P$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$ ).

### 7.4.1 Resposta ao degrau unitário no tempo:

De acordo com Ziegler e Nichols [49], é possível obter os valores aproximados dos parâmetros do controlador seguindo a seguinte seqüência:

- a) O módulo controlador é desligado (sem realimentação).
- b) Faz-se o atuador PZT mudar de um valor para outro subitamente, gerando um degrau.
- c) Obtém-se a amplitude e a fase em resposta ao degrau.
- d) Desenha-se a curva de resposta ao degrau unitário.
- e) Com esta curva, determina-se os tempos L e T (mostrados na figura 7.3) que servirão para calcular os valores dos parâmetros do controlador ( $K_P$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$ ) de acordo com a tabela 7.1 .
- f) Insere-se os parâmetros  $K_P$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$  no controlador.
- g) O controlador passa a controlar o processo.
- h) Analisa-se o comportamento do sistema como resposta ao degrau unitário, e faz-se uma sintonia fina nos parâmetros de controle, para que a sobre-elevação e o tempo de resposta sejam os menores possíveis.

Tabela 7.1 – Parâmetros de Ziegler-Nichols [49] [52].

Tipo de controlador	$K_P$	$\tau_I$	$\tau_D$
P	$T/L$	$\infty$	0
PI	$0,9 T/L$	$L/0,3$	0
PID	$1,2 T/L$	$2L$	$0,5 L$

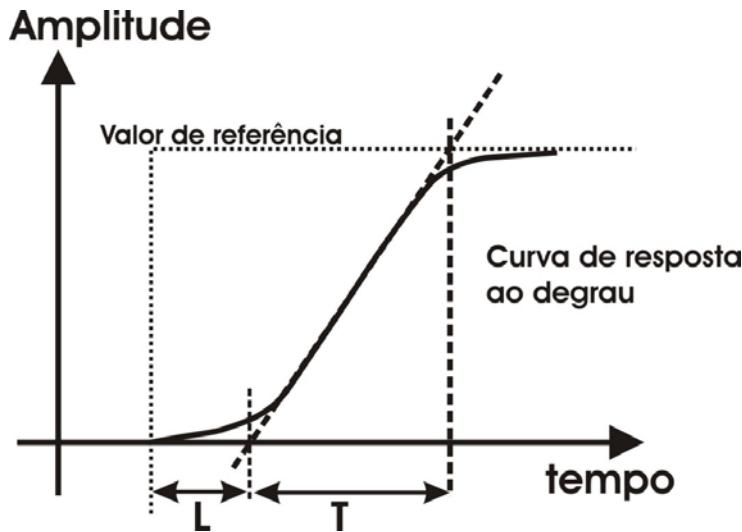


Figura 7.3 – Determinação dos parâmetros de tempo L e T [49].

#### 7.4.2 Resposta do controlador proporcional

Esse processo permite determinar os parâmetros de controle  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$  usando o método baseado na freqüência de oscilação para um controlador puramente proporcional, desenvolvido por Ziegler-Nichols [49] . Seguem-se os seguintes passos:

- ativa-se o controlador somente proporcional ( $K_p \approx 0$ ,  $\tau_i \approx \infty$ , e  $\tau_d = 0$ );
- aumenta-se o ganho proporcional ( $K_p$ ) lentamente, até que a saída do sistema comece a oscilar;
- determina-se o período de oscilação e o valor atual de  $K_p$ , chamado de  $K_{PCR}$ ;
- com estes dados entra-se na tabela 7.2 e determina-se os valores de  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$ .

Tabela 7.2 - Tabela de Ziegler-Nichols [49] para resposta ao controlador proporcional.

Tipo de controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
P	$0,5 K_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0,45 K_{cr}$	$1/1,2 P_{cr}$	0
PID	$0,6 K_{cr}$	$0,5 P_{cr}$	$0,125 P_{cr}$

## 7.5 Análise teórica do sistema

O sistema de controle proposto (PID) será mais eficaz se as características do sistema a controlar (planta) forem conhecidas. Com o uso de simuladores de sistemas de controle (Simulink<sup>©</sup>, do Matlab<sup>©</sup>), e de suas ferramentas de análise determina-se o comportamento da resposta do sistema à ação do controlador.

### 7.5.1 Comportamento do sistema a controlar (planta)

A figura 7.4 mostra a resposta ao degrau do sistema com controle em malha aberta. Com ela é possível determinar o comportamento da planta no domínio da freqüência (usando-se transformada de Laplace).

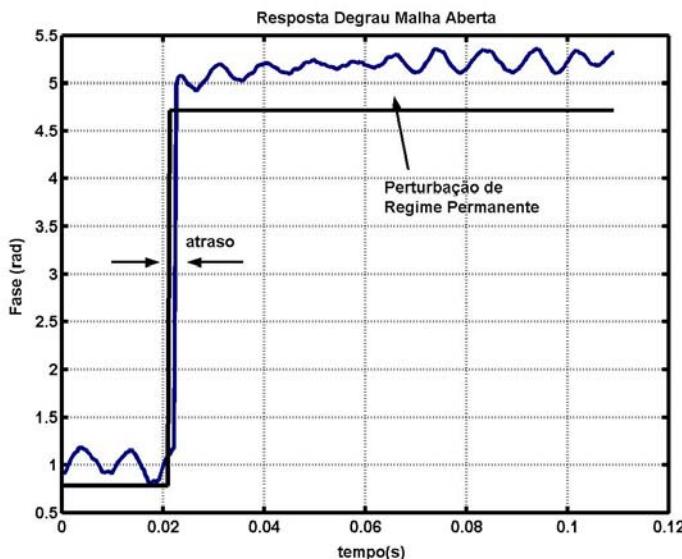


Figura 7.4 - Resposta ao degrau em malha aberta.

A planta apresenta um atraso nítido à resposta ao degrau, além de uma perturbação de regime permanente atuando sobre a fase, provinda da instabilidade na potência do laser utilizado. Esse problema é causado por um mau funcionamento do laser e não deveria estar presente.

Desconsiderando-se esta perturbação de regime permanente, a função que melhor se ajusta ao comportamento do sistema a controlar é representada pela equação 7.15.

$$G(s) = \frac{(s - a)e^{-\tau s}}{(s - b)} \quad (7.15)$$

Como a taxa de subida é muito rápida, isso sugere que o pólo e zero da planta estão sob o eixo real negativo, bem longe do zero do sistema. O termo  $e^{-\tau s}$  indica o atraso que há na resposta.

Para transformar o termo que representa o atraso para o domínio da freqüência, utilizou-se a transformação de Padeé [52] [49], de acordo com a equação 7.16, onde o termo ( $\tau$ ) representa o tempo de atraso.

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1 - \frac{\tau}{2}s}{1 + \frac{\tau}{2}s} \quad (7.16)$$

No caso presente o valor de atraso é em torno de 1ms, tempo equivalente a duas aquisições seqüências da câmera de vídeo. Os valores **a** e **b** que melhor se ajustaram a essa resposta foram 900 e 800, respectivamente.

### 7.5.2 Equacionamento da perturbação produzida pelo laser

A fase é perturbada por causa de problemas com o laser utilizado, mostrado pela figura 7.4. Para que a análise do sistema seja a mais próxima possível do mundo real, determina-se a equação no domínio da freqüência que melhor representa essa perturbação.

Uma ferramenta muito útil para isso foi o software Ident, da MathWork®, que permite encontrar a equação no domínio discreto, usando Transformada **Z** [53], que melhor se ajusta a um conjunto de dados.

Transformando a equação do domínio discreto para o domínio da freqüência através de equações de diferença, encontra-se a equação 7.17, onde  $P(s)$  representa a perturbação.

$$P(s) = \frac{0,00031s^4 + 1,033s^3 + 1238s^2 + 583730s + 8,156 \times 10^7}{s^4 + 816,9s^3 + 703600s^2 + 4,413 \times 10^8 s + 2,856 \times 10^{10}} \quad (7.17)$$

A equação 7.16 possui quatro pólos e quatro zeros. A análise dos valores dos pólos e zeros mostra que eles estão muito próximos a zero, no semi-plano esquerdo do Lugar das Raízes [49] [52] [51]. Por causa disso, alterações significativas nos ganhos do controlador PID tornam o sistema de controle instável.

A figura 7.5 mostra o resultado da simulação em resposta ao degrau

unitário, incluindo a perturbação do laser no sistema.

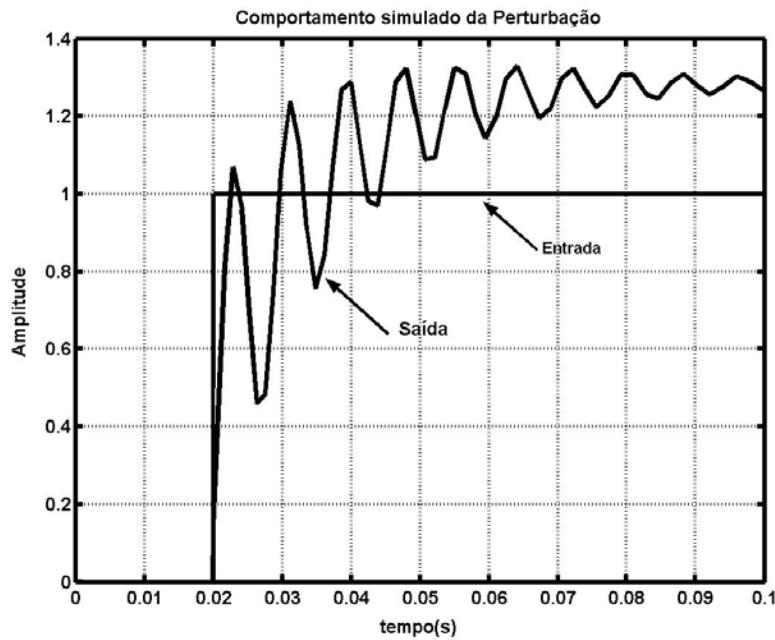


Figura 7.5 - Resposta ao degrau do sistema.

### 7.5.3 Analise do sistema de controle completo

O sistema de controle completo inclui o controlador PID, a planta, a perturbação em regime permanente, e o atraso de aquisição. A figura 7.6 mostra os blocos dispostos para simulação.

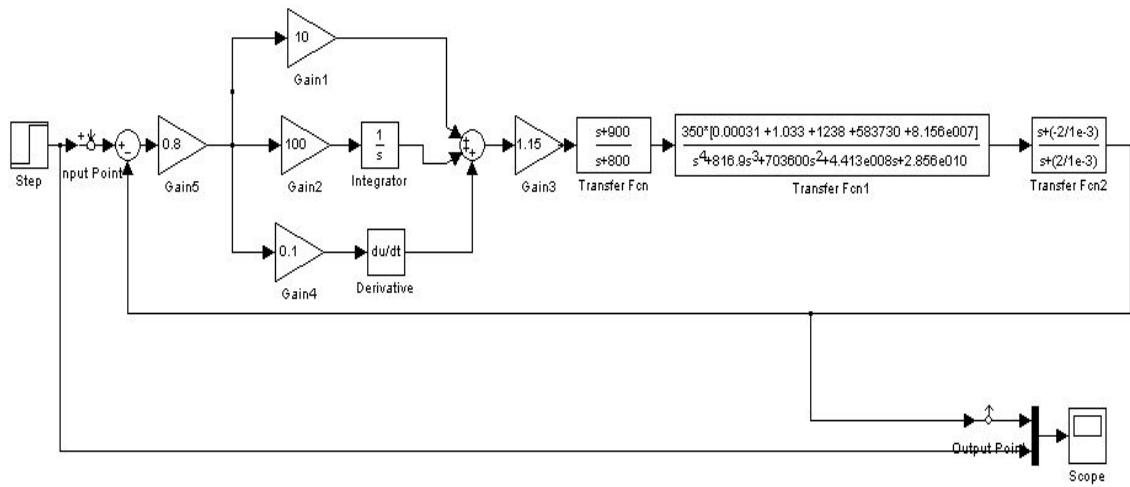


Figura 7.6 - Modelo em blocos do sistema controle completo.

A figura 7.7 mostra o resultado da simulação para uma condição particular de valor das constantes do controlador PID. Para certas condições se verifica que o sistema tende a entrar em oscilação com muita facilidade, o que

se verificou também na prática.

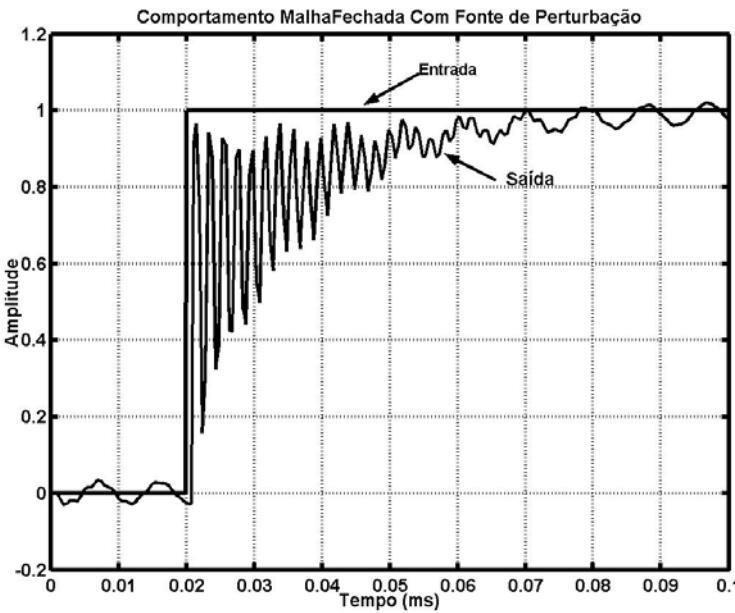


Figura 7.7 - Resultado simulado para o controle em malha fechada.

Com o sistema modelado, levanta-se as curvas de resposta do sistema à variação da freqüência, conhecidas como curvas de Bode [49], mostradas na figura 7.8.

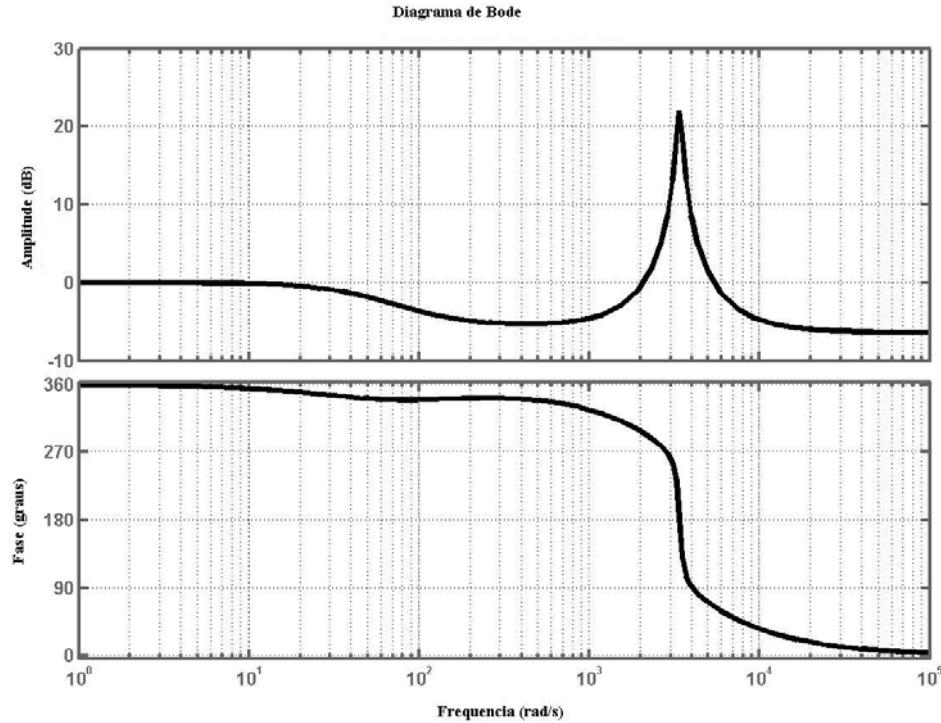


Figura 7.8 – Curvas de Bode (amplitude e fase) do sistema modelado em função da freqüência.

#### 7.5.4 Conclusão

A principal limitação imposta ao controlador é o atraso na resposta, que produz uma instabilidade na freqüência de 500 Hz, para um atraso de 1 ms. Se o atraso aumenta por um fator de 10, a freqüência diminui por este mesmo fator.

Associado ao atraso, há uma perturbação de regime permanente produzida pelo laser, limitando a freqüência de controle. Pelos resultados da figura 7.8, o ganho diminui 3 dB em 15 Hz, e possui uma oscilação em torno de 500 Hz.

O controlador PID não tem condições de eliminar perturbações periódicas[52], o que impõem restrições ao controlador proposto. Se a perturbação fosse um sinal definido (senoidal, por exemplo), poderia se inserir na malha de controle um pré-controlador que eliminasse essa perturbação[58].

Os controladores preditivos [54] e adaptativos [56] [57] poderiam ser usados. Porém, necessitam de um sistema de medição que permita determinar e separar a perturbação [53][55], isolando-a do comportamento da planta. Infelizmente não é possível medir a perturbação por outros meios nesse sistema, o que inviabiliza a utilização desses controladores.

Para se eliminar atrasos na aquisição do sinal, pode-se utilizar o Predictor de Smith [58]. Para o correto funcionamento do predictor é preciso conhecer o atraso [59] e o comportamento da planta dinamicamente. Esse conhecimento deve ser exato, sem alterações, o que também não é possível neste sistema.

Em face disso, mantém-se o controlador PID sem alterações e inclui-se um filtro na medição da variável de controle para evitar oscilações na saída. Estima-se que para freqüências abaixo de 100 Hz o controlador proposto possa funcionar adequadamente.

### 7.6 Filtro digital passa-baixas de resposta infinita

Devido à perturbação produzida pelo laser e o atraso na malha de controle, implementa-se um filtro digital do tipo passa-baixa de resposta infinita (IIR).

O projeto do filtro foi realizado através de simuladores que calculam os coeficientes de um filtro otimizado. O filtro escolhido foi do tipo *Butterfly* (melhor resposta plana), de 4<sup>a</sup> ordem, com freqüência de corte de 200 Hz e freqüência de aquisição de 1.500 Hz [60] [51] .

O software “Filter Design And Analisys Tool”, da MathWorks®, permite determinar os coeficientes do filtro de resposta infinita, retornando uma matriz de coeficientes (SOS), mostrados na equação 7.18. Esses coeficientes são os elementos para realizar o filtro.

$$SOS = \begin{bmatrix} b1 & a1 \\ b2 & a2 \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

Escolhida a forma de implementação digital, Transposta Direta II [51] , determinam-se as equações no domínio discreto.

Um filtro digital de 4<sup>a</sup>. ordem pode ser implementado como dois filtros de 2<sup>a</sup>. ordem em cascata. Deduz-se, portanto, as equações para um filtro de 2<sup>a</sup>. ordem.

Considera-se como entrada o termo em  $x(z)$ , e como saída o termo em  $y(z)$ . A equação no domínio discreto é mostrada pela equação 7.19, onde g é o ganho do filtro,  $a_1[3]$  e  $b_1[3]$  são os coeficientes constantes, e os termos em  $Z^{-1}$  se referem ao operador Z [51].

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{g2.(b1[0] + b1[1]z^{-1} + b1[2]z^{-2})}{a1[0] + a1[1]z^{-1} + a1[2]z^{-2}} \quad (7.19)$$

Para realizar esse filtro, converte-se a equação 7.19 em Equações de Diferença, usando o método exposto por PAGANO [53] e por COUGHANOWR [61]. A equação de diferença leva em conta o instante da aquisição k, e o intervalo de tempo T (período de amostragem).

A equação de diferença obtida (equação 7.20) é realizada pelo software digital, através do uso de filas de dados (mais conhecido como *buffer circular*) para armazenar os valores em instantes já passados.

$$y(kT) = \frac{g2(x[kT].b1[0] + x[kT - 1].b1[1] + x[kT - 2].b1[2]) - (y[kT - 1].a1[1] + y[kT - 2].a1[2])}{a1[0]}$$

equação (7.20)

A figura 7.9 mostra o resultados experimentais do filtro de segunda ordem e de quarta ordem para a perturbação do laser. Observe que há uma atenuação de sinais de alta freqüência, tal como se desejava.

Os principais benefícios do filtro digital passa-baixas são:

- Evita que ocorram oscilações no valor de saída do controlador, e portanto, no PZT. Essas oscilações ocorreriam porque o controlador tentaria compensar as perturbações de freqüência mais alta, gerando um sinal também em alta freqüência.
- O sistema se torna mais estável.
- Os parâmetros  $K_p$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$  do controlador podem ser melhor otimizados, e em geral, pode-se aumentar o ganho proporcional e a constante de tempo derivativo, tornando o controlador mais eficaz para perturbações de baixa freqüência.

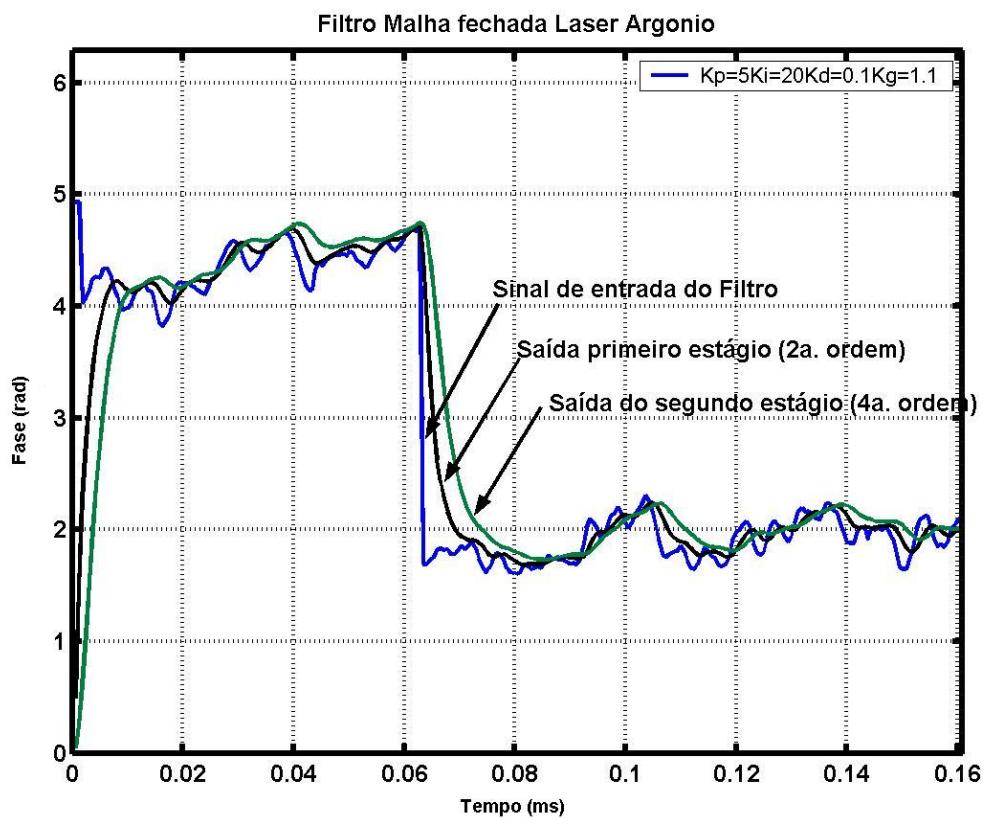


Figura 7.9 - Resposta do filtro digital de segunda e de quarta ordem.

## Capítulo 8

### Avaliação do sistema

Para avaliar o sistema proposto montou-se um interferômetro com dupla iluminação e um objeto de medição que permitisse variar o seu ângulo de rotação, o que produz um conjunto de franjas retas horizontais e paralelas.

Com este sistema avalia-se a resposta do controlador às diversas perturbações, sempre comparando os resultados obtidos com controle em malha aberta com os resultados obtidos com controle em malha fechada.

Os métodos de avaliação previamente discutidos na seção 3.4 são agora utilizados para avaliar o sistema de estabilização ativa.

### 8.1 Bancada para a realização dos experimentos

#### 8.1.1 Interferômetro

Foi escolhido um interferômetro de iluminação dupla, otimizada para quantificar os deslocamentos horizontais e contidos no plano de uma superfície plana.

A figura 8.1 mostra a montagem em bancada com o divisor de feixe (BS), as fibras ópticas, os espelhos (M1 e M2), os atuadores piezoelétricos (PZT1 e PZT2), o objeto a ser medido, a câmera de vídeo, o computador, o circuito de conversão de sinal, e o laser.

Observa-se que existem dois atuadores piezoelétricos (PZT1 e PZT2), um dedicado ao controle e outro para produzir perturbações conhecidas (através de um gerador de sinais) com o objetivo de levantar as características do sistema. O objeto visto pela câmera de vídeo é uma peça de aço, pintada de branco, montada sob um suporte, descrito na seção 8.1.2 .

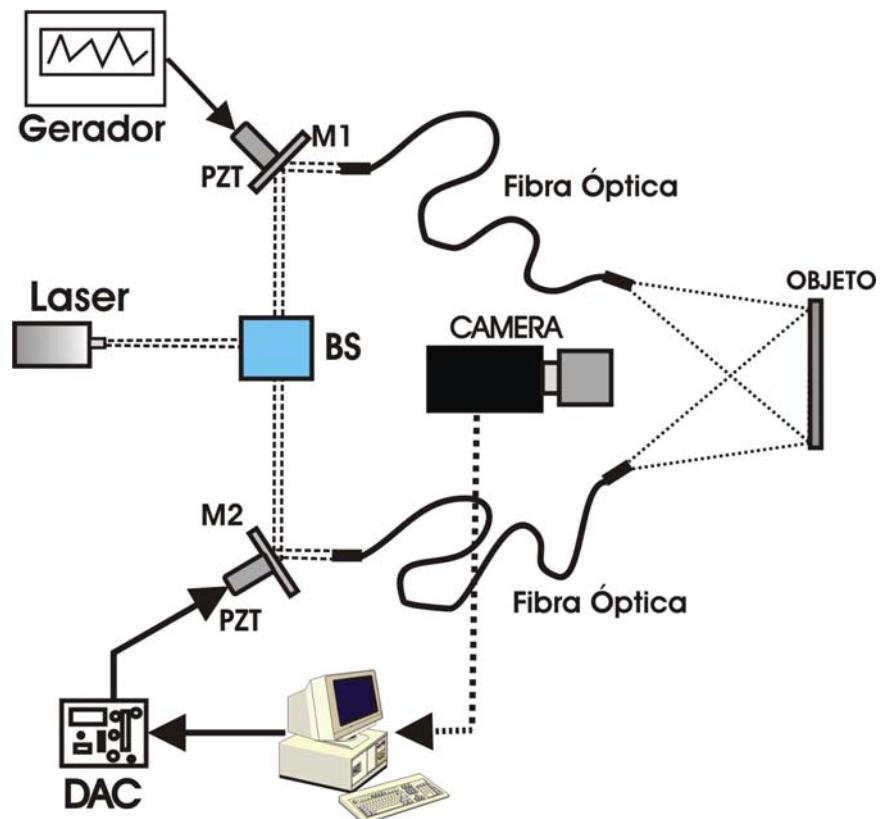


Figura 8.1 - Configuração do sistema de avaliação.

A figura 8.2 mostra a estrutura óptica. Observe que sob um dos braços do interferômetro está posto um dissipador de calor com o objetivo de gerar perturbações térmicas.

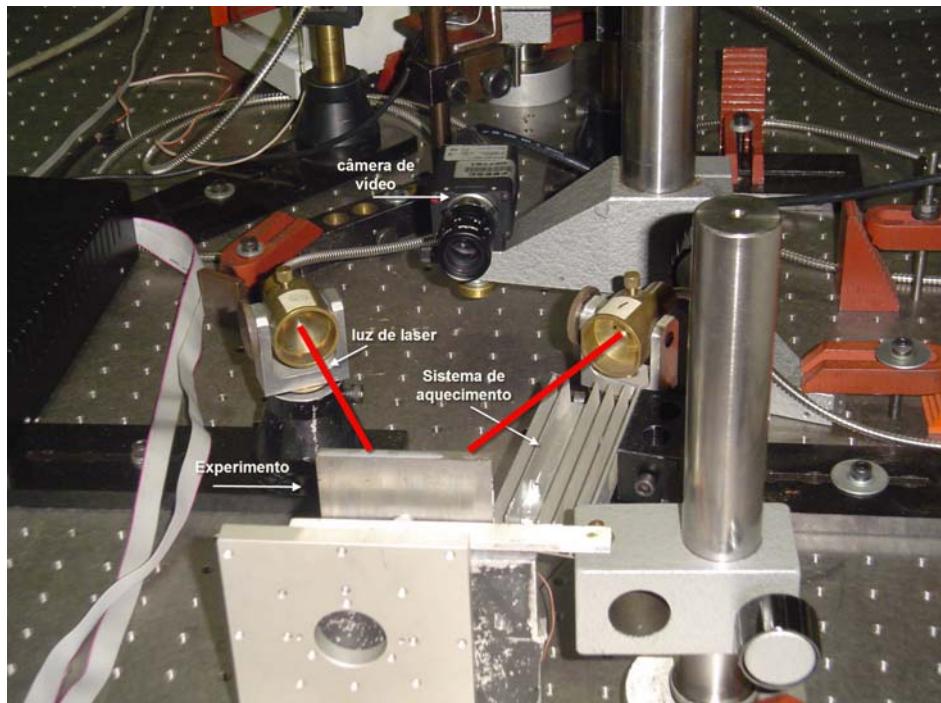


Figura 8.2 - Interferômetro de dupla iluminação.

A figura 8.3 mostra o divisor de feixe e os atuadores piezoelétricos com seus respectivos espelhos.

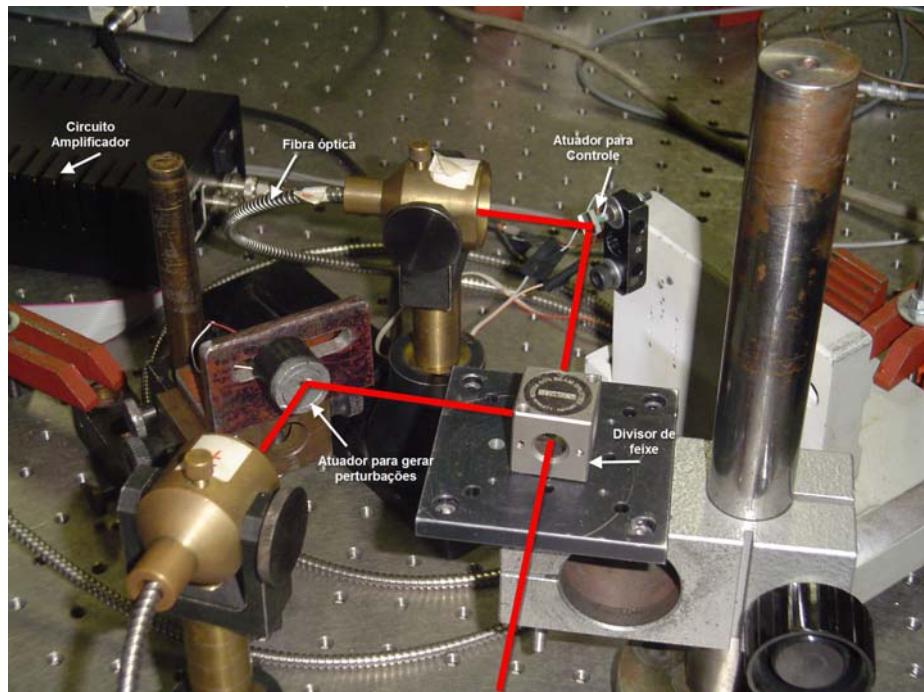


Figura 8.3 - Divisor de feixe e os espelhos que desviam a luz para as fibras ópticas.

### 8.1.2 Objeto do experimento

O objeto do experimento é um sistema que inclui uma viga engastada de alumínio 1.100 H-18, cuja extremidade livre permite fazer um deslocamento controlado, perpendicular ao eixo da viga. Preso a 71 cm da extremidade livre se encontra o objeto de medição (peça de aço). Quando ocorrer o deslocamento vertical da extremidade livre da viga, a peça (presa à viga) percorrerá um certo comprimento de arco, caracterizando uma rotação.

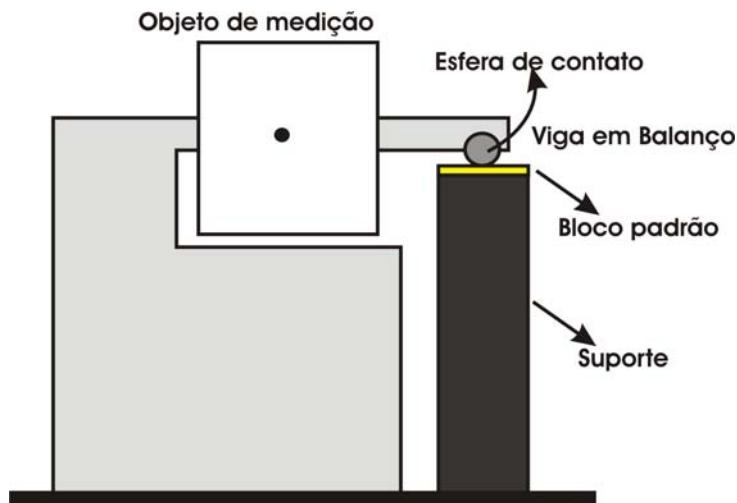


Figura 8.4 - Aparato desenvolvido para a aplicação de um ângulo de giro conhecido.

A figura 8.4 mostra os elementos que compõem o sistema de giro do objeto de medição. São colocados blocos-padrão, de espessuras conhecidas, de tal maneira que a extremidade livre da viga possa defletir-se e provocar uma variação angular, conforme mostra a figura 8.5.

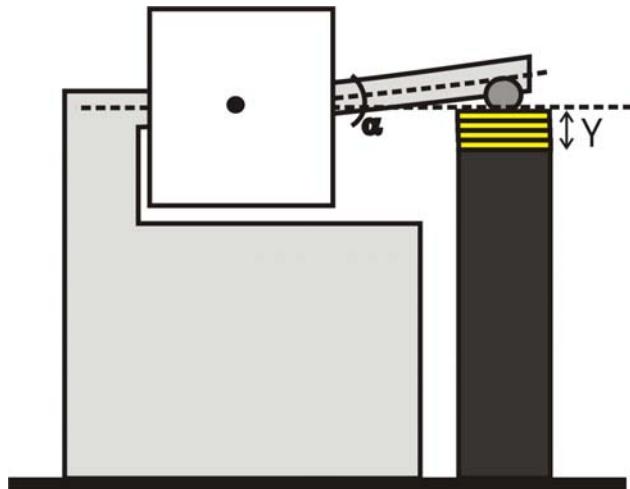


Figura 8.5 – Aspecto do aparato após a deflexão da sua extremidade por meio de blocos padrão.

A figura 8.6 e a figura 8.7 mostram detalhes deste sistema.

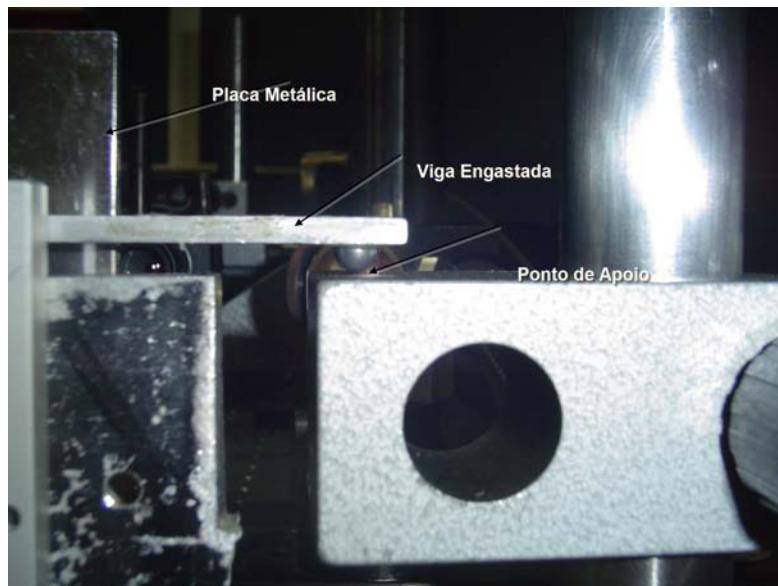


Figura 8.6 – Vista posterior da viga engastada e o bloco de apoio para o bloco padrão.

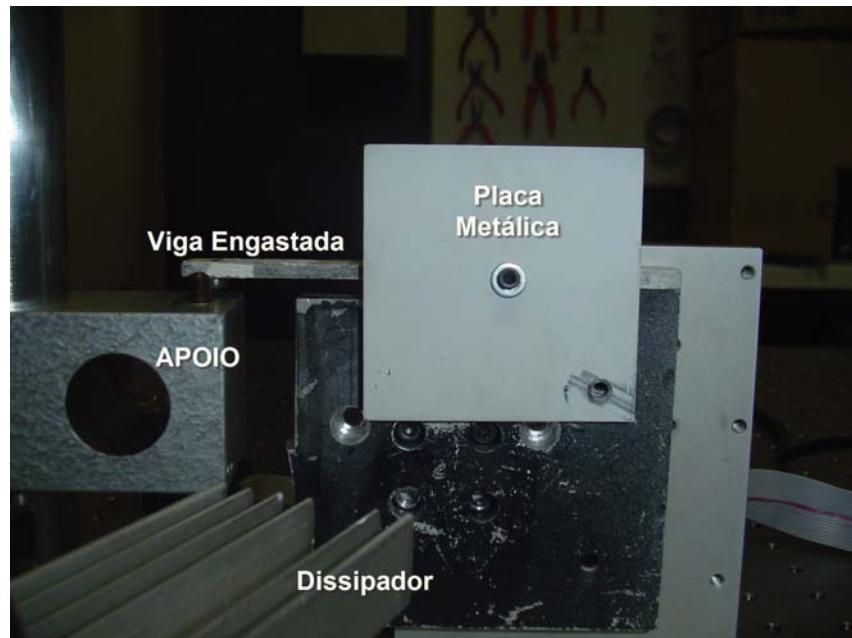


Figura 8.7 - Vista frontal da placa metálica.

### 8.1.3 Ângulo de rotação teórico

A figura 8.8 mostra um esquema para a dedução da equação do ângulo de rotação  $\alpha$  em função do deslocamento linear  $v$  na direção  $y$ . As grandezas  $v$  e  $\alpha$  estão relacionadas entre si, de acordo com a equação de deslocamento angular das vigas engastadas.

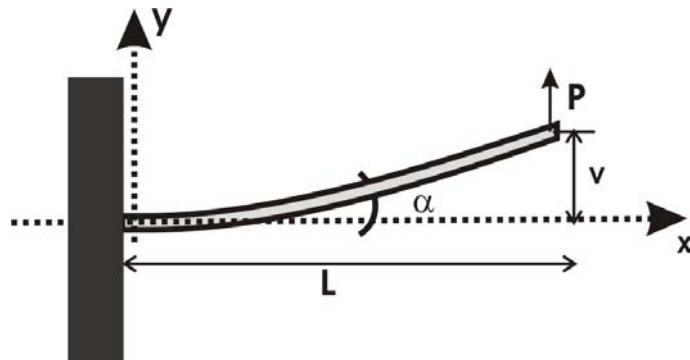


Figura 8.8 - Elementos de uma viga engastada.

O comportamento da viga engastada com uma extremidade livre, sob carga, é descrito pela equação 8.1 [62].

$$v(x) = \frac{P}{6EI} (3Lx^2 - x^3) \quad (8.1)$$

Onde:

- E : Módulo de elasticidade.
- I : Momento de inércia.
- L : Comprimento da viga.
- v : Deslocamento na direção y.
- P : Força na direção y.

O deslocamento máximo ocorre em  $x=L$  e o ângulo máximo ocorre neste mesmo ponto, conforme mostra a equação 8.2.

$$v(L) = \frac{PL^3}{3EI} \quad (8.2)$$

Derivando-se a equação 8.2 encontra-se a equação que relaciona o ângulo  $\alpha$  em função de  $x$ , mostrado na equação 8.3 .

$$\alpha(x) = \frac{P}{2EI}(2Lx - x^2) \quad (8.3)$$

Onde:

- $\alpha(x)$  : Ângulo de rotação em função de  $x$ .

Substituindo-se a equação 8.2 na equação 8.3 obtém-se a equação final que relaciona os ângulos em função do deslocamento  $v$  e da posição  $x$ .

$$\alpha(x) = \frac{3v(L)}{2L^3}(2Lx - x^2) \quad (8.4)$$

#### 8.1.4 Geração de franjas retas e paralelas

O deslocamento da viga engastada na direção y produz franjas retas e horizontais usando a técnica da HE de dupla iluminação.

O deslocamento  $\mathbf{d}$  de um ponto  $\mathbf{P}$  para  $\mathbf{P}'$  sobre a placa metálica em função do ângulo  $\alpha$ , em torno do centro de rotação de raio  $\mathbf{R}$ , é mostrado na figura 8.9.

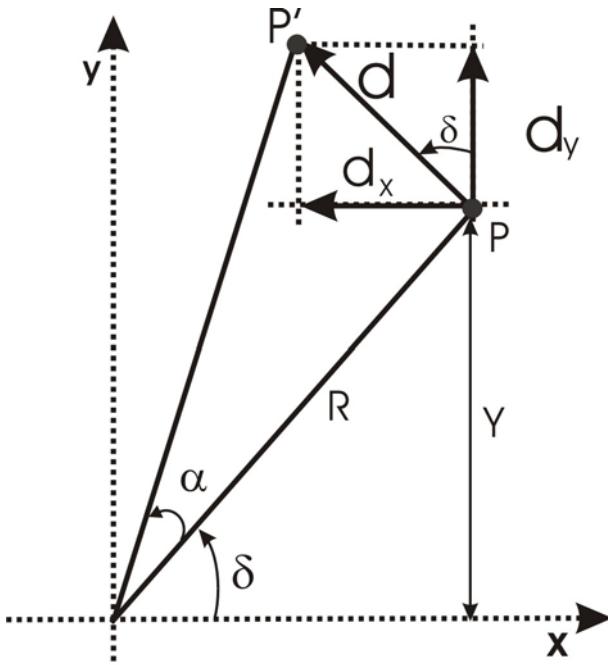


Figura 8.9 - Deslocamento de um ponto do plano na direção x.

Para pequenos valores de rotação, o deslocamento do ponto P é dado pela equação 8.5.

$$d = R \operatorname{tg}(\alpha) \equiv R \alpha \quad (8.5)$$

A componente do deslocamento na direção x é dada pela equação 8.6.

$$d_x = -d \operatorname{sen}(\delta) = -R \alpha \frac{Y}{R} = -\alpha Y \quad (8.6)$$

Todos os pontos que estão na mesma distância Y do centro e sofrem o mesmo ângulo de rotação  $\alpha$ , têm o mesmo valor  $d_x$ . Com isso geram-se franjas horizontais e paralelas ao eixo x.

A figura 8.10 mostra um mapa de fase das franjas retas e paralelas, obtido experimentalmente com o auxílio do aparato experimental desenvolvido, quando ocorre um deslocamento perpendicular ao eixo da viga em balanço. A distância entre franjas está associado diretamente ao ângulo de giro ( $\alpha$ ).

A imagem da figura 8.10 que representa o mapa de diferença de fase, sofreu a ação de um filtro do tipo passa-baixas [63][60][64][65] especificamente desenvolvido para filtrar a fase. O filtro não é aplicado diretamente no mapa de diferenças de fase, mas sim em duas imagens extraídas do mapa de diferença de fase: uma que representa o seno e outra que representa o cosseno do mapa de diferença de fase. De posse destas duas imagens filtradas, obtém-se o mapa de diferença de fase filtrado, pela aplicação da equação do arco-tangente da imagem que representa o seno sobre a imagem que representa o cosseno. Neste trabalho todas as imagens que representam o mapa de diferenças de fase

passam por este mesmo tipo de filtro.

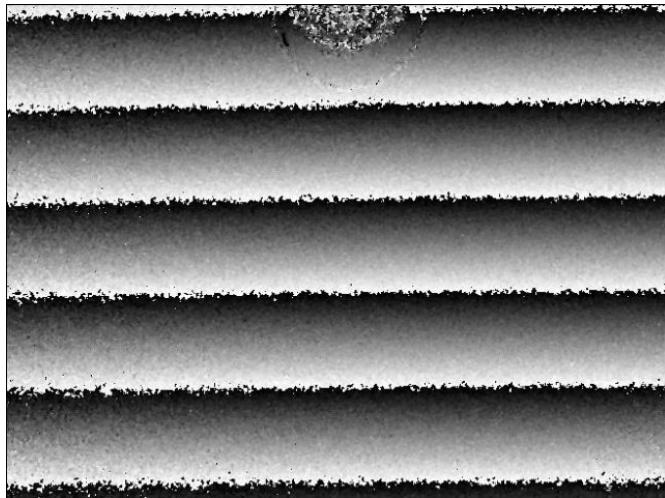


Figura 8.10 - Franjas geradas por HE de dupla iluminação que representam um ângulo de giro.

### 8.1.5 Determinação do ângulo de rotação usando a HE

Na HE, com um interferômetro de dupla iluminação, o deslocamento  $\Delta d$  de um ponto na direção do vetor sensibilidade  $\vec{p}$  é dado pela equação 8.7.

$$\Delta d = \frac{\lambda \cdot OF}{|\vec{p}|} \quad (8.7)$$

O módulo do vetor sensibilidade ( $|\vec{p}|$ ) depende do ângulo da iluminação ( $\theta$ ), formado entre o vetor normal à superfície do objeto e o vetor que representa a direção do feixe de luz, mostrado na equação 8.8, válida para uma configuração simétrica.

$$p = 2 \operatorname{sen}(\theta) \quad (8.8)$$

Portanto, a partir do mapa de diferença de fase obtido, determina-se o deslocamento de qualquer ponto e com estes valores determina-se o ângulo de giro  $\alpha$ .

A figura 8.11 mostra os elementos para se determinar o ângulo de giro.

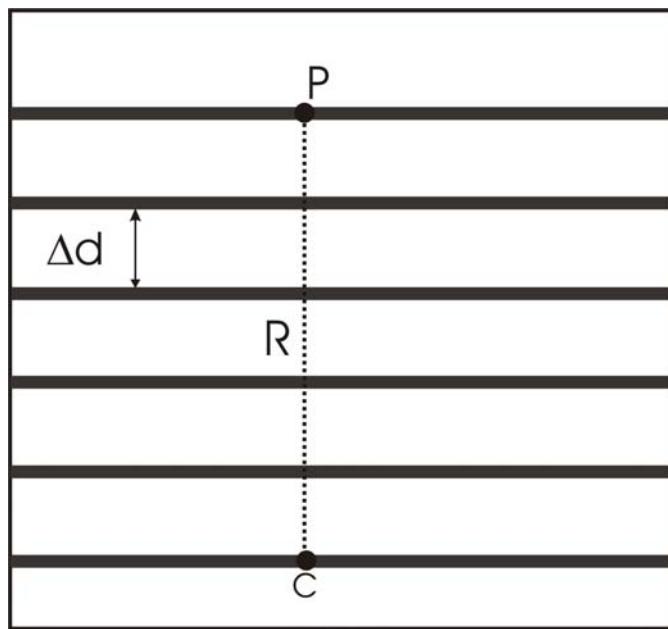


Figura 8.11 – Exemplo de cálculo do ângulo de giro.

Onde:

C : Ponto inicial.

P : Ponto final.

R : Distância entre os pontos C e P.

$\Delta d$  : Distância entre franjas.

A tangente do ângulo de rotação ( $\alpha$ ) é determinada pela equação 8.9 cujo arco-tangente é o ângulo de rotação desejado.

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta d}{R} = \frac{OF \frac{\lambda}{2 \operatorname{sen} \theta}}{R} \quad (8.9)$$

### 8.1.6 Resultados experimentais

Uma série de experimentos foi realizada com o intuito de verificar a capacidade do aparato de aplicar repetidamente rotações na placa.

Os valores considerados no experimento estão definidos na tabela 8.1.

Tabela 8.1 – Especificações do sistema experimental.

Descrição	Símbolo	Valor (unidade)
Comprimento total da viga	L	83 mm
Distância do ponto de fixação da placa metálica na viga engastada.	x	12 mm
Variação do deslocamento da ponta da viga na direção y. Usam-se dois blocos-padrão, um de 1,001 mm e outro de 1,02 mm.	V(L)	19x10 <sup>-3</sup> mm
Ângulo de iluminação (entre a luz de laser e o centro do objeto a ser medido).	θ	27,7 graus
Número de franjas utilizadas para o cálculo do deslocamento.	OF	3
Relação entre distância na imagem e a distância real no objeto (fator de ampliação da imagem).	β	15 pixels/mm
Distância equivalente à franja utilizada, medida no mapa de diferenças de fase.	k	275 pixels
Distância vertical de uma franja até o centro de giro considerado (C).	R=β/k	18,33 mm
Comprimento de onda do laser.	λ	514 nm
Tolerância do erro de fase.		± 0,05 rad
Número de iterações consecutivas em que o erro de fase fica dentro da tolerância.		50
Número máximo de tentativas para a estabilização do sistema.		200

O ângulo de giro  $\alpha$  (equação 8.4) esperado é de  $92,1 \times 10^{-6}$  rad ou  $5,28 \times 10^{-3}$  graus, cujo cálculo é mostrado na equação 8.10.

$$\alpha(71mm) = \frac{3.19 \times 10^{-3} (2 \times 83 \times 12 - 12^2)}{2.83^3} = 92,1 \times 10^{-6} rad \quad (8.10)$$

O valor do ângulo de giro encontrado por meio da HE é de  $96,8 \times 10^{-6}$  rad, cujo arco-tangente equivale a  $5,54 \times 10^{-3}$  graus, cujo cálculo é mostrado pela equação 8.11.

$$tg\alpha = \frac{3 \frac{514 \times 10^{-9}}{2 \operatorname{sen}(27,7)}}{18,33 \times 10^{-3}} = 96,8 \times 10^{-6} \text{ rad} \quad (8.11)$$

Comparando-se os valores encontrados percebe-se que estes valores estão próximos entre si o suficiente para validar o modelo.

Repetindo-se o processo de medição (10 medições), o valor médio encontrado foi de  $5,41 \times 10^{-3}$  graus, com um desvio padrão de  $0,18 \times 10^{-3}$  graus.

A diferença do valor médio experimental em relação ao valor previsto no modelo elástico é de 2,56%. O baixo desvio padrão das medidas indica a boa repetitividade do processo de medição e, consequentemente, do aparato experimental.

## 8.2 Avaliação do desempenho do sistema com base na fase

Nesta seção avalia-se a resposta do sistema utilizando imagens da região de interesse (ROI) para determinar a fase, na presença de diferentes tipos de perturbações. Essas perturbações são provocadas pelo atuador-perturbador.

A figura 8.12 mostra a ação do sistema de controle em malha fechada. A fase está sendo continuamente perturbada por uma perturbação senoidal de aproximadamente 25 Hz. Até 0,8 segundos o controle está desativado, quando então é ativado o controle em malha fechada. Sem o controlador atuando a perturbação está agindo na medição da fase, mas quando o controle está ativo, os efeitos das perturbações na medição da fase são canceladas, mantendo a variação de fase pequena (em torno de  $\pm 3\%$  do valor de referência do controle em malha fechada).

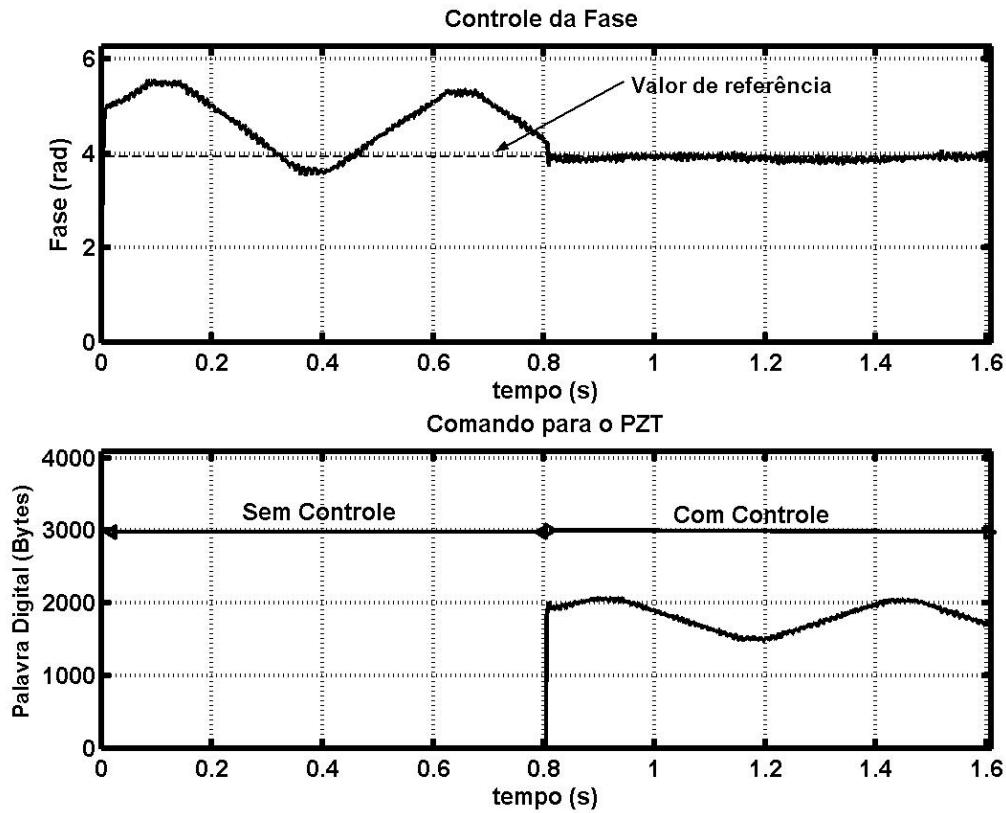


Figura 8.12 - Fase e comando para duas situações distintas: sem e com controle em malha fechada.

### 8.2.1 Variações naturais do ambiente

Com o controlador desligado ocorrem perturbações na imagem que alteram de maneira aleatória a fase medida. A figura 8.13 mostra a influência das instabilidades do ambiente na medição da fase, durante 25 segundos, amostrada a cada 10 ms de intervalo. Observe que neste intervalo a fase varia entre 0 e  $\pi$  radianos de maneira aleatória, com um amplo espectro de freqüências.

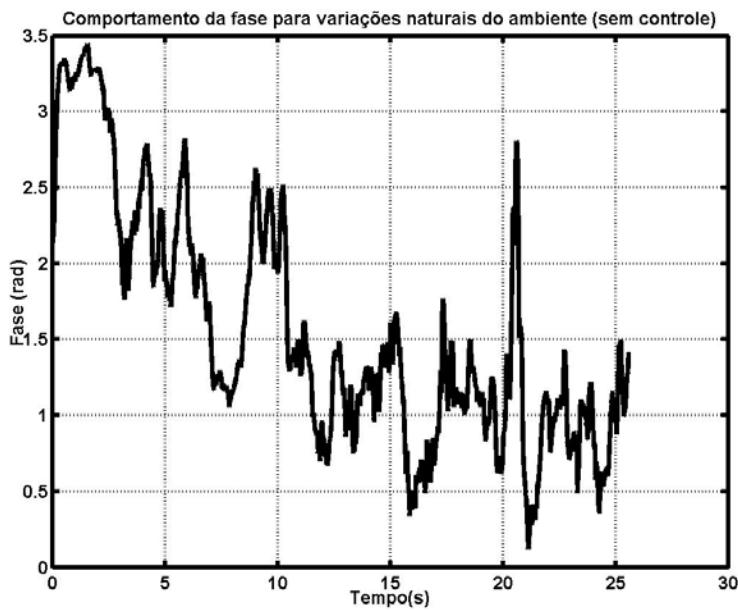


Figura 8.13 – Variações naturais da fase em ambiente de laboratório obtidas sem controle.

A figura 8.14 mostra o comportamento da fase diante de perturbações naturais quando o controlador está ativo. A oscilação da fase em torno do valor de referência é de  $\pm 0,05$  radianos.

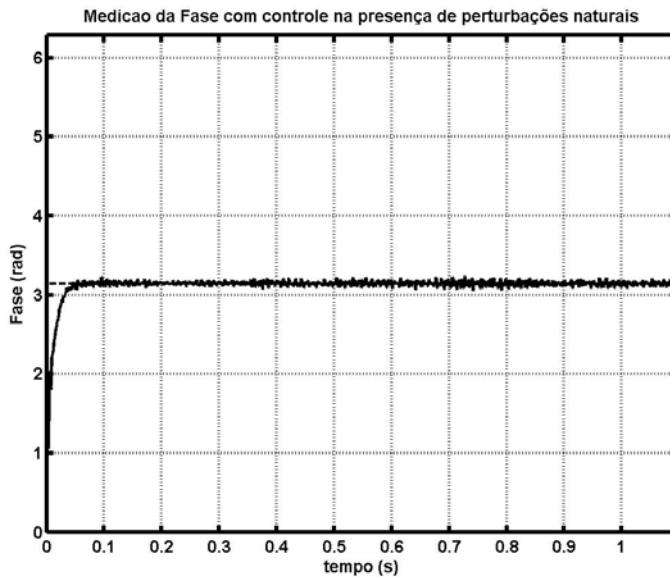


Figura 8.14 - Resposta do sistema com controle em malha fechada diante de perturbações naturais da fase.

### 8.2.2 Degrau

A resposta ao degrau é algo clássico na literatura sobre controle [49]. Nessa resposta obtém-se o tempo de subida, o sobrepasso e o tempo de estabilização.

A figura 8.15 mostra a resposta ao degrau em malha fechada. O tempo de estabilização foi de 0,04 s, praticamente sem sobrepasso e o tempo de subida foi de 9,5 ms. A taxa de variação da fase é de 496 radianos por segundo.

Como o tempo de estabilização é o maior tempo envolvido, poder-se-ia dizer que há limitações na freqüência máxima de controle em torno de 25 Hz, para amplitudes em torno de  $3\pi/2$  radianos. Se ocorrer aumento na freqüência da perturbação, mantida a mesma amplitude, o controlador teria dificuldades de tornar o sistema estável.

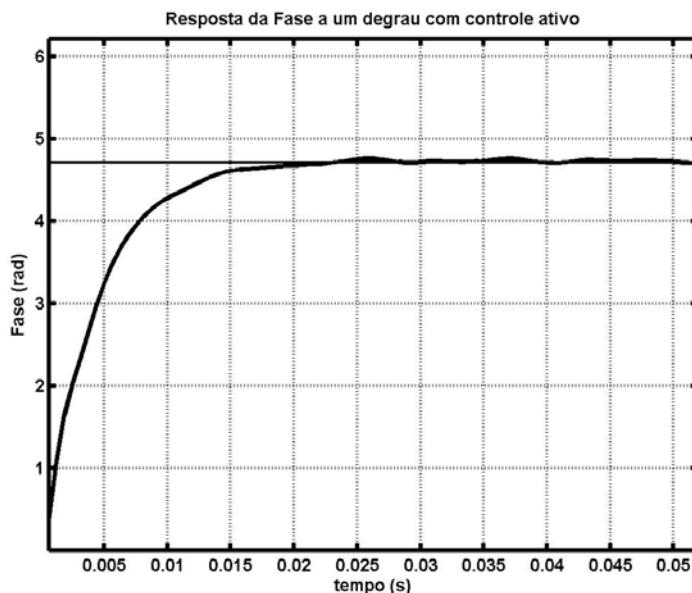


Figura 8.15 - Resposta ao degrau controle em malha fechada.

### 8.2.3 Rampa do tipo dente de serra

Quando se submete o sistema a controlar com uma perturbação em rampa (tipo dente de serra) ocorrem variações lentas (durante a subida da rampa) e rápidas (durante a transição entre duas rampas). Nesse momento ocorrem derivadas muito grandes na perturbação e, portanto, respostas de valor elevado no controlador tentando evitar essa variação brusca. Geram-se picos de fase de valor oposto à variação, provenientes principalmente do termo derivativo do controlador PID, observadas na figura 8.16.

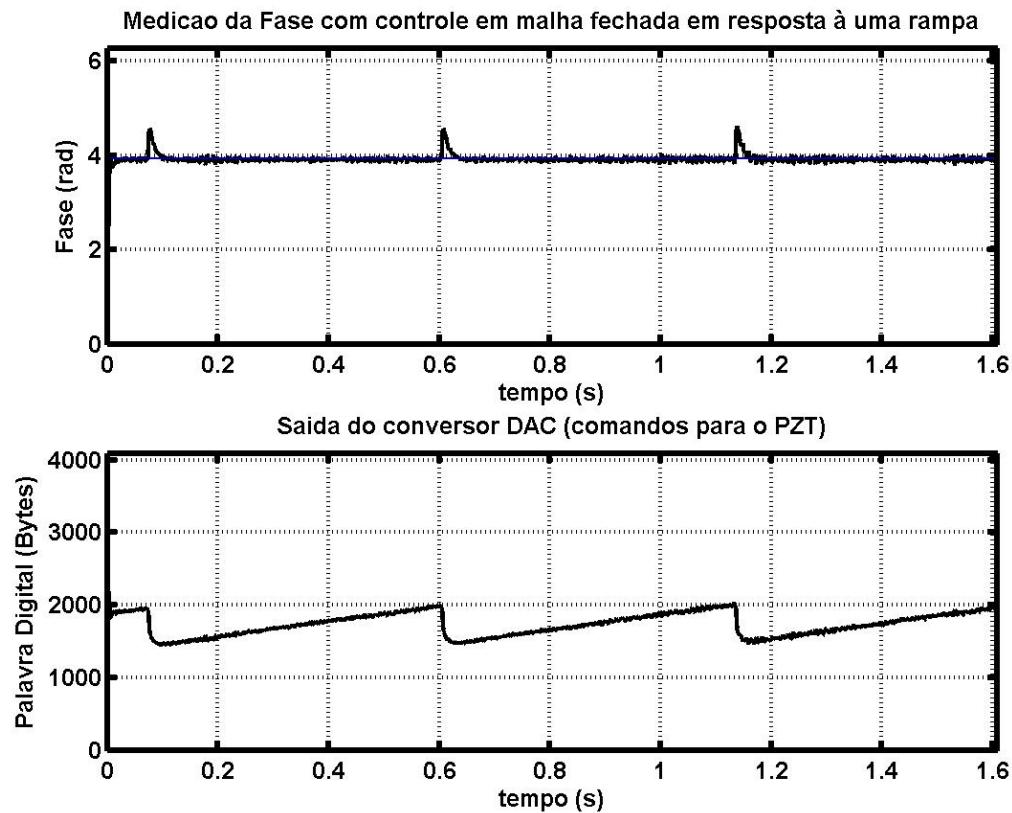


Figura 8.16 - Resposta do controle em malha fechada às perturbações em rampa do tipo dente de serra.

#### 8.2.4 Senoidal

Para quantificar as perturbações senoidais, gera-se uma senóide de referência de 20,8 Hz, com valor máximo de 3,66 radianos e valor mínimo de 2,62 radianos, em malha aberta.

A figura 8.17 mostra a fase imposta ao atuador (referência) e a fase medida em malha aberta. O erro de amplitude máxima em regime permanente é de 6,85%, e a variação de fase é de 20%, com uma fase atrasada em relação ao valor de referência.

A figura 8.18 mostra o mesmo caso com controle em malha fechada, onde o erro de amplitude em regime permanente é de 0,63% e o deslocamento de fase é de 0,77%.

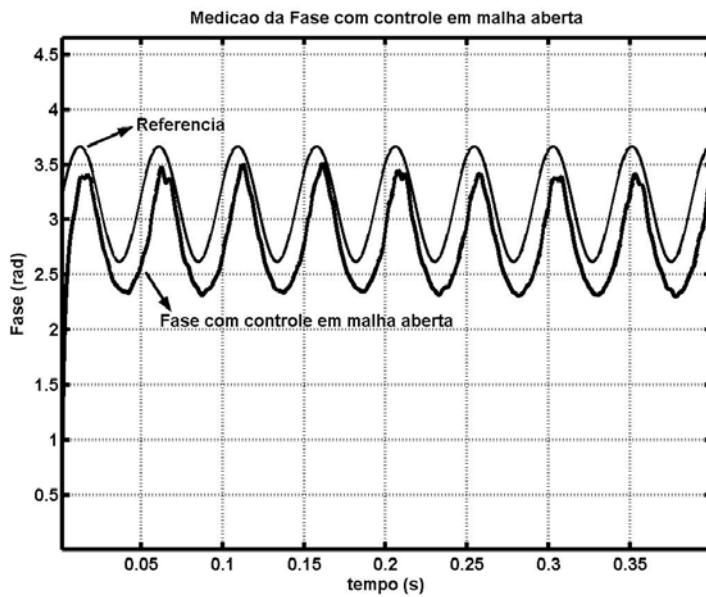


Figura 8.17 - Comportamento em malha aberta para imposição de um sinal senoidal a 20 Hz.

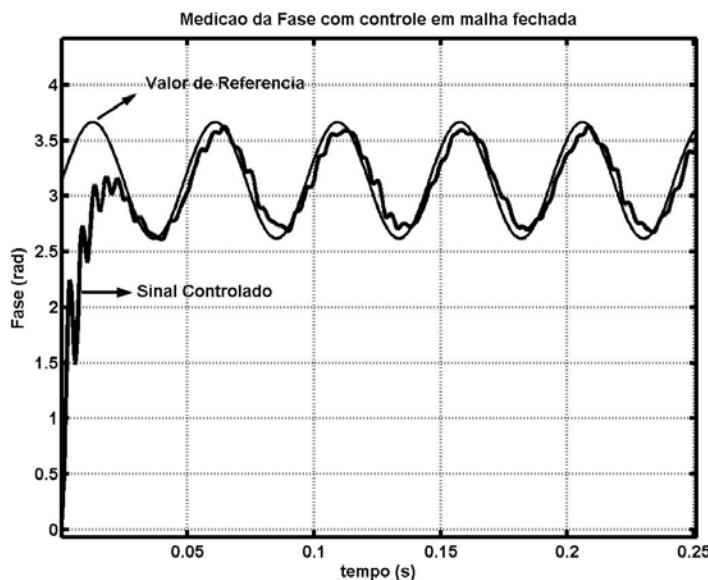


Figura 8.18 - Comportamento com controle em malha fechada para imposição de sinal senoidal a 20 Hz.

A relação entre os resultados com controle em malha fechada e em malha aberta é em torno de 25 vezes melhor em relação à defasagem angular e 10 vezes melhor em relação à amplitude, para este caso particular.

Variando-se a freqüência da perturbação senoidal, analisa-se a relação de amplitudes (chamado de ganho, em dB) e o deslocamento relativo de fase entre a senóide de referência e a senóide de saída (chamado de fase). A figura 8.19 mostra as curvas de Bode (resposta em freqüência) e permite comparar os resultados obtidos em malha fechada e em malha aberta.

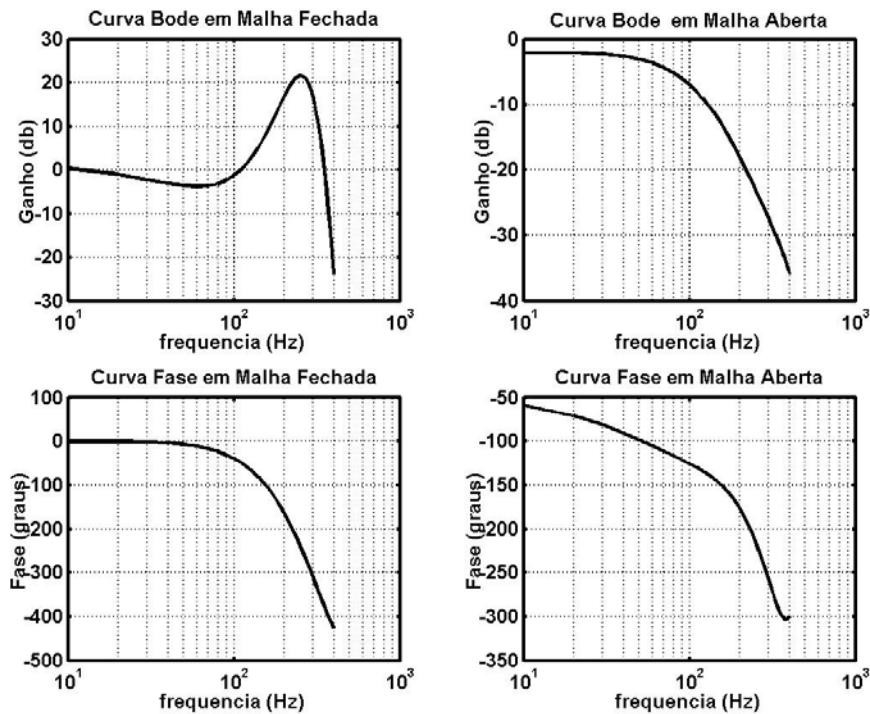


Figura 8.19 - Resposta em freqüência para sinais senoidais.

Para freqüências menores que 40 Hz, a diferença de fase e o ganho se mantêm praticamente inalterados em malha fechada, o que não ocorre quando o controle está em malha aberta.

Observa-se nitidamente que o comportamento do sistema está limitado a 100 Hz. Acima desses valores o controlador tende a entrar em instabilidade, provocando oscilações indesejadas na fase.

Para perturbações de amplitudes maiores (o dobro da usada), o atuador atinge o seu limite de deslocamento para controle, e com isso a amplitude máxima que ele pode controlar depende diretamente da excursão do atuador.

### 8.2.5 Térmicas

Para gerar perturbações térmicas, passa-se corrente elétrica controlada sobre um resistor de potência, de 30 W. A carcaça do resistor é feita de um material metálico para transmitir calor a um dissipador de alumínio, preso a esta carcaça. Esta estrutura foi colocada em baixo do feixe de laser de um dos braços do interferômetro, produzindo correntes térmicas ascendentes naquele braço.

A temperatura medida no dissipador por meio de um termopar alcançou 70 °C, permanecendo estável durante a medição.

As perturbações térmicas alteram a fase de maneira aleatória e não

homogênea, conforme mostra a figura 8.20.

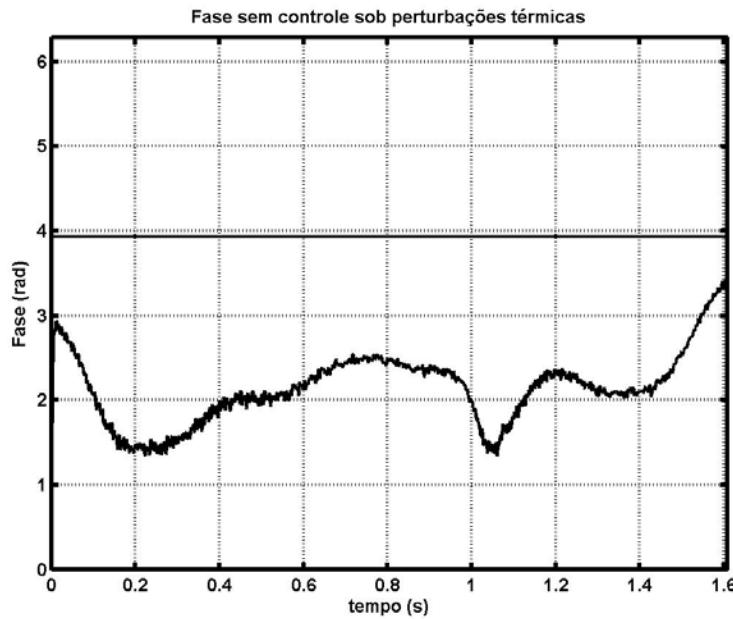


Figura 8.20 - Perturbações geradas por variações térmicas no ar.

A figura 8.21 mostra a execução dos quatro passos, variando-se a referência para controle de 90 em 90 graus. A ação do controlador é de seguir a referência, e quando o erro está dentro dos limites admitidos, adquire-se a imagem que representa aquele passo.

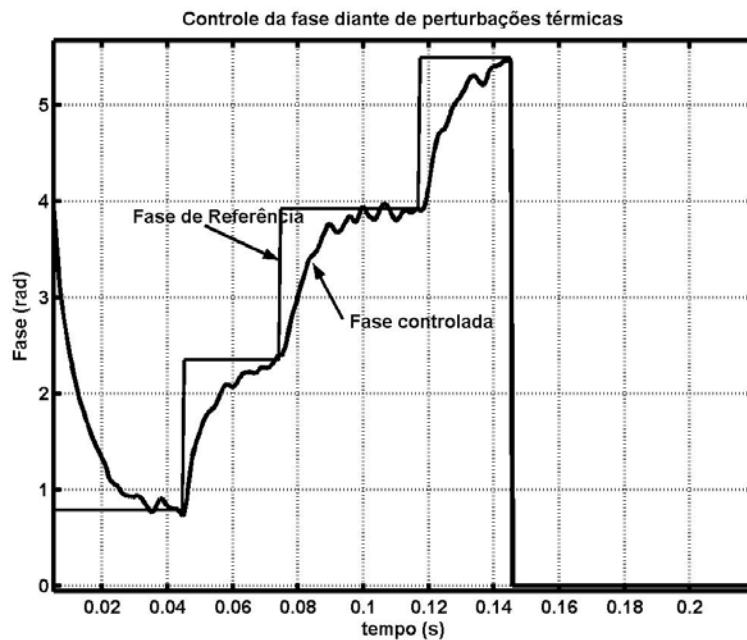


Figura 8.21 – Comportamento da fase controlada diante de perturbações térmicas.

### 8.3 Avaliação do desempenho do sistema com base em toda a imagem

A metodologia de avaliação do sistema de estabilização ativa procura quantificar a influência da estabilização da fase na qualidade da imagem. Os parâmetros associados ao desempenho do sistema foram descritos na seção 3.4.

Por limitações técnicas, a máxima excursão do atuador piezoelectrônico ficou restrita ao equivalente a dois comprimentos de onda, limitando a máxima amplitude que o sistema em malha fechada consegue controlar.

A figura 8.22 mostra a região de controle satisfatório na qual o erro de fase está dentro da tolerância especificada para este sistema (conforme a tabela 8.1). Perturbações fora dessa região fazem com que o controlador desenvolvido não converja. Essa região pode ser alterada caso a tolerância admitida e/ou o número de ciclos em que ele deve permanecer estável (dentro da tolerância) for modificado.

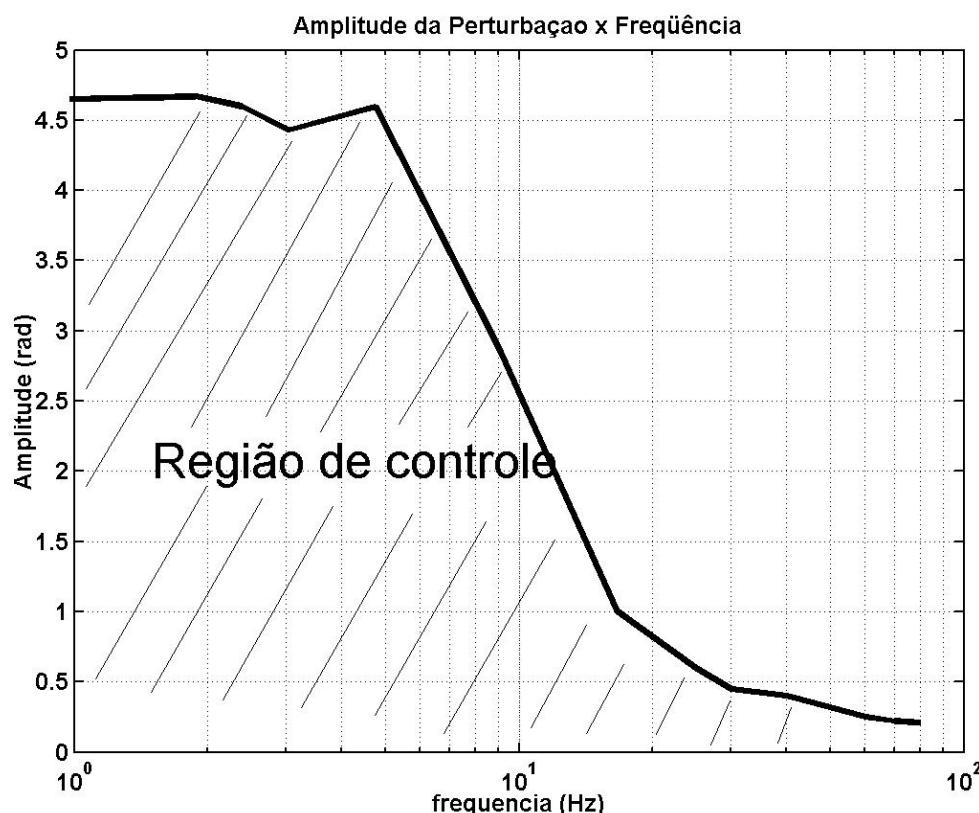


Figura 8.22 – Região de controle na qual o controlador converge.

As avaliações seguintes foram realizadas seguindo a curva limite da

região de controle.

### 8.3.1 Plano médio

Variando-se a freqüência para uma perturbação em rampa do tipo dente de serra, avalia-se o desvio padrão da diferença entre o plano gerado pelo mapa de diferença de fase com salto removido e o plano médio ajustado para o mesmo mapa.

O método de avaliação seguiu os seguintes passos:

- a) adquire-se cinco mapas de diferença de fase para cada freqüência de perturbação, tanto com controle em malha aberta e em malha fechada;
- b) determina-se o desvio padrão da diferença em relação ao plano médio para cada uma das cinco imagens adquiridas;
- c) determina-se a média dos desvios e o desvio padrão das cinco medidas para cada freqüência;
- d) desenha-se o desvio padrão em forma gráfica.

A figura 8.23 mostra o mapa de diferença de fase e a imagem após a remoção de salto de fase para a freqüência de 3Hz, tanto com controle em malha fechada (figuras c e d ) como em malha aberta (figuras a e b). Observe que se degradam fortemente as de franjas de interferência quando o controle está em malha aberta.

A figura 8.24 mostra as imagens para perturbações de 16 Hz, porém com amplitudes de perturbação bem menores que os da figura 8.23. Por este motivo o aspecto visual das franjas em malha aberta é melhor se comparados com as da figura 8.23 .

Em baixas freqüências (menores que 10 Hz), para a condição escolhida neste sistema, não há condições de visualizar as franjas de interferência. Essa condição de perturbação é comum em medidas holográficas em ambientes não estabilizados e mostra a importância deste sistema de controle. As medidas em malha fechada ocorrem como se não existissem perturbações.

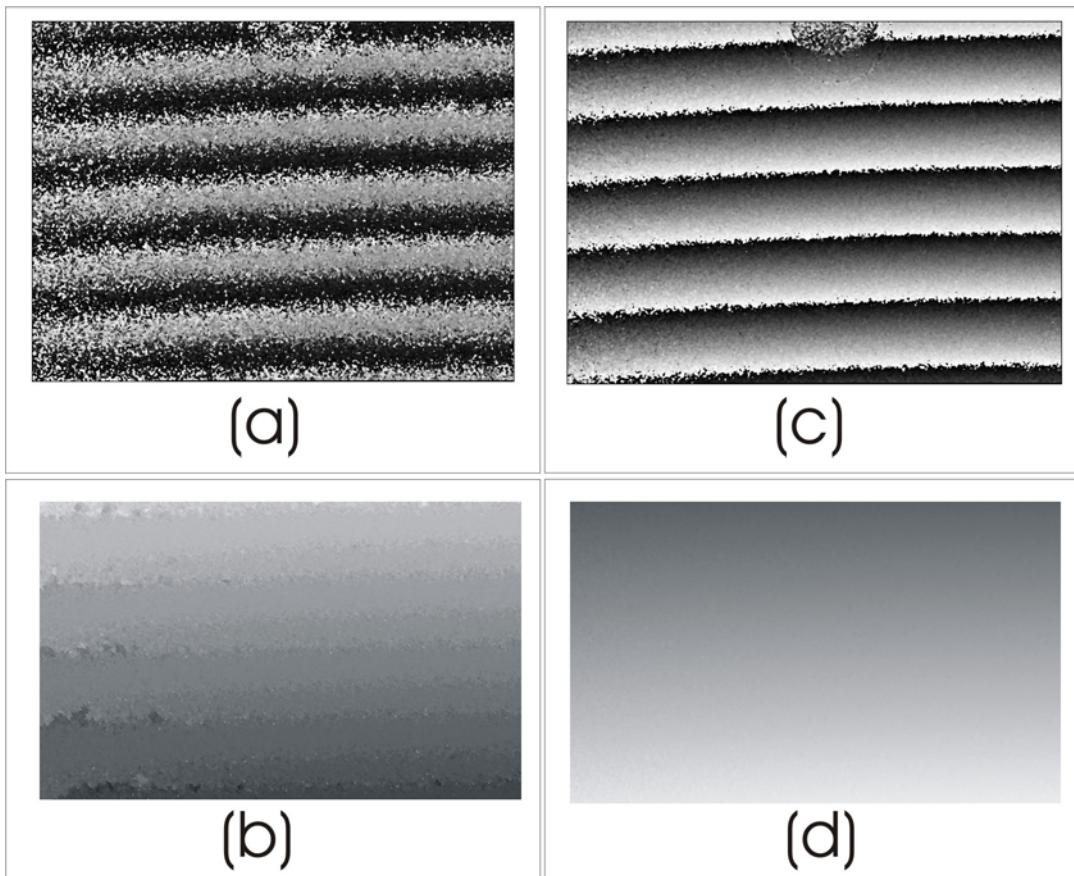


Figura 8.23 - Mapas de diferenças de fase com e sem salto removido para 3 Hz. Malha aberta: figuras a e b. Malha fechada: figuras c e d.

Os planos inclinados formados pela remoção do salto de fase e o plano médio para 3 Hz e 16 Hz são mostrados nas figuras 8.25 e 8.26 respectivamente.

A figura 8.27 mostra o desvio padrão do resíduo (diferença entre os dados medidos e o plano ajustado) em função da freqüência para o controle em malha fechada e em malha aberta. A amplitude da perturbação não permaneceu constante, mas seguiu a trajetória descrita pela linha que separa a região de controle da figura 8.22. Para baixas freqüências, onde a amplitude da perturbação é grande (em torno de um comprimento de onda), os resultados em malha fechada são muito melhores do que os resultados em malha aberta.

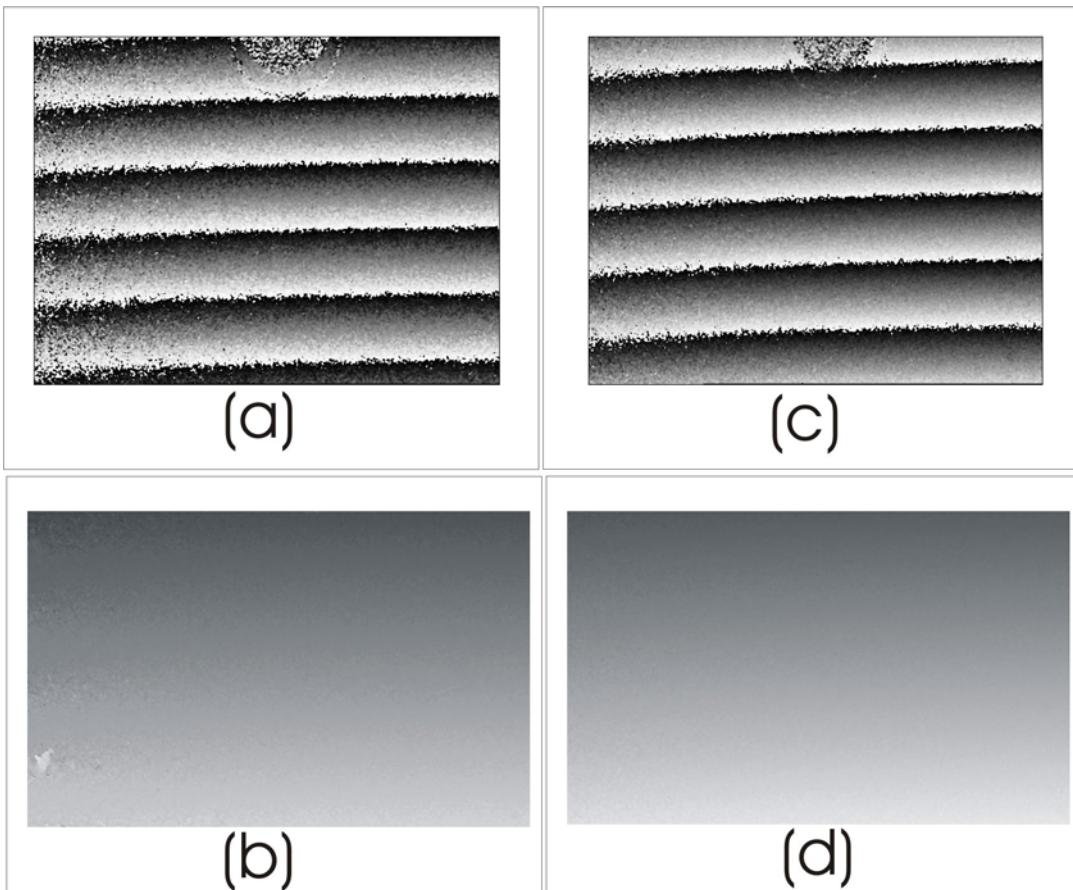


Figura 8.24 - Mapas de diferenças de fase com e sem salto removido para 16 Hz. Malha aberta: figuras a e b. Malha fechada: figuras c e d.

À medida que a freqüência aumenta, próximo aos 100 Hz, ocorrem oscilações no controlador e desse ponto em diante ele não consegue mais atuar satisfatoriamente.

A característica mostrada pela figura 8.27 concorda com a característica teórica de resposta em freqüência, mostrada na figura 7.8.

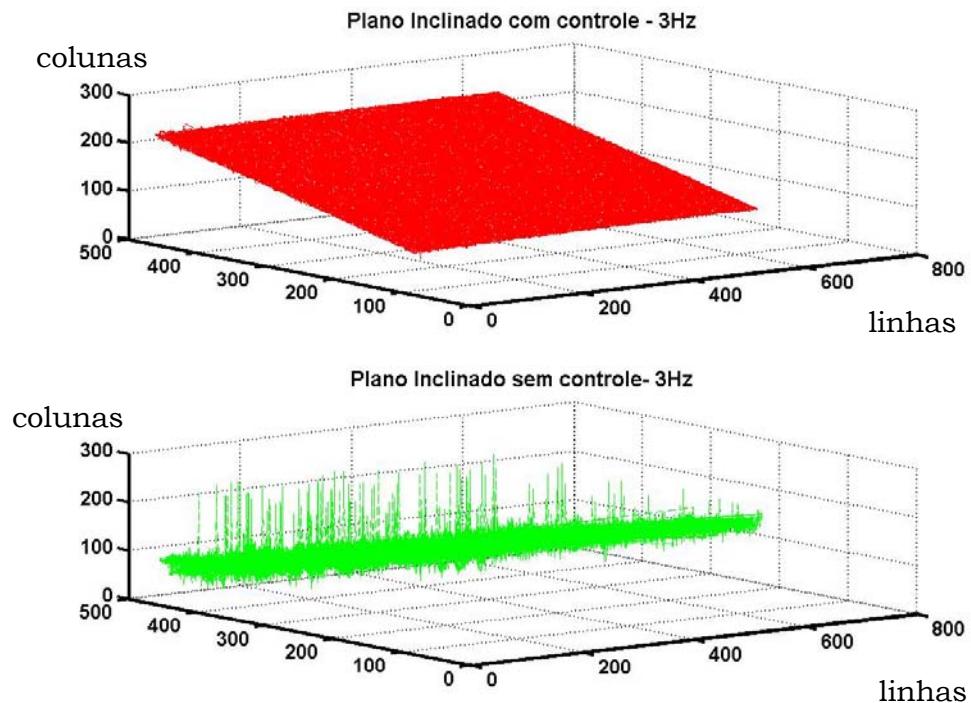


Figura 8.25 – Plano inclinado formado após a remoção do salto de fase para 3 Hz de perturbação. Topo: malha fechada. Inferior: malha aberta.

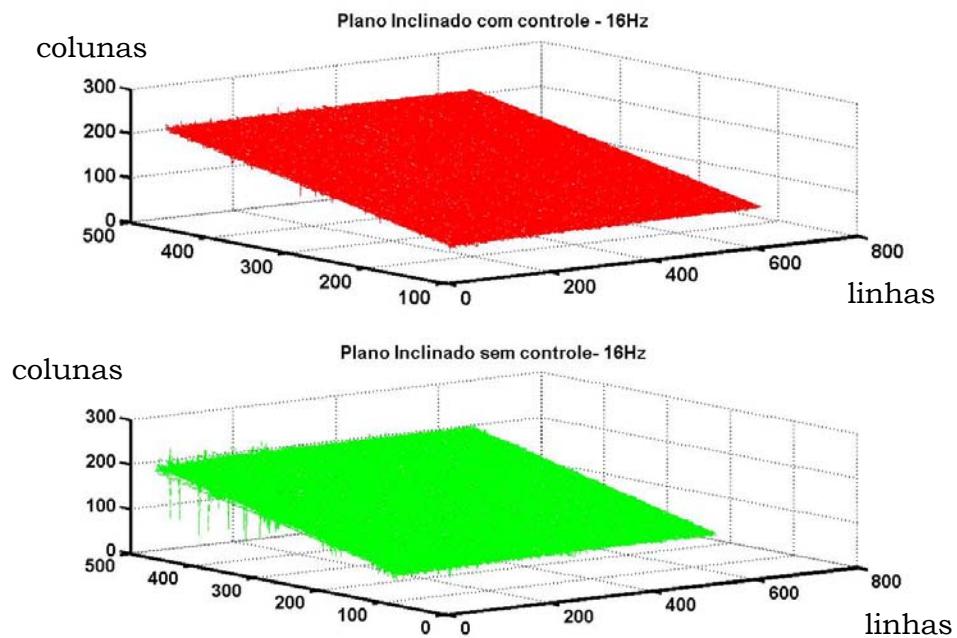


Figura 8.26 - Plano inclinado formado após a remoção do salto de fase para 16 Hz de perturbação. No topo: malha fechada. Inferior: malha aberta.

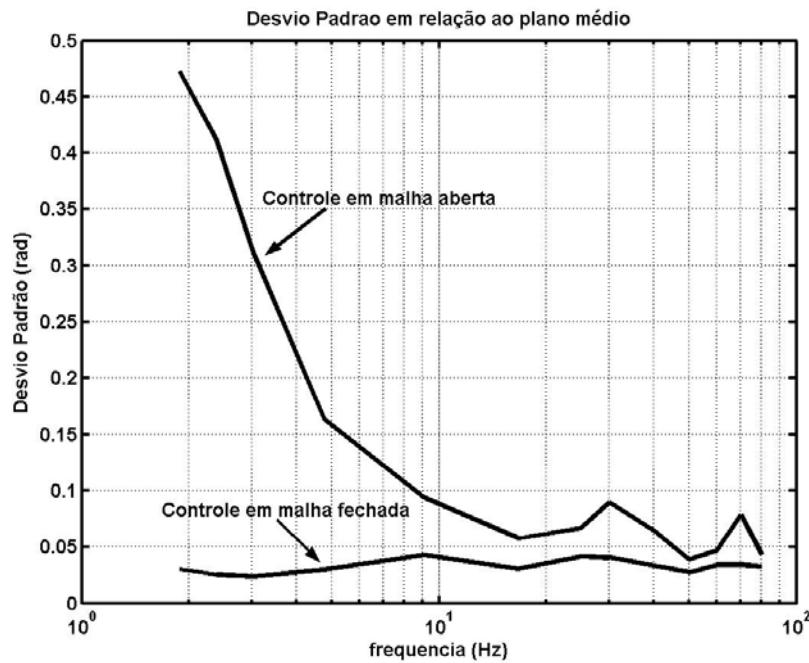


Figura 8.27 - Comparativo do desvio padrão dos resíduos do ajuste ao plano após a remoção do salto de fase.

### 8.3.2 Pseudomodulação espacial

Numericamente, apenas para ter um índice comparativo dos resultados em malha aberta e em malha fechada, considera-se como valor limite para a pseudomodulação o número 0,78. Com este valor, verifica-se qual a percentagem dos *pixels* está acima desse valor limite, tanto com controle em malha fechada como em malha aberta.

As figuras 8.28 e 8.29 mostram dois resultados expressos em termos da pseudomodulação espacial, em malha aberta e em malha fechada respectivamente, quando a freqüência da perturbação é de 10 Hz. Determinou-se que 93% dos *pixels* estão acima do limite considerado (representados por pontos brancos na imagem) quando o controle está em malha fechada e 80% dos *pixels* estão acima do mesmo limite quando o controle está em malha aberta. Portanto, a pseudomodulação espacial nestas condições é 13% maior.



Figura 8.28 - Pseudomodulação espacial com controle em malha aberta.

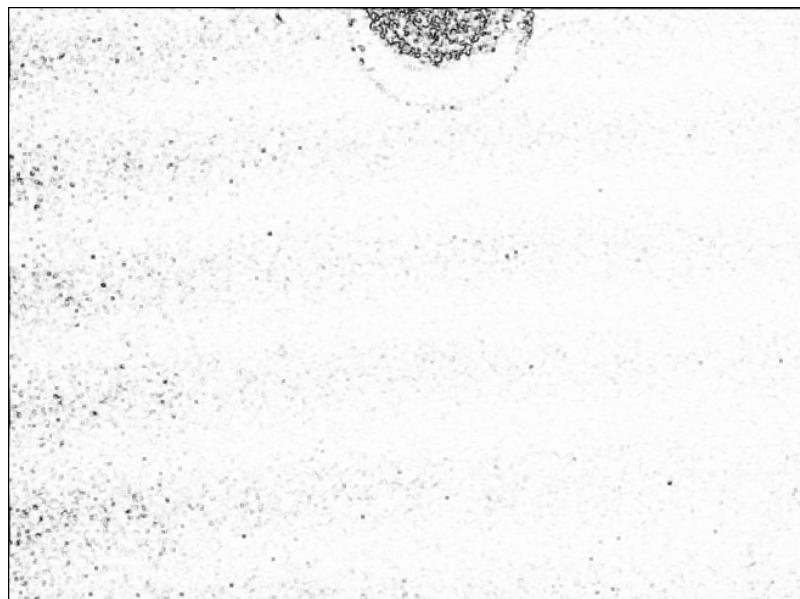


Figura 8.29 - Pseudomodulação espacial com controle em malha fechada.

A figura 8.30 mostra o comportamento da pseudomodulação em função da freqüência. Percebe-se visualmente que a pseudomodulação é sempre melhor com o controlador em malha fechada.

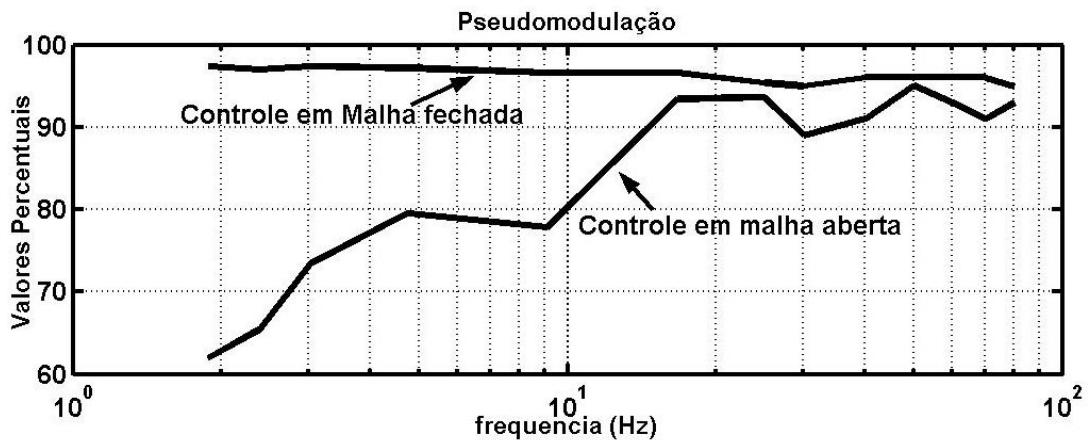


Figura 8.30 - Comparativo da pseudomodulação espacial com controle em malha aberta e controle em malha fechada.

### 8.3.3 Ângulo de rotação

Variando-se a freqüência e amplitude da perturbação, conforme mostra o figura 8.31, obteve-se o comportamento do ângulo de rotação em função da freqüência da perturbação. Em baixas freqüências (até 10 Hz) não é possível calcular o ângulo de giro em malha aberta porque sequer há a formação de franjas coerentes (foram zeradas para efeito de gráfico), mas com controle isso é possível.

A pequena diferença entre o valor encontrado sem controle e com controle para freqüências superiores a 10 Hz é justificada pelo fato de que as perturbações não alteram a distância entre as franjas, mas somente a posição relativa das franjas. Como o cálculo é baseado na distância entre franjas, não há diferença significativa.

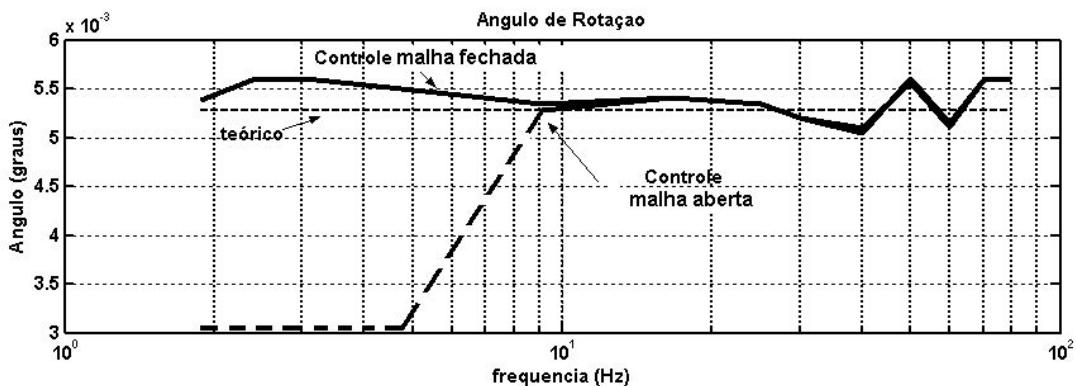


Figura 8.31 - Ângulo de rotação em função da freqüência.

### 8.3.4 Amplitude de uma coluna da imagem

A fase extraída de uma coluna do mapa de diferença de fase com salto

removido resulta em uma linha inclinada (cuja inclinação está associada à rotação).

Para perturbações com amplitudes menores que  $2\pi$  e freqüências menores que 5 Hz em malha aberta, não há a formação de uma linha inclinada, conforme mostra a figura 8.32 (freqüência de 3 Hz). Para freqüências maiores que 5 Hz e amplitudes menores que 0,5 rad, as linhas se parecem como as mostradas na figura 8.33.

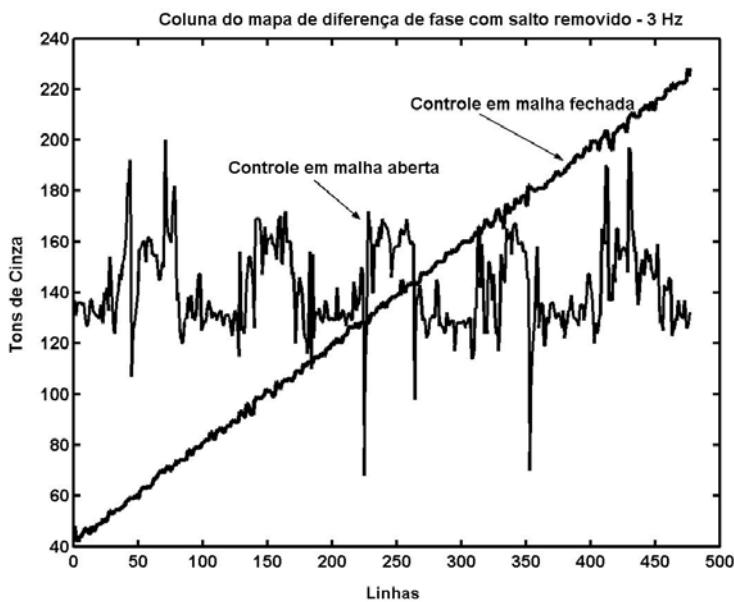


Figura 8.32 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferença de fase após o salto ter sido removido, com controle em malha fechada e em malha aberta, para perturbações de 3 Hz.

Com estes dados determina-se, através do método de regressão linear, a melhor reta que se ajusta ao conjunto de pontos. Calcula-se a raiz quadrado do erro médio quadrático através da equação 3.7.

A figura 8.34 mostra a estimativa do desvio padrão de uma mesma coluna do mapa de diferenças de fase com salto removido em função da freqüência, com e sem controle. Em baixas freqüências a influência da perturbação é mais significativa por um fator de cinco, se comparados os resultados em malha aberta e em malha fechada.

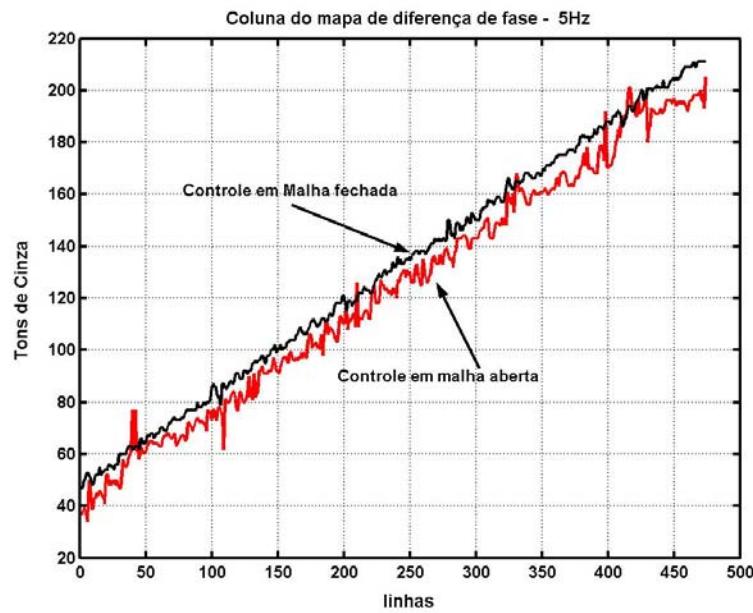


Figura 8.33 - Comportamento de uma coluna do mapa de diferença de fase com salto removido, em malha aberta e em malha fechada, para perturbações de 5 Hz.

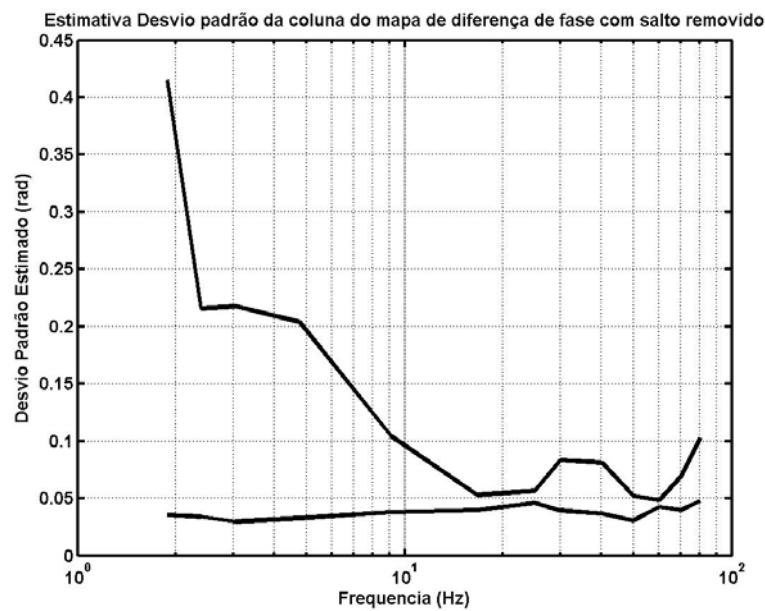


Figura 8.34 - Comportamento do erro médio quadrático em função da freqüência.

### **8.3.5 Variação máxima do deslocamento de um ponto no tempo**

Nesse sistema, quando o controlador está em malha aberta, a variação do deslocamento medido com HE segue a variação da perturbação. Quando o controlador está em malha fechada, a variação na fase fica dentro dos limites especificados para o controlador.

Usando a equação 3.13, com os dados da tabela 8.1, o valor máximo da variação da distância absoluta nestes experimentos, com controle em malha fechada, é de 9,4 nm. Em malha aberta este valor alcançou 188,27 nm. Em termos percentuais, com o controle em malha fechada, a variação do deslocamento de um ponto é de 1,83% de  $\lambda$ , enquanto que em malha aberta esse valor atinge 36,6% de  $\lambda$ . Comparativamente, houve uma melhora por um fator de vinte na medição do deslocamento máximo de um ponto ao longo do tempo, sem e com realimentação do controlador.

## Capítulo 9

### Considerações finais e conclusão

Este trabalho descreve um sistema de estabilização ativa para minimizar os erros de medição feitas com holografia eletrônica, afetadas principalmente por perturbações mecânicas e térmicas que alteram a fase da luz de laser num sistema interferométrico.

Faz-se uma avaliação geral do sistema proposto e avaliações específicas de cada módulo que compõem o sistema. Em seguida, faz-se algumas recomendações de continuidade para o caso de novos trabalhos, e, por fim, chega-se à conclusão final.

#### 9.1 Avaliação geral

Para perturbações ambientais que estão dentro da área de controle otimizada (amplitudes e freqüências) mostrada na figura 8.22, o sistema de controle se mostrou eficiente, confiável e estável. Naquelas condições a minimização dos efeitos das perturbações sobre a medição foi significativa.

O sistema alia simplicidade e robustez, tanto de montagem, quanto de operação. O fato de não ter elementos adicionais para medir a variável de controle torna o sistema simples e sem ajustes externos, podendo ser adaptado rapidamente a uma nova situação de medição. Os ajustes necessários se limitam às constantes do controlador e no posicionamento dos componentes.

O custo do sistema é outra vantagem sobre os sistemas que utilizam sensores de fase específicos. Alguns destes sensores são caros, com tecnologias proprietárias, tornando-os dependentes de um determinado fornecedor. Não raro, esses sensores são difíceis de serem construídos com as mesmas características, portanto, cada sistema é diferente do anterior, dificultando a construção de sistemas de controle genéricos. Como neste trabalho a variável de controle é extraída da própria imagem, não se utiliza nenhum tipo de sensor de fase adicional.

Associado a isso, o elemento processador que executa os algoritmos de controle é um PC típico sem nenhuma característica especial, exceto que

possua uma porta padrão IEEE-1394. O computador é utilizado para fechar a malha de controle através da porta paralela, que é uma porta comum a todos os PCs, e é também utilizado para realizar o pós-processamento das imagens para extrair as informações que resultarão na medição propriamente dita. Obtém-se, com isso, rapidez e versatilidade na avaliação dos resultados, permitindo repetir as medições caso haja alguma necessidade. Esta é uma característica desejável para sistemas de medição que estão longe do local onde serão processadas as informações.

O uso de sistemas operacionais de uso geral, tal como o Windows XP, teve um desempenho satisfatório em controle de malha fechada, embora esse tipo de sistema não seja otimizado para ações de controle. No entanto, devido às características de tempo real introduzidas neste sistema operacional, foi possível utilizá-lo com sucesso. Isso mostra que em algumas situações não há a necessidade de se utilizar sistemas de controle proprietários e de custo elevado, tanto de desenvolvimento de software como de utilização, já que requerem alto grau de especialização.

O uso de câmeras de vídeo digitais para aquisição de imagens tem se popularizado cada vez mais, devido à facilidade de operação e do tratamento de dados digitais. Ao se incluir características especiais, tais como as aqui utilizadas, a câmera passa a ser um elemento muito importante na área de controle e processamento de informações através de imagens. Nesse sentido a câmera escolhida é adequada e suas características serviram muito bem neste sistema.

Alguns imprevistos foram encontrados ao longo do desenvolvimento desta tese. Um deles foi o uso de um laser que apresentava anomalamamente oscilações na potência luminosa emitida. Entretanto, esse tipo de problema foi parcialmente contornado pelo uso de controle em malha fechada. O outro foi o atraso inerente na malha de controle entre a imagem que está sendo adquirida e a imagem que efetivamente chega no controlador. Isso limita a máxima freqüência de controle que o sistema consegue controlar.

No entanto esse sistema tem suas limitações: (a) exige que a peça a ser medida seja iluminada por um laser de alta potência, o que não é comum em ambiente industrial, e (b) não é muito eficiente para perturbações que não são homogêneas, isto é, que afetam somente algumas partes da imagem do objeto medido.

## 9.2 Avaliações específicas

O controlador utilizado foi do tipo proporcional-integral-derivativo, e este tipo se mostrou bastante confiável e robusto. No entanto, como todo controlador, seus parâmetros de controle devem ser otimizados para que o desempenho seja satisfatório. Uma vantagem de controladores digitais é que eles podem migrar facilmente para novas técnicas de controle sem a necessidade de se alterar nenhum dos elementos de hardware do sistema de estabilização ativa. Com isso pode-se avaliar muitos tipos de controladores, comparar seus desempenhos, e até otimizá-los. O uso de um computador do tipo IBM-PC para realizar o algoritmo de controle foi satisfatório, tanto em termos de velocidade de processamento, como em termos de confiabilidade de resultados.

A utilização da tecnologia IEEE-1394 para recebimento dos dados é uma inovação nesse sistema. A tecnologia está bem desenvolvida, é segura, e não há perda de dados, mesmo com um protocolo que não faz nenhum tipo de verificação de erros nos dados. A taxa de transmissão é elevada e o protocolo dá suporte a esse tipo de dados (*streaming* de vídeo). Além disso, a variação da freqüência com que estes dados chegam ao processador é pequena. Portanto, o uso dessa tecnologia serviu muito bem a este sistema.

A alta velocidade com que os comandos saem da porta paralela é um outro fator importante nesse sistema. O tempo para que um comando seja enviado pela porta paralela até que o atuador mude de posição foi de  $10 \mu\text{s}$  (100 kHz), estando dentro dos limites aceitos para este sistema.

A câmera de vídeo se mostrou adequada por diversas razões: aquisição de uma área da imagem a uma taxa elevada, facilidade de mudança dos seus parâmetros de controle, qualidade adequada da imagem, pequena, leve e de manuseio robusto.

O Windows XP como o sistema operacional, por permitir que tarefas sejam agendadas com prioridade de tempo real, obteve dados da câmera de vídeo com baixa variação da freqüência.

Enfim, a associação dos diversos componentes para a realização do controlador mostrou que os dados chegam a uma taxa apropriada, o PC consegue calcular os dados de controle, e o atuador responde a tempo de poder corrigir a alteração percebida pelo sistema.

Diversos métodos de avaliação do sistema foram propostos, baseados na análise da imagem que representa o mapa de diferenças de fase. Destaca-se o

método que utiliza o plano médio que melhor se ajusta ao plano formado pelo mapa de diferenças de fase com salto removido. Esse método se mostrou confiável, com resultados que mostram com clareza o efeito do sistema de controle na medição. No entanto esse método só é útil quando o mapa de diferenças de fase com salto removido gera um plano, o que nem sempre acontece. Um método de aplicação mais ampla é o uso da pseudomodulação espacial como quantificador relativo da melhoria da medição. Da mesma maneira, esse método apresenta valores que claramente indicam se há ou não uma melhoria, e é usado para qualquer formato de franjas de interferência. Os resultados geram uma imagem que ajuda a perceber, de maneira imediata, o comportamento do sistema de medição.

O processo de cálculo destes dois métodos de avaliação é totalmente automatizado, exigindo pouca interferência do operador, o que garante maior confiabilidade e maior rapidez na obtenção dos resultados.

### **9.3 Recomendações de continuidade**

Sistemas dessa natureza tornam-se cada vez mais importantes quando estão presentes perturbações não controladas que influenciam a medição em HE. Portanto, é necessário aprimorar os sistemas existentes e propor novas soluções.

Combinar uma câmera de vídeo e um processador digital de sinais num único equipamento (integrado) seria a condição ideal para controle. Um programa poderia ser carregado no equipamento e este executaria tarefas de controle ou de análise de imagens, enviando um sinal de comando (palavra digital de doze bits de profundidade) que serviria como comando para algum atuador. Assim, este equipamento integrado permitiria executar ações de controle com mais rapidez e confiabilidade, já que não necessitaria transmitir a imagem para um controlador externo.

Se for mantido o mesmo arranjo de componentes, faz-se que algumas recomendações, mostradas nas próximas seções.

#### **9.3.1 Câmera de vídeo**

A câmera de vídeo poderia ter características mais próximas do ideal para sistemas de estabilização ativa:

- Tecnologia de transmissão de dados mais veloz, tal como a UBS 2.0 ou IEEE-1394 de maior velocidade.

- Na câmera utilizada, ao se trocar o formato da imagem (inteira ou parcial), é necessário adquirir uma nova imagem, perdendo a imagem que já estava na memória analógica. Para se evitar uma nova aquisição, seria recomendável que a câmera contivesse a opção de converter para digital a última imagem inteira que já está na memória analógica. Com isso evita-se a necessidade de um novo tempo de exposição da imagem quando se deseja trocar o tamanho da área de interesse na imagem, reduzindo o tempo de aquisição da imagem.

### **9.3.2 Laser**

Laser de maior potência são geralmente muito grandes, tornando-os difíceis de serem transportados para um meio industrial. Portanto, laser de tamanho menor são recomendáveis, já que se prevê a utilização destes sistemas em ambiente externo a um laboratório de metrologia. Entretanto, potências da ordem de 1 W seriam desejáveis.

### **9.3.3 Atuadores piezoelétricos**

A excursão máxima do atuador PZT é um fator limitante na máxima amplitude da perturbação que se pode controlar. No entanto, quanto maior é o tamanho físico do PZT (permite maior deslocamento), menor é a sua resposta dinâmica. Portanto, é importante conhecer previamente as características do ambiente onde se fará a medição para se determinar a excursão ideal do atuador e sua resposta dinâmica.

### **9.3.4 Computadores**

O desenvolvimento crescente dos computadores de uso pessoal, aliado ao desenvolvimento de novas tecnologias de transmissão de vídeo, fazem com que o computador de uso geral sirva para aplicações de controle. A velocidade de processamento e o desenvolvimento dos sistemas operacionais tornam este elemento utilizável em algumas áreas de controle, como é o caso neste trabalho. No entanto, para fins de controle, deve-se utilizar sempre a última tecnologia em computadores de uso pessoal, destacando-se velocidade do processador, quantidade de memória RAM disponível, portas adequadas à transmissão de vídeo (USB, IEEE-1394) e placas de vídeo rápidas. Além disso, deve-se evitar a

instalação de softwares que sobrecarregam o sistema operacional com pedidos constantes de interrupção, prejudicando o desempenho global do sistema e, especificamente, do software de controle (por exemplo: softwares antivírus).

### 9.3.5 Sistemas operacionais

O uso de sistemas operacionais de uso geral se mostrou adequado para este tipo de sistema de controle, especialmente àqueles que tem condições de acessar dados usando o protocolo IEEE-1394. O uso de sistemas operacionais dedicados se justifica se o controle for contínuo no tempo, desde que possuam os *drives* necessários para acessar as câmeras de vídeo com essa tecnologia.

## 9.4 Conclusão

Este trabalho descreve um sistema de estabilização ativa para minimizar os erros de medição feitas com holografia eletrônica, afetadas principalmente por perturbações mecânicas e térmicas que alteram a fase da luz de laser num sistema interferométrico.

O sistema de estabilização ativa realizado é inédito em função do arranjo e das tecnologias utilizadas. Compõe-se de uma câmera de vídeo digital, que adquire uma pequena região de interesse da imagem com altas taxas de aquisição e de transmissão; de um computador que se encarrega de receber as imagens, processar o algoritmo de controle e gerar comandos para um atuador, tudo isso dentro de um sistema operacional de uso geral.

Os bons resultados alcançados mostram que esse sistema proposto é viável, robusto e confiável. Além disso, não exige elementos adicionais ao sistema de medição.

Diversos indicadores de qualidade das imagens foram desenvolvidos para avaliar a real vantagem do sistema de estabilização ativa sobre os sistemas que não possuem nenhum tipo de controle, servindo como subsídio para futuros trabalhos que necessitam avaliar a qualidade de imagens.

Portanto, a aplicabilidade deste tipo de sistema de estabilização ativa em holografia eletrônica ficou comprovada, especialmente em ambientes onde não é possível minimizar os efeitos das perturbações sobre a medição.

## Referências bibliográficas

- [1] KOBAYASHI, A.S. **Handbook on experimental mechanics.** Society for Experimental Mechanics Inc. Prentice Hall, 1989.
- [2] CLOUD, G. L. **Optical methods of engineering analysis.** Cambridge University Press, 1998, p. 441-491.
- [3] TRONCOSO, L. H.. S. **Sistema ativo de estabilização para medição com holografia eletrônica.** Tese de doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.
- [4] BROZEIT, A. BURKE, J. HELMERS, H. **Active phase stabilization in speckle pattern interferometry without additional optical components** in: Journal Optics Com., v.173, p. 95, 2000.
- [5] HECHT, E., **Hecht Optics.** Addison-Wesley Publishing Co. 2<sup>a</sup>. edição, 1987, p. 333-391.
- [6] WILLEMANN, D. P. **Desenvolvimento de uma roseta óptica para medição de tensões e deformações usando holografia eletrônica.** Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- [7] KAPP, V.A. **Otimização do Desempenho metrológico do sistema de medição Estação Holográfica.** Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.
- [8] ROBINSON, D.W. REID, G.T. **Interferogram Analysis.** Institute of Physics Publishing, 1993.
- [9] BRUG, H. **Interferometry in Optics Research Group – an overview.** SPIE, v. 4101, 2000.
- [10] BURKE, J. HELMERS, H. **Performance of spatial vs. temporal phase shifting in ESPI.** SPIE, v. 3744, 1999.
- [11] GASVIK, K.J. **Optical Metrology.** 2<sup>a</sup>. Edição. John Wyley & Sons, 2002, p. 179-183.

- [12] JONES, R. WYKES, C. **Holographic and Speckle Interferometry.** Cambridge University Press, 1989.
- [13] GUANCHANG, J. SHOUHONG, T. **Electronic speckle pattern interferometer with a polarization phase-shift technique.** SPIE, Optical Engineering, 1992.
- [14] KOLENOVIC, E. OSTEN, W. JÜPTNER, W. **Influence of unresolved speckles in interferometric phase measurements.** SPIE, v. 4101, 2000.
- [15] ASSUNDI, A. WENZEL, Z. **Fast phase-unwrapping algorithm based on a grayscale mask and flood fill.** Applied Optics, v. 31, n. 23, p. 5416-5420, 1988.
- [16] JOENATHAN, C. et all. **Speckle Interferometry with Temporal Phase Evaluation: influence of Decorrelation, Speckle size, and non-linearity of the Camera.** Applied Optics, v. 38, Issue 7, p. 1169-1178, Março 1999.
- [17] ANDERSON, D. **FireWire™ System Architecture: IEEE 1394A.** 2<sup>a</sup> edição, MindShare, Inc, 1999.
- [18] PETERSEN, M.O. **Decorrelation and fringe visibility: on the limiting behavior of various electronic speckle-pattern correlation interferometers** in: Journal Optical Com., v.A8, n.7, p. 1082-1089, 1991.
- [19] SESSELMANN, M. **Interferômetros robustos aplicados à medição de deslocamentos radiais em cilindros internos usando holografia eletrônica.** Tese de doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.
- [20] BASLER. **[Basler A600f User's Manual].** Disponível em <[http://www.baslerweb.com/produkte/produkte\\_en\\_1455.php](http://www.baslerweb.com/produkte/produkte_en_1455.php)>. Acesso: fev. 2003.
- [21] HREBABETZY, F. , ALBERTAZZI, A. Jr., VEIGA, C. L. **Camera-based, active phase stabilization for Electronic Holography.** SPIE v. 4420, Set 2001, p. 155-161.

- [22] OCHOA, N.A. SANTOYO, F.M. et al. **Contrast enhancement of electronic speckle pattern interferometry addition fringes.** Applied Optics, v. 36, n. 13, 1997.
- [23] JOHNSON, R.A. **Miller and Freund's Probability and Statistics for Engineers.** Prentice Hall, 1994.
- [24] ALBERTAZZI, A.G. **A Robust Hybrid Phase Unwrapping Technique by Block Processing and Successive Approximation to a Mathematical Model** in: The 4<sup>th</sup> International Workshop on Automatic Processing of Fringe Patterns, 2001.
- [25] RUIZ, P.D., et all. **Low-frequency vibration measurement with high-speed phase-shifting speckle pattern interferometry and temporal phase unwrapping** in: The 4<sup>th</sup> International Workshop on Automatic Processing of Fringe Patterns, 2001.
- [26] STEINBRUSH, A. WINTERLE, P. **Geometria Analítica.** McGraw-Hill, 1987.
- [27] HUNG, Y.Y. **Electronic shearography versus ESPI for nondestructive evaluation.** SPIE v.1554B, p. 692-700, San Diego, 1995.
- [28] ALBERTAZZI, A. G. KANDA, C. BORGES, M. HREBABETZY, F. **A radial in-plane interferometer for ESPI measurement.** SPIE, v. 4101, 2000.
- [29] COGGRAVE, C.R. HUNTLEY, J.M. **Real-time speckle interferometry fringe analysis system.** SPIE, v. 3744, 1999.
- [30] GDEISAT, M.A. BURTON, D.R. LALOR, M.J. **Real-time fringe pattern demodulation using digital phase locked loops** in: The 4<sup>th</sup> International Workshop on Automatic Processing of Fringe Patterns, 2001.
- [31] YAMAGUCHI, I. FURUKAWA, T. **Accelerated LASER-speckle strain gauge.** SPIE v. 0556, p. 132, 1985.
- [32] SANTOS, J.L. NEWSON, T.P. JACKSON, D. **Electronic speckle-pattern interferometry using single-mode fibers and active fringe stabilization.** Optics Letters, v.15, n.10, p. 573, 1990.

- [33] YAMAGUCHI, I. KATO, J. **Real-time fringe analyzer and its applications to active optics.** SPIE, v. 2340, p. 22, 1994.
- [34] FRESCHI A.A., FREJLICH, J., **Adjustable phase control in stabilizes interferometry.** Optics Letters, v. 20, n.6, p. 635, 1995.
- [35] HELMERS, H. BISHOFF, M. EHLKES, L. **ESPI-system with active in-line digital phase stabilization** in: Proceedings of Fringe 2001, p. 673, 2001.
- [36] HREBABELTZKY, F. **Computer-controlled, active phase stabilization for Electronic Holography.** SPIE, v. 2861, p. 152-162, 1996.
- [37] YAMAGUCHI, I. *et all.* **Active phase-shifting interferometers for shape and deformation measurements.** Op.Eng.35(10), p. 2930-2937, 1996.
- [38] YAMAGUCHI, I. LIU, J. **Robust Interferometry using optical feedback of a LASER diode.** SPIE v.3744, p. 377-385, 1999.
- [39] NGOI, B.K.A. VENKATAKRISHMAN, K. SIVAKUMAR, N.R. BO, T. **Instantaneous phase shifting arrangement for microsurface profiling of flat surfaces** in: Journal Optics Communications, 2001.
- [40] GALANULIS, K. **Active stabilization of ESPI system for applications under rough conditions.** SPIE v.2545, p. 103, 1995.
- [41] MOORE, A. J. HAND, D.P. BARTON, J. JONES, J.D.C. **Time-resolved deformation measurement with ESPI and a high speed camera.** SPIE v.3744, p. 82, 1999.
- [42] HELMERS, H. CARL, T. D. SIEVERS, T.D. **CMOS-ESPI-system with in-line digital phase stabilization using unresolved speckles.** SPIE v.4777, p. 232, 2002.
- [43] PROMOTEURS OF THE 1394 OPEN HCI. **1394 Open Host Controller Interface Specification.** Janeiro, 2000.
- [44] RUBINI, A. CORBET, J. **Linux Device Drivers.** 2<sup>a</sup>. Edição. Editora O'Reilly, 2001.
- [45] FSMLABS. **Getting Started With RTLinux.** Manual. Abril, 2001.

- [46] MICRON. **[MT9V403 CMOS Active-Pixel Digital Image Sensor]**. Manual. Disponível em <<http://www.micron.com>>. Acesso: Fev. 2003.
- [47] Departamento de Física da Universidade Nacional de La Plata. **Testing RT-LINUX**. Disponível em <<http://www.fisica.unlp.edu.ar/rt/>>. Acesso: Abril, 2003 .
- [48] CANOSA, J. **Fundamentals of FireWire** in: Embedded System Programming. Disponível em <<http://www.embedded.com/1999/9906/9906feat2.htm>>. Acesso: Jan. 2004.
- [49] OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3a. Edição, 2003. Editora LTC, p. 544-555.
- [50] HREBABETZKY, F. **Closed-Loop With Oberon** in: Software Concept And Tools, Springer –Verlag, 1997.
- [51] OGATA, K. **Discrete-Time Control System**. 2<sup>a</sup> edição. Prentice Hall, 1995.
- [52] RICO, J.E.N. **Controle Clássico**. Apostila. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- [53] PAGANO, D.J. **Teoria de Sistemas Amostrados e controle digital**. Apostila. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- [54] OHMORI, H. NARITA,N. , SANO, A. **Plug-In Adaptive Controller for Periodic Disturbance Rejection** in: Proceedings of de 37<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision & Control. Dezembro, 1998, Flórida-USA.
- [55] WANG, Q. ZHANG, Y. HUANG, X. **Virtual Feedforward Control for Asymptotic Rejection of Periodic Disturbance**. IEEE Transactions On Industrial Electronics, v. 49, n. 3, 2002.
- [56] KASHANI, A. R. **Adaptive FeedForward Control for Periodic Disturbance Rejection With Application to Machining Process** in: Proceedings of de 24<sup>th</sup> North American Manufacturing Research Conference. New York, USA, 1994.

- [57] KRISHNAMOORTHY, K. **Design and Control of a Dual Stage Fast Tool Servo for Precision Machining** in: Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications. Taipei, Taiwan, September 2-4, 2004.
- [58] RICO, J.E.N. **Controle Preditivo de Processos com grande atraso de transporte.** Apostila. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- [59] WANG, Q. ZHOU, H. YANG, Y. **Modified Smith Predictor Design for Periodic Disturbance Rejection.** National University of Singapore, Singapore, 2002.
- [60] DAHNOUN, N. **Digital Signal Processing Implementation.** Prentice Hall, Inc, 2000, p. 114-137.
- [61] COUGHANOWR, D.R. **Process Systems Analysis and Control.** 2a. edição. Mc Graw-Hill, 1991.
- [62] POPOV, E.P. **Introducción a la Mecánica de Sólidos.** Editorial Limusa, México, 1992, p.445-501.
- [63] NATIONAL INSTRUMENTS. **IMAQ Vision User Manual.** Disponível em <<http://www.labmetro.ufsc.br/Disciplinas/EMC6422/index.html>>. Acesso: Maio, 2004.
- [64] PICART, P. BRETEAU, J.M. PASCAL, J.C. **Some Considerations About Filtering of Speckle Interferometric Phase Fringe Patterns** in: The 4<sup>th</sup> International Workshop on Automatic Processing of Fringe Patterns, 2001.
- [65] YU, Y. WEI, C. CHEN, M. GUO, H. **Effective error reduction method in phase-shifting interferometer.** SPIE, v. 4101, 2000.
- [66] KEMPAINER, S. **CMOS Image Sensor: Eclipsing CCD in visual information?** In: EDN Access. Disponível em <<http://www.edn.com>>. Acesso: Fev. 2003.
- [67] NOLL, V. **Dicionário de termos técnicos usados em sensores de imagem.** Disponível em

- <<http://planeta.terra.com.br/educacao/valdirnoll/dicionario.htm>>. Acesso: Set. 2003.
- [68] LAUXTEMANN, S. **State of the art in CMOS Photo Sensing and application in machine vision** in: Proceedings of Fringe 2001, p. 539, 2001.
- [69] BURR-BROWN. **[Microprocessor-compatible 12-Bit Digital-to-Analog Converter]**. Manual. Disponível em <<http://www.datasheetcatalog.com/burrbrown/14/>>. Acesso: Junho 2004.
- [70] BURR-BROWN. **High Voltage, High Current Operational amplifier**. Manual. Disponível em: <<http://www.datasheetcatalog.com/burrbrown/14/>>. Acesso: Julho, 2004.
- [71] FARINES, J.M. FRAGA, J.S. OLIVEIRA, R.S. **Sistemas de Tempo Real**. Apostila. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.

## Apêndice 1

### Sensores de imagem CMOS

Neste apêndice procura-se dar uma visão geral do desenvolvimento de sensores de imagem, as técnicas de funcionamento e um dicionário de termos técnicos na área de sensores de imagem.

#### 1.1 Sensores de imagens digitais

O desenvolvimento de sensores de imagem com tecnologia CMOS tem trazido nova luz em aplicações especiais, tais como visão computacional (*Machine Vision*), em testes de produtos (*crash tests*) e recentemente em holografia eletrônica. Devido ao uso da tecnologia CMOS (a mesma usada na produção de chips para microprocessadores) já estar consolidada na indústria, tem sido mais barato produzir um sensor CMOS do que um sensor do tipo CCD (análogo), além de ser mais compacto e mais leve.

Os sensores de imagem CMOS apareceram em 1967, e os sensores do tipo CCD apareceram em 1970 e têm prevalecido sobre os CMOS, especialmente pela melhor qualidade da imagem [66]. Ambos os componentes dependem da resposta fotovoltaica do silício quando exposto à luz. Fótons próximo à região do infravermelho e na região visível tem suficiente energia para quebrar a força elétrica das ligações covalentes no silício. O número de elétrons liberado é proporcional à intensidade da luz. Embora ambas as tecnologias usem as mesmas propriedades físicas, os CCD são dominantes no mercado por terem uma faixa dinâmica superior, baixo ruído FPN e alta sensibilidade à luz.

Nos últimos anos, entretanto, com o desenvolvimento da tecnologia CMOS aplicados a microprocessadores e ASICs<sup>1</sup>, o uso de litografia *submicron* (reduzindo em muito o tamanho dos *pixels* e dos fios, aumentando a área exposta à luz), associado ao desenvolvimento de algoritmos avançados de processamento de sinal, e a possibilidade de colocar num único *chip* todo o controle da imagem permitiram que estes sensores voltassem a aparecer no

---

<sup>1</sup> Tecnologia de fabricação de chips.

mercado. A tecnologia CMOS também reduz drasticamente o consumo de energia e a adição de um circuito ativo para cada *pixel* melhorou em muito a qualidade da imagem, comparando-se hoje à qualidade da câmera CCD. Portanto, já se torna atrativo usar câmera CMOS ao invés de câmeras CCD (mais caras de fabricar devido ao processo envolvido).

### 1.1.1 Matriz de *pixels* CMOS

É o coração, o núcleo dos sensores, e que define o número de linhas e colunas da imagem (por exemplo: 1024 x 1280), tendo circuitos de suporte a leitura da matriz de fotodiodos, circuitos de conversão de dados para digital, e circuitos de processamento da imagem. Registradores de deslocamento vertical controlam o *reset*, a integração e o ciclo de leitura dos dados para o mundo exterior para cada linha da matriz. Registradores de deslocamento vertical controlam a leitura de uma coluna. Alguns sensores possuem ainda comunicação serial interna, ou paralela, para transmitir os dados para fora do *chip*, com rapidez.

Quanto à construção, eles podem ser de dois tipos: com *pixels* ativos ou *pixels* passivos. Os ativos são aqueles que incluem um circuito de amplificação do sinal para cada *pixe* (vantagem sobre os passivos), mas por perderem área de exposição a luz, a sua eficiência quântica é menor (a OmniVision® consegue ter de 70% a 80% de área ativa usando *pixels* passivos, enquanto que os ativos alcançam 30% [66] ). Além disso, é mais difícil cancelar o ruído FPN em *pixels* ativos do que em passivos.

Mas a técnica usando *pixels* ativos tem suas vantagens. Uma delas é que pode-se trabalhar com matrizes muito maiores, devido ao baixo nível de ruído na leitura dos *pixels*, adicionar circuitos de seleção de transistores e de *reset*, aumentar a rapidez de leitura (carga e descarga), permitir a tecnologia conhecida como “*electronic shutter*” ou obturador eletrônico, aumentar a qualidade da imagem (hoje pode-se encontrar *pixels* no tamanho de 5.6  $\mu\text{m}^2$  equivalente ao CCD normais).

### 1.1.2 CMOS x CCD

CMOS é de mais baixo custo porque tem-se hoje em dia muitos fabricantes de chips com essa tecnologia, usada em uma grande variedade de chips, desde microprocessadores até circuitos lógicos simples, como portas NAND e OR. Com a diminuição da distância entre trilhas que a tecnologia emprega (alguns décimos de  $\mu\text{m}$ ), pode-se chegar a ter câmeras CMOS com

resolução semelhante às câmeras CCD.

Além disso, câmeras CMOS necessitam de apenas uma fonte de alimentação, contra 3 ou 4 que necessitam as CCD. Com isso a complexidade diminui, e a potência consumida pelas câmeras CMOS chega a ser 10 vezes menor que uma câmera CCD, favorecendo produtos que precisam de baterias para funcionar.

Os sensores CMOS também tem a facilidade de ler dados usando coordenadas X-Y, permitindo facilmente ler janelas, ou partes de *frames*, ao invés do frame inteiro, aumentando-se com isso a taxa de leitura de uma parte da imagem a valores muito altos, desde que haja conversores analógico-digitais também rápidos.

Por outro lado, CCDs tem que ler um frame inteiro, mas nas câmeras modernas se consegue ler uma frame muito rapidamente e com um tempo de exposição muito baixo (se comparado com os CMOS). Com isso imagens de vídeo de alta qualidade e com grande rapidez só são possíveis em câmeras CCD.

Outra vantagem das câmeras CMOS é a fácil integração com o mundo digital, permitindo que DSPs ou outros componentes estejam ligados diretamente as câmeras, fazendo tratamento de imagens, algoritmos de controle (como no caso de identificação de pessoas por imagem da íris ou dos polegares), transferindo imagens diretamente para computadores, descobrindo pessoas numa multidão e assim por diante.

### 1.1.3 Conclusão

Em geral tem se procurado usar sensores de imagem CMOS onde é critico questões como peso, interface com DSPs ou microprocessadores, tratamento digital de imagens, baixo consumo, baixo custo, e onde não se tem uma grande necessidade de alta definição da imagem (onde preponderam as câmeras CCDs).

Para permitir que a linguagem usada na área de sensores de imagem se torne uma linguagem assimilada pela maioria das pessoas que trabalham com este tipo de componente, coloca-se a disposição um dicionário de termos técnicos nesta área em [67].

Recomenda-se a leitura do artigo de Lauxtemann [68], que expõe o desenvolvimento de câmeras CMOS usadas na área de Visão de Máquina (*Machine Vision*).

### **1.1.4 Lista dos principais fabricantes de Sensores de Imagem.**

Tabela 9.1 -Lista dos principais fabricantes de Sensores de Imagem.

<b>FillFactory, Inc.</b> Tim Baeyens FillFactory nv Schalienhoevedreef 20b B-2800 Mechelen <b>Belgium</b> +32 15 446 351 (direct) +32 15 446 344 (fax) <a href="http://www.fillfactory.com">www.fillfactory.com</a> <a href="mailto:Tim.Baeyens@FillFactory.com">Tim.Baeyens@FillFactory.com</a>	<b>Rockwell Science Center</b> FAX: (805) 373-4687 Phone: (805) 373-4880 Contato: Bill Weissbard <a href="mailto:wbweissb@rsc.rockwell.com">wbweissb@rsc.rockwell.com</a> <a href="http://www.rsc.rockwell.com">http://www.rsc.rockwell.com</a>
<b>Photon Vision Systems, Inc.</b> P.O. Box 509 Cortland NY 13045 Phone 607.756.5200 Fax 607.756.5319 Contato: Philip Mai <a href="mailto:Pmai@photon-vision.com">Pmai@photon-vision.com</a>	<b>Vision Research</b> 190 Parish Drive Wayne, New Jersey 07470 Phone: (973) 696-4500 Fax: (973) 696-0560 Phone: (800) 737-6588
<b>G-Link.</b> <a href="http://www.glinktech.com/">http://www.glinktech.com/</a> <a href="mailto:sales@glink.com.tw">sales@glink.com.tw</a>	<b>Micron Corporation</b> 135 North Los Robles Avenue, 7 <sup>th</sup> Floor Pasadena, California 91101 USA. Phone: (626) 683-2200 Fax : (626) 683-2220 Caleb Williams: (626) 685-3614 <a href="mailto:Caleb@micron.com">Caleb@micron.com</a> <a href="http://www.photobit.com">http://www.photobit.com</a>
<b>Lucent Technologies(Bell)</b> + Vanguard International Semiconductor Corporation Steve Eisenberg - 908-582-7474 <a href="mailto:seisenberg@lucent.com">seisenberg@lucent.com</a> Contact: Rosemarie Amato at 908 582-4789. Optical Networking Group, contact Ray Zardetto at 908 559-6149.	<b>Fastcom Technology.</b> Boulevard de Glancy 19A 1006 Lausanne Switzerland Phone: +41 21 919-0670 Fax: +41 21 919-0671 <a href="mailto:Info@fastcom-tecnology.com">Info@fastcom-tecnology.com</a> <a href="http://www.fastcom-tecnology.com">http://www.fastcom-tecnology.com</a>

## **Apêndice 2**

# Círcuito de conversão digital-analógica

## 2.1 Hardware

A figura 9.1 mostra o esquema elétrico entre a porta paralela do PC, o conversor DAC e o amplificador. Como a porta paralela tem somente 8 bits de dados, e precisa-se de 12 bits (para ter uma melhor resolução), é necessário escrever duas vezes na porta paralela. Para separar estas escritas, usa-se outros pinos disponíveis na porta paralela para fazer o processo de seleção de endereço.

O DAC 813JP, da Burr-Brown®, de 12 bits [69], possui internamente memórias internas para armazenar temporariamente 8 bits e depois mais 4 bits, formando 12 bits. Por último são transferidos os 12 bits, de uma única vez, para a conversão. Esses pinos são INIT, SELECTIN, STROBE e AUTOFEED, que são pinos utilizados para controlar a impressora e que foram reconfigurados neste sistema.

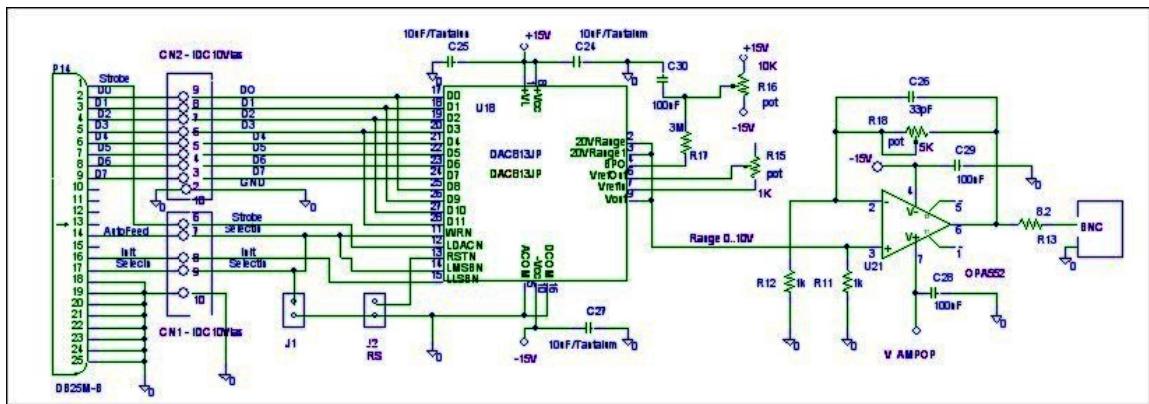


Figura 9.1 - Circuito elétrico do sistema de conversão digital-analógico.

O circuito amplificador é composto do amplificador operacional OPA652 [70], com entrada de alta impedância, com ganho ajustável, de alta tensão (até 80 V), e que tem uma corrente de saída suficiente para carregar a capacitância intrínseca do cristal piezoelétrico.

A figura 9.2 mostra a placa de circuito impresso.

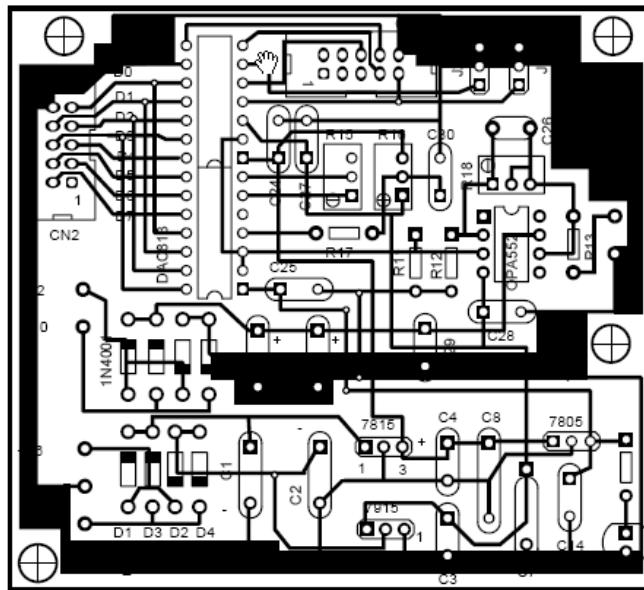


Figura 9.2 - Lay-out da placa de circuito impresso

A fonte que alimenta este circuito é mostrada na figura 9.3 .

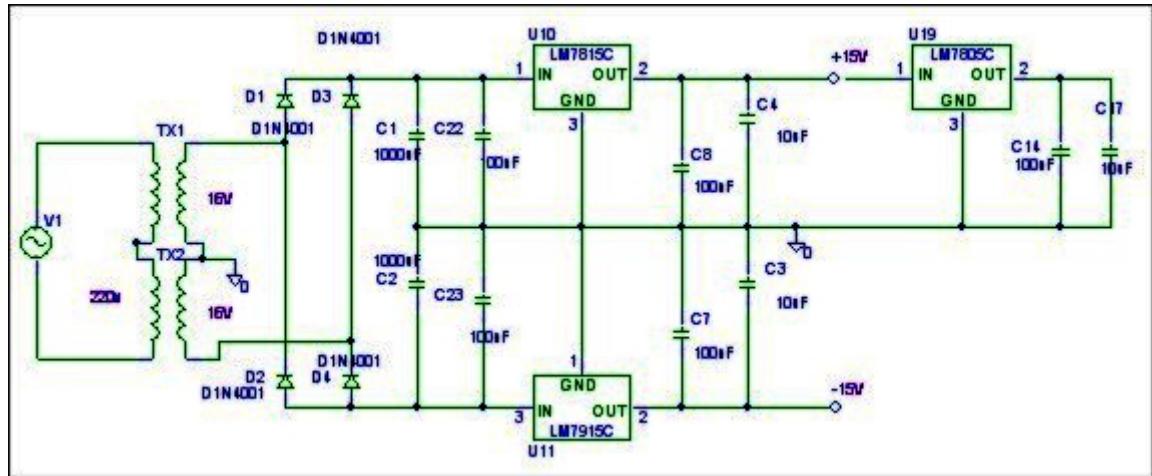


Figura 9.3 - Fonte para o circuito de conversão de dados.

## 2.2 Software de acesso à porta paralela

O software de acesso à porta paralela foi desenvolvido no ambiente Windows XP e exige alguns conhecimentos da estrutura do próprio Windows porque o sistema operacional bloqueia o acesso a esta porta. A estrutura do software se vale de bibliotecas estáticas (lib) e dinâmicas (dll) e de uma classe especialmente desenvolvida para este sistema. A lógica de escrita na porta paralela é a seguinte:

- 1) Apontar para o endereço (0x378)<sub>h</sub>.
- 2) Escrever os 8 primeiros bits (menos significativos).
- 3) Zerar o Bit 2 do endereço (0x37A)<sub>h</sub> que tem a função de carregar os 8

bits escritos no passo 2, em seguida setar o mesmo bit.

- 4) Apontar para o endereço  $(0x378)_h$  e escrever os 4 bits mais significativos.
- 5) Zerar o Bit 1 do endereço  $(0x37A)_h$  que tem a função de carregar os 4 bits escritos no passo 4, em seguida setar o mesmo bit.
- 6) Zerar o Bit 0 do endereço  $(0x37A)_h$  que tem a função de carregar os 12 bits já disponíveis para o conversor analógico-digital, e em seguida setar esse bit.

A figura 9.4 mostra o comportamento no tempo desses sinais.

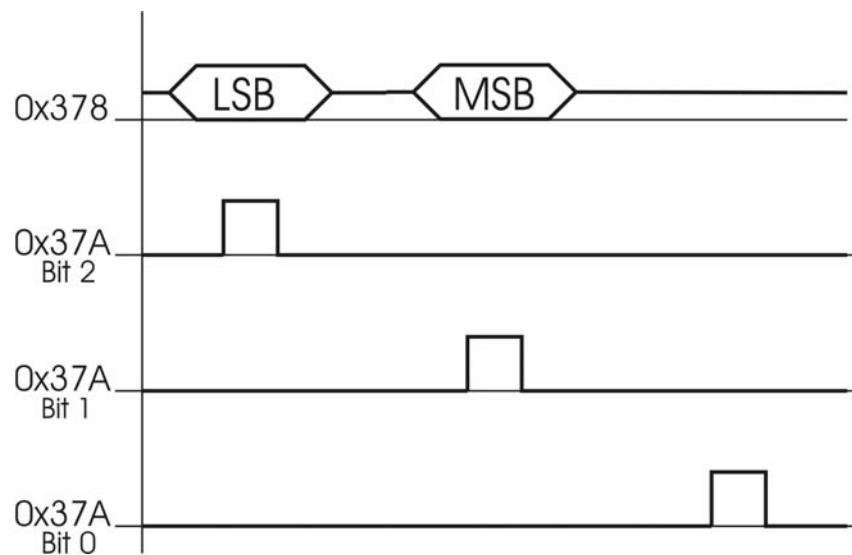


Figura 9.4 - Esquema de escrita de dados na porta paralela.

## Apêndice 3

### RT-Linux e IEEE-1394

O RTLinuxPro (versão comercial) tem um pequeno núcleo (*microkernel*) de tempo real que executa as tarefas do sistema operacional como sendo tarefas de segundo plano, de baixa prioridade. Utiliza o conceito de máquina virtual para tornar o núcleo (*kernel*) convencional e todas as suas aplicações como sendo completamente interrompíveis (*pré-emptable threads*) [71] .

Todas as interrupções de hardware são tratadas pelo pequeno núcleo (*microkernel*) de tempo real e somente são passadas para o Linux convencional quando não existirem tarefas de tempo real para executar. Além disso, as interrupções reais podem ser emuladas pelo pequeno núcleo (*microkernel*).

Os sistemas operacionais de uso geral (GPOS), como o Linux, são agora escravos do sistema operacional de tempo real (RTOS), que se coloca entre o Linux convencional e o hardware da máquina. Com isso ele consegue controle direto sobre o hardware e também sobre o sistema operacional de uso geral.

A figura 9.5 mostra este comportamento do RTOS sobre o GPOS. Observe que o RTOS defere a interrupção que ocorreu em nível de hardware para o GPOS se não houver nenhuma rotina de tempo real esperando por esta interrupção. Se ocorrer conflitos de pedido de interrupção, a interrupção do GPOS é suspensa e a interrupção do RTOS ganha a mais alta prioridade. Isso garante tempo real a nível de hardware para o RTOS [45]. O GPOS vê as interrupções como sendo interrupções de software e não de hardware.

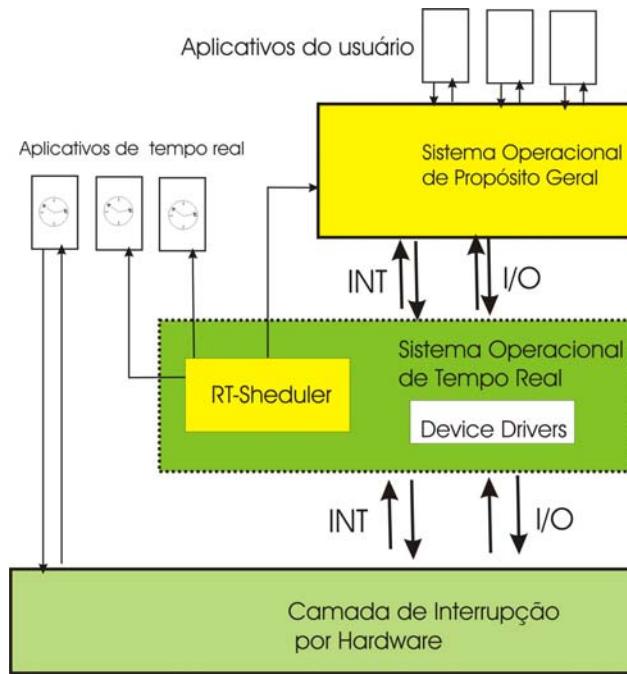


Figura 9.5 - Diagrama de blocos do núcleo do RT-Linux[45].

Este sistema operacional de tempo real inclui um agendador de tarefas (*RT-scheduler*) próprio, com uma tabela de prioridades fixas. Por ser pequeno e com operações limitadas, torna-se um sistema preditivo, mesmo diante de atrasos não preditivos vindos do próprio hardware. As tarefas de tempo real tem dois atributos: privilegiado, que tem acesso direto ao hardware e não usa a máquina virtual e o não-privilegiado, que tem acesso ao hardware, mas que usa a máquina virtual, através do agendador de tarefas (*RT-scheduler*).

As tarefas de tempo real são escritas como sendo módulos especiais que são carregadas dinamicamente na memória, e não podem acessar chamadas a API do Linux convencional. Isso é uma dificuldade na programação para o RT-Linux.

Os principais serviços disponíveis são:

- Gerenciamento de memória, permitindo alocar estaticamente memória durante a inicialização do aplicativo em tempo real.
- Gerenciamento das interrupções de hardware (IRQs), emulando-as como interrupções de software para o GPOS.

Gerenciamento das tarefas, suas prioridades, seus períodos, e restrições temporais.

### 3.1 Protocolo FireWire ou IEEE-1394 [43]

A câmera de vídeo é comandada através de pacotes de dados que transitam do hardware do PC, através da porta IEEE-1394.

O protocolo IEEE-1394 foi desenvolvido inicialmente pela Apple® Computer, Co. para resolver o problema de transmissão de uma grande quantidade de dados (especialmente na forma multimídia) .

As principais características são [48] :

- a) Usa comunicação serial, por diferença de tensão, sem fio comum;
- b) Usa quatro fios (dois para transmitir e dois para receber);
- c) Fácil de usar, de baixo custo, com alta velocidade, podendo chegar a 3.200 Mbps.
- d) Mais usado no meio industrial
- e) Escalável, permitindo dois tipos de comunicação: assíncrona e síncrona, mesmo não tendo um *clock* comum;
- f) Permite o acesso a memória mapeada por endereços;
- g) Permite comunicação em rede do tipo ponto-a-ponto (*peer-to-peer*) sem a necessidade de um servidor de rede (*host*);
- h) Em geral permite colocar até 64 componentes numa mesma rede, sem se preocupar com a identificação do componente, e com a necessidade de se desligar a rede para conectar um novo componente (*hot pluggable*).

A topologia é do tipo serial, formando uma rede ponto-a-ponto, e um sistema de sinalização, para comunicação entre si. Cada componente da rede é chamada de nó, e em cada nó pode ter uma ou mais portas. Cada porta age como um repetidor, retransmitindo qualquer grupo básico de informações (“packets”) [48] . Cada porta recebe mensagens, verifica se a informação é para ele, e se não for, retransmite para a porta seguinte.

A figura 9.6 mostra um esquema típico de conexão IEEE-1394.

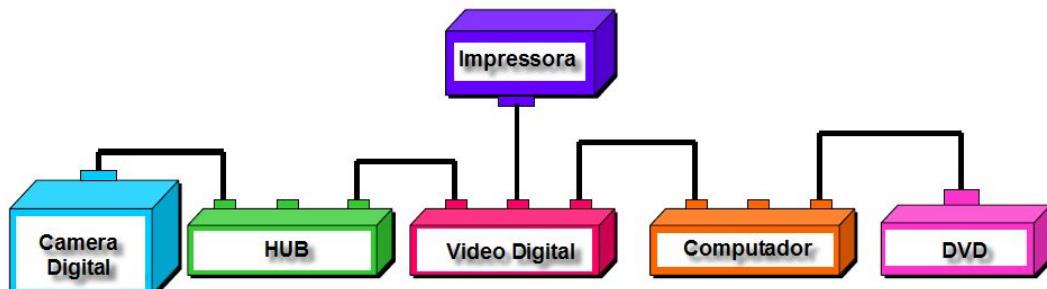


Figura 9.6 - Esquema típico de conexão entre equipamentos na topologia IEEE-1394 [48].

Este esquema não precisa de um elemento gerenciador de rede. Portanto, qualquer elemento pode se comunicar com o outro, bastando que haja uma forma de identificação na rede (eleição do nó-raiz e do ciclo mestre). Por exemplo, a câmera digital pode enviar seus dados para o DVD ou para o VCR sem a interferência de qualquer outro componente da rede.

A IEEE-1394 aparece para o software como uma grande região de memória mapeada por endereços, onde cada nó ocupa uma certa quantidade de espaço, reservado para ele, com identificadores, região de dados, e região de configurações. Esse espaço na memória segue a norma IEEE 1212 [17] , que versa sobre a Arquitetura de Registros de Controle e Status (CSR) [17] , com algumas especificidades ao protocolo 1394.

A transferência de dados é em geral síncrona (menos confiável, mas mais rápido), e comandos transitam no formato assíncrono (mais confiável, porém mais lento).