LUIZ EDUARDO MENDONÇA CAVALCANTI

SISTEMA DE CONTROLE PARA
O FILTRO ÓPTICO SINTONIZÁVEL FABRY-PEROT
DO INSTRUMENTO BTFI

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia

São Paulo
2011

LUIZ EDUARDO MENDONÇA CAVALCANTI

SISTEMA DE CONTROLE PARA
O FILTRO ÓPTICO SINTONIZÁVEL FABRY-PEROT
DO INSTRUMENTO BTFI

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia Elétrica com ênfase em
Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Livre-Docente
Francisco Javier Ramirez Fernandez

São Paulo
2011

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

São Paulo, de março de 2011.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Cavalcanti, Luiz Eduardo Mendonça

Sistema de controle para o filtro óptico sintonizável Fabry-Perot do instrumento BTFI / L.E.M. Cavalcanti. -- ed.rev. -- São Paulo, 2011.

96 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

**1. Sistemas de controle 2. Instrumentação (Astronomia)
3. Atuadores piezelétricos 4. Interferômetros I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II. t.**

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Décio e Elza,
e ao meu avô José Mendonça

AGRADECIMENTOS

Agradeço à professora Cláudia Lúcia Mendes de Oliveira, pela oportunidade dada de integrar o projeto BTFI e ao Prof. Francisco Javier Ramirez Fernandez, pela orientação dada neste trabalho de mestrado.

Agradeço também a toda a equipe do projeto BTFI, que contribuiu diretamente para a realização deste trabalho: Keith Taylor, Denis Andrade, Álvaro de Calasans, Bruno Quint, Giseli Ramos, Carolina Castañeda, René Laporte, Dani Guzman, Henri Plana, Fabrício Ferrari e Renato Severo. Deve ser lembrado também o apoio de nossos colaboradores do LAM em Marselha: Jean Luc-Gach, Philippe Amram, Philippe Balard e Olivier Boissin. Agradecimentos especiais aos funcionários da Escola Politécnica Jair P. Souza e Henrique Peres, que prestaram importante auxílio.

Sou grato à toda a minha família, em especial aos pais, cuja importância foi fundamental através do apoio irrestrito, dado desde sempre. Agradeço a todos os amigos, atuais e próximos, e aos que já estão separados pelo tempo e pela distância, mas que sempre puderam dar o apoio necessário nos momentos certos.

Por fim agradeço ao CNPq pelo apoio financeiro dado por meio da bolsa de Mestrado e à FAPESP pelo financiamento do projeto BTFI.

Existe uma meta, mas não há caminho;
o que chamamos caminho não passa de hesitação.
(Franz Kafka)

RESUMO

Este trabalho trata do desenvolvimento de um sistema de controle para um módulo do instrumento astronômico BTFI (*Brazilian Tunable Filter Imager*), um filtro óptico sintonizável altamente versátil que está instalado no telescópio SOAR, localizado no Chile. Será empregado neste instrumento um novo interferômetro Fabry-Perot, capaz de realizar observações em uma ampla faixa de resoluções espectrais. Para operar com resolução espectral variável, o Fabry-Perot proposto neste projeto terá uma faixa mais ampla de ajuste do vão entre suas placas refletivas, utilizando atuadores piezelétricos amplificados com grande capacidade de deslocamento e sensores capacitivos de alta precisão. O novo controlador apresenta uma malha de controle totalmente digital, implementada com um DSP (*Digital Signal Processor*) sintetizado num dispositivo FPGA (*Field-programmable Gate Array*). Na primeira etapa do desenvolvimento, trabalhou-se com um sistema de posicionamento nanométrico utilizando um protótipo simplificado com um canal composto por um sensor capacitivo de distância e um atuador piezelétrico. A partir dos bons resultados obtidos no sistema de um canal, realizou-se a expansão para um sistema de controle multi-malha de três canais com protótipo do Fabry-Perot, mas sem o uso das placas de vidro refletivas definitivas. O sistema permite controlar o posicionamento para cada canal individualmente ou os três em simultâneo, com desempenho adequado para os requisitos do filtro óptico sintonizável Fabry-Perot.

Palavras-chave: Sistemas de controle. Fabry-Perot. Atuador Piezelétrico. Instrumentação (Astronomia).

ABSTRACT

This work aims the development of a control system for a module of the BTFI astronomical instrument (Brazilian Tunable Filter Imager), a highly versatile optical tunable filter, deployed on the SOAR Telescope. The instrument will employ a new Fabry-Perot interferometer, which is able to provide observations in a wide range of spectral resolutions. In order to achieve variable spectral resolution, the new Fabry-Perot proposed in this project will present a larger range for adjusting the air gap between its reflective plates, using amplified piezoelectric actuators presenting high stroke capability and high precision capacitive sensors. The new controller presents a full digital control loop, implemented in a DSP (Digital Signal Processor) synthesized through a FPGA device (Field-programmable Gate Array). During the first phase of the development, it was used a nanometric positioning system using a single channel prototype comprising one capacitive sensor and one piezoelectric actuator. The good results obtained using the single channel prototype led to the expansion to a 3-channel multi-loop control system on a Fabry-Perot prototype which comprises dummy plates. The system allows controlling the position of each channel separately or simultaneously, presenting performance in accordance with the requirements of a Fabry-Perot optical tunable filter.

Keywords: Control systems. Fabry-Perot. Piezoelectric Actuator. Instrumentation (Astronomy).

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Princípio de funcionamento de um Fabry-Perot. Fonte: (CEPA, 2009,p.10, tradução nossa).....	21
Figura 2.2 – Variação dos picos de transmissão com alteração da finesse. Fonte: (CEPA, 2009,p.12, tradução nossa).....	24
Figura 2.3 – Ilustração de uma placa do etalon SESO com atuadores piezelétricos. Cedido por SESO	27
Figura 2.4 – Base mecânica do Fabry-Perot.....	28
Figura 2.5 – Controlador CS100. Fonte: (IC Optical Systems, [200-?]).....	29
Figura 2.6 – Diagrama de um etalon com sensores e atuadores. Fonte: (ATHERTON et al., 1982, p.666, tradução nossa).....	30
Figura 3.1 – Controlador desenvolvido no LAM.....	35
Figura 3.2 – Arquitetura do sistema de controle: leitura com CDC.....	36
Figura 3.3 – Arquitetura do sistema de controle: leitura com ADC	36
Figura 3.4 – Esquerda: Micrômetro capacitivo utilizado. Direita: diagrama com princípio de funcionamento. Fonte: (FOGALE, 2008, tradução nossa).....	37
Figura 3.5 – Variação da capacitância conforme a distância entre as placas.....	38
Figura 3.6 – Diagrama de blocos do CDC. Fonte: (ANALOG DEVICES, 2007,p.21, tradução nossa).....	39
Figura 3.7 – Modo de operação utilizado no CDC. Fonte: (ANALOG DEVICES, 2007,p.21, tradução nossa).....	40
Figura 3.8 – Ruído RMS para diferentes tempos de conversão.....	41
Figura 3.9 – Módulo Fogale MC900 e um sensor capacitivo. Fonte: (FOGALE, 2008)	42
Figura 3.10 – O atuador APA400MNL.....	46
Figura 3.11 – Resposta do atuador piezelétrico (testes do fabricante). Fornecido por CEDRAT.....	47
Figura 3.12 – Circuito básico para comando do atuador piezelétrico. Fonte: (CEDRAT, 2007,p.24,tradução nossa).....	48
Figura 3.13 – Arquitetura do driver.....	51
Figura 3.14 – Transitório sem carga: 0V → 5V.....	52

Figura 3.15 – Transitório sem carga: -5V → 5V – DAC com acomodação rápida.....	53
Figura 3.16 – Transitório sem carga: -20V → 100V – DAC com acomodação rápida	53
Figura 3.17 – Degrau com carga capacitiva: 0V → 10V	54
Figura 3.18 – Degrau com carga capacitiva: -15V → 115V	54
Figura 3.19 – Ação do limitador de corrente.....	55
Figura 4.1 – Princípio de operação do controlador.....	59
Figura 4.2 – Princípio de operação do controlador com melhorias.....	60
Figura 4.3 – Princípio de operação do controlador em três canais	62
Figura 4.4 – Interface gráfica construída em LabView.....	63
Figura 4.5 – Implementação no FPGA.....	64
Figura 5.1 – Protótipo para controle de posicionamento em um canal.....	66
Figura 5.2 – Degrau de 10μm com malha a 20Hz.....	69
Figura 5.3 – Degrau de 1μm com malha a 20Hz.....	70
Figura 5.4 – Degrau de 0,300μm com malha a 20Hz.....	70
Figura 5.5 – Degrau de 0,050μm com malha a 20Hz.....	71
Figura 5.6 – Degrau de 10μm com malha a 80Hz.....	72
Figura 5.7 – Degrau de 1μm com malha a 80Hz.....	72
Figura 5.8 – Degrau de 0,300μm com malha a 80Hz.....	73
Figura 5.9 – Degrau de 0,050μm com malha a 80Hz.....	73
Figura 5.10 – Degrau de 5μm com malha a 100Hz.....	74
Figura 5.11 – Degrau de 0,500μm com malha a 100Hz.....	75
Figura 5.12 – Degrau de 0,100μm com malha a 100Hz.....	75
Figura 5.13 – Degrau de 0,050μm com malha a 100Hz.....	76
Figura 6.1 – Suporte mecânico do Fabry-Perot em três canais.....	79
Figura 6.2 – Degrau de 10μm aplicado nos três canais simultaneamente	82
Figura 6.3 – Degrau de 1μm aplicado nos três canais simultaneamente.....	83
Figura 6.4 – Degrau de 0,300μm aplicado nos três canais simultaneamente.....	83
Figura 6.5 – Degrau de 0,050μm aplicado nos três canais simultaneamente.....	84
Figura 6.6 – Degrau de 5μm em um canal isoladamente.....	86
Figura 6.7 – Degrau de 1μm em um canal isoladamente.....	86
Figura 6.8 – Degrau de 0,300μm em um canal isoladamente.....	87
Figura 6.9 – Degrau de 0,050μm em um canal isoladamente.....	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Características de comando quando realizado através da interface digital do CS100. Fonte: (IC OPTICAL SYSTEMS, [200-?],p.6, tradução nossa)	31
Tabela 2.2 – Características do etalon ET-Series II. Fonte: (IC OPTICAL SYSTEMS, [200-?],p.10, tradução nossa)	31
Tabela 2.3 – Características dos controladores.....	33
Tabela 3.1 – Supressão do ruído para diferentes tempos de conversão. Fonte: (ANALOG DEVICES, 2007,p.11, tradução nossa).....	40
Tabela 3.2 – Características operacionais do MC900. Fonte: (FOGALE, 2008, tradução nossa).....	42
Tabela 5.1 – Resposta ao degrau para malha de controle a 20Hz.....	71
Tabela 5.2 – Resposta ao degrau para malha de controle a 80Hz.....	74
Tabela 5.3 – Resposta ao degrau para malha de controle a 100Hz.....	76
Tabela 6.1 – Resposta ao degrau dos três eixos combinados.....	84
Tabela 6.2 – Resposta ao degrau para um canal separadamente e efeito de acoplamento nos demais.....	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
BTFI	<i>Brazilian Tunable Filter Imager</i>
CDC	<i>Capacitance-to-Digital Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Controller</i>
FP	Fabry-Perot
FPGA	<i>Field-programmable gate array</i>
GPIO	<i>General purpose input output</i> – entradas e saídas digitais
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
I2C	<i>Inter-integrated Circuit</i> – tipo de comunicação serial
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i> – um padrão de interface de comunicação
PD	Sistema de controle proporcional derivativo
PZT	cerâmica titano-zirconato de chumbo
RS-232	Padrão de comunicação serial
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> – comunicação serial
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	15
1.1 O telescópio SOAR e o instrumento BTFI.....	15
1.2 Justificativa.....	17
1.3 Objetivo.....	17
1.4 Metodologia.....	18
1.5 Estrutura da Dissertação.....	19
2 O FILTRO ÓPTICO SINTONIZÁVEL FABRY-PEROT.....	20
2.1 Introdução.....	20
2.2 Princípio de Operação.....	21
2.3 Filtragem através de varredura do vão.....	24
2.4 Fabry-Perots usados na astronomia	25
2.5 O novo Fabry-Perot proposto.....	26
2.6 O Controlador utilizado tradicionalmente.....	28
2.7 O Novo Controlador.....	32
2.8 Considerações Finais.....	33
3 HARDWARE DO CONTROLADOR.....	34
3.1 Introdução.....	34
3.2 Micrômetria Capacitiva.....	37
3.2.1 Características.....	37
3.3.2 Conversor CDC – Capacitância para Digital.....	38
3.2.3 Módulo de Condicionamento e Conversão FOGALE MC900	41
3.4 Atuador Piezelétrico.....	43
3.4.1 Princípios básicos.....	43
3.4.2 Limitações	45
3.4.3 Características do atuador utilizado neste projeto.....	46
3.5 Desenvolvimento de um novo driver para acionamento dos atuadores piezelétricos	48
3.5.1 Requisitos para acionamento do atuador piezelétrico.....	48
3.5.2 Princípio de funcionamento.....	49
3.5.3 Avaliação de desempenho.....	51
3.6 Considerações finais.....	56

4 DESENVOLVIMENTO DA TÉCNICA DE CONTROLE.....	57
4.1 Introdução.....	57
4.2 Controlador desenvolvido empiricamente para um canal.....	57
4.3 Aplicação da técnica de Controle Multi-malha para extensão ao sistema em três canais.....	60
4.4 Interface de comando em LabView.....	63
4.5 Implementação do sistema de controle em FPGA.....	64
4.6 Considerações finais.....	65
5 RESULTADOS PARA O SISTEMA EM UM CANAL.....	66
5.1 Introdução.....	66
5.2 Aquisição de sinais utilizando o CDC.....	67
5.3 Aquisição de sinais com Módulo MC900 e ADC de 24 bits e desempenho do controlador	67
5.4 Considerações Finais.....	76
6 RESULTADOS PARA O SISTEMA COMPLETO COM TRÊS CANAIS.....	78
6.1 Introdução.....	78
6.2 Experimento.....	78
6.3 Medidas.....	81
6.3.1 Resposta ao degrau dos três canais combinados (em malha fechada)...	81
6.3.2 Resposta ao degrau considerando ação individual em um canal (em malha fechada).....	85
6.4 Considerações Finais.....	89
7 CONCLUSÕES.....	90
7.1 Trabalhos futuros.....	91
REFERÊNCIAS.....	92
ANEXO.....	96

1 INTRODUÇÃO

1.1 O telescópio SOAR e o instrumento BTFI

O telescópio SOAR (*Southern Astrophysical Research Telescope*) é um telescópio com espelho primário de 4,1m de diâmetro situado a 2700m de altitude nos Andes chilenos, uma excelente localização por ser uma área livre de poluição luminosa e baixa turbulência atmosférica. Seu projeto óptico permite a produção de imagens com a melhor qualidade em sua classe de telescópios no mundo todo (SEABRING; CECIL; MORETTO, 1998). O SOAR foi construído numa parceria entre Brasil (com participação de 34%), as entidades americanas National Optical Astronomy Observatory (NOAO), a Universidade da Carolina do Norte (UNC) e a Universidade Estadual de Michigan (MSU), sendo aberto à comunidade astronômica em 2003. É importante ressaltar que este é o primeiro observatório internacional em que o Brasil tem participação majoritária e tem papel fundamental no crescimento da pesquisa astronômica no Brasil.

A participação brasileira no telescópio SOAR tem uma contrapartida interessante do ponto de vista tecnológico: o desenvolvimento de quatro instrumentos acopláveis ao telescópio visando a adição de novas funcionalidades. O dois primeiros já estão em operação no SOAR. Um é a câmera Spartan, especializada em captar imagens no espectro infravermelho descrita em (LOH et al., 2004), e o outro é o espectrógrafo SIFS (*SOAR Integral Field Spectrograph* ou Espectrógrafo de Campo Integral do SOAR) descrito em (LEPINE, 2003). O terceiro, ainda em fase de comissionamento, é o STELES (*SOAR Telescope Echelle Spectrograph*, ou Espectrógrafo Echelle do Telescópio SOAR) descrito em (CASTILHO; DELABRE; GNEIDING, 2004).

O BTFI (*Brazilian Tunable Filter Imager*), é o último destes instrumentos e trata-se de um filtro com ajuste espectral altamente versátil (TAYLOR et al., 2010). Este instrumento é destinado à aquisição de cubos com informações espectro-espaciais (com uma dimensão espectral e duas espaciais) e abre caminho para importantes novos projetos científicos para a comunidade astronômica brasileira. Já

se encontra instalado no SOAR como um instrumento visitante, mas ainda está em fase de desenvolvimento.

O projeto do BTFI conta com uma equipe multidisciplinar liderada pelo Departamento de Astronomia do IAG-USP em parceria com a Escola Politécnica. Outros institutos brasileiros participaram do projeto, como INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais), LNA (Laboratório Nacional de Astrofísica), a UNIPAMPA (Universidade Federal do Pampa) e a UESC (Universidade Estadual de Santa Cruz), além de entidades internacionais como o LAM (*Laboratoire d'Astrophysique de Marseille*), na França, e a Universidade de Montreal, no Canadá.

O instrumento envolve a utilização de uma técnica inovadora de combinação de redes de difração holográficas para construir um filtro sintonizável que será usado em baixas resoluções espectrais. Outra inovação é a utilização de um outro filtro óptico sintonizável: um novo interferômetro chamado Fabry-Perot (FP), fabricado pela empresa SESO (*Société Européenne de Systèmes Optiques*) e integrado pelo LAM (*Laboratoire d'Astrophysique de Marseille*) na França. O Fabry-Perot é um sistema composto por duas placas de vidro paralelas entre si e separados por uma determinada distância, formando uma cavidade ou vão entre eles. As superfícies destas placas que estão voltadas para esta cavidade recebem um tratamento especial para possuir um alto índice de reflexão. A inovação do instrumento BTFI é a capacidade de observações em alta resolução espectral e numa faixa variável de $R=10000$ até $R=35000$ (onde R , a resolução espectral, é definido pela razão entre largura de banda de uma linha espectral e sua posição no espectro (HERNANDEZ, 1986)), num amplo domínio espectral de 370 a 900 nm. Uma terceira inovação do BTFI é a utilização de EMCCDs (*Electron Multiplying Charge-Coupled Device*) que são detectores com um ruído de leitura praticamente nulo, o que será muito importante na captura de imagens astronômicas de boa qualidade (DAIGLE et al., 2004).

1.2 Justificativa

Neste trabalho, o módulo do BTFI a ser focado é o interferômetro Fabry-Perot, que pode ser descrito sucintamente como um instrumento que permite uma filtragem óptica por um processo de interferência devido à múltipla reflexão da luz entre duas superfícies planas (VAUGHAN, 1989). Isto pode ser feito utilizando um sistema com duas placas com revestimento refletivo dispostas paralelamente (também chamado de etalon). Alterando-se a distância entre as placas é possível sintonizar quais os comprimentos de ondas o atravessarão. O principal diferencial do Fabry-Perot proposto para o instrumento BTFI é a sua capacidade de trabalhar numa larga faixa de resoluções espectrais, o que demanda uma varredura da cavidade entre as placas numa extensão aproximadamente desde 0 até 200 μm . Para atender a este requisito é necessário o desenvolvimento de um conceito envolvendo novos sensores, atuadores e estrutura mecânica, além, é claro, de um sistema de controle projetado especificamente para este novo conceito de Fabry-Perot. Os instrumentos Fabry-Perot utilizados atualmente permitem o ajuste inicial da cavidade numa faixa de 10 μm , mas com faixa de varredura de apenas 2 μm , por serem projetados para se trabalhar numa resolução espectral fixa (ATHERTON et al., 1981).

1.3 Objetivo

O objetivo principal deste trabalho é o desenvolvimento de um sistema de controle que possibilite o posicionamento com exatidão nanométrica que possa ser aplicado em um interferômetro Fabry-Perot ao longo de uma faixa de deslocamento de 200 μm . Abaixo estão dispostas as etapas intermediárias para atingir tal objetivo:

- Familiarização com o hardware disponibilizado para implementação do controlador, bem como a avaliação de seu desempenho para escolha da arquitetura eletrônica adequada;
- Desenvolvimento de uma interface gráfica que possibilite envio de comandos e obtenção de dados do controlador;

- Elaboração de um sistema de controle para um protótipo reduzido do sistema, composto por um canal, ou seja, com apenas um sensor capacitivo e um atuador piezelétrico visando realizar um sistema de posicionamento nanométrico;
- Extensão do sistema de controle para três canais (três sensores e três atuadores), devidamente instalados na base mecânica do instrumento Fabry-Perot, mas ainda sem as placas de vidro definitivas;

1.4 Metodologia

Este projeto de pesquisa envolve a seguinte metodologia:

- *Revisão da literatura sobre instrumentos Fabry-Perot e técnicas de controle de posicionamento nanométrico:*

Análise das características dos instrumentos Fabry-Perot existentes para familiarização com os sistemas de controle que vêm sendo usados para este tipo de dispositivo. Estudo de técnicas de controle de posicionamento utilizando atuadores piezelétricos, para que um sistema otimizado possa ser desenvolvido.

- *Controle simples com um sistema de um canal, para avaliação do hardware:*

Implementação de uma estratégia de controle utilizando um sistema simplificado, com apenas um sensor capacitivo e um atuador piezelétrico movimentando uma placa num arranjo mecânico simples, de forma a avaliar o desempenho do hardware disponível.

- *Controle no sistema completo:*

Implementação da malha de controle de ajuste do vão das placas, no sistema em três canais, ou seja, três micrômetros e três atuadores, movimentando uma falsa placa de metal para o desenvolvimento de um sistema de posicionamento com desempenho compatível com uso futuro no instrumento definitivo.

- *Desenvolvimento de um Driver e um GUI:*

Elaboração de uma interface gráfica amigável em LabView para comandar o sistema e realizar a aquisição de dados.

1.5 Estrutura da Dissertação

Este trabalho está estruturado da seguinte forma: o capítulo 2 apresenta uma breve teoria a respeito de filtros ópticos Fabry-Perot e comparações entre os *etalons* tradicionais e seus respectivos controladores são apresentadas. O hardware disponível para a implementação do instrumento é exposto no capítulo 3. O capítulo 4 traz informações sobre a implementação da malha de controle no dispositivo FPGA e a metodologia utilizada pela malha de controle tanto em um canal como em três canais. No capítulo 5 estão os resultados para o sistema em um canal e no capítulo 6 para o sistema em três canais. O último capítulo é a conclusão deste trabalho.

2 O FILTRO ÓPTICO SINTONIZÁVEL FABRY-PEROT

2.1 Introdução

Instrumentos Fabry-Perot foram inventados no fim do século XIX pelos cientistas franceses Jean-Baptiste Alfred Pérot e Maurice Paul Auguste Charles Fabry. Atualmente são amplamente utilizados em diversos tipos de instrumentos ópticos aplicados em observações astronômicas e também são úteis na área de telecomunicações em transmissões por fibras ópticas (ATHERTON, 1995).

Seu funcionamento se baseia em um aparato composto por duas placas transparentes dispostas em paralelo, cujas superfícies exteriores são revestidas com um material antirrefletivo enquanto as superfícies interiores com um filme especial que possui alta refletividade e baixa absorção. As superfícies revestidas das placas são separadas entre si por uma determinada distância (vão ou cavidade de ar) da ordem de alguns microns. Assim sendo, os feixes de luz que incidem sobre as placas sofrem múltiplas reflexões de maneira que a amplitude e a fase dos feixes resultantes são dependentes do comprimento de onda. Em determinados comprimentos de onda ocorre ressonância, ou seja, os feixes refletidos resultantes interferem construtivamente com a luz refletida a partir da primeira borda da cavidade óptica e toda a energia incidente é transmitida, desde que não haja absorção. Em outros comprimentos de onda o filtro óptico Fabry-Perot reflete a maior parte da luz incidente.

A figura 2.1 ilustra este princípio de funcionamento, descrito em (CEPA, 2009). A distância entre os vãos é dada por d . Em comprimentos de onda ressonantes, a primeira reflexão (linha contínua) interfere destrutivamente com a luz vinda da cavidade na mesma direção (linha tracejada). A diferença de fase ocorre por que a primeira reflexão é interna enquanto as outras são externas (em relação ao vidro). No outro lado da cavidade, ocorre somente interferência construtiva. Em comprimentos de onda não-ressonantes, a interferência destrutiva ocorre na cavidade e a primeira reflexão é predominante.

Figura 2.1 – Princípio de funcionamento de um Fabry-Perot. Fonte: (CEPA, 2009,p.10, tradução nossa)

2.2 Princípio de Operação

A equação geral para o coeficiente de intensidade de transmissão dos feixes em função do comprimento de onda é idealmente (placas perfeitamente usadas com feixe paralelo) dada pela equação 2.1:

$$\tau_r = \left(\frac{T}{1-R} \right)^2 \left[1 + \frac{4R}{(1-R)^2} \sin^2 \left(\frac{2\pi\mu d \cos \theta}{\lambda} \right) \right]^{-1} \quad (2.1)$$

Onde T é o coeficiente de transmissão do revestimento refletivo, R é o seu coeficiente de reflexão, d é a separação entre as placas, μ é o coeficiente de refração do meio da cavidade (geralmente ar, $\mu = 1$) e θ é o ângulo da luz incidente. Logo, o filtro óptico transmite uma banda espectral estreita em uma série de comprimentos de onda dados por:

$$m\lambda = 2\mu d \cos \theta \quad (2.2)$$

Onde m é um número inteiro, que se trata da ordem de interferência.

O pico de transmissão de uma banda de passagem é:

$$\tau_{r,max} = \left(\frac{T}{1-R} \right)^2 = \left(\frac{T}{T+A} \right)^2 \quad (2.3)$$

Onde A é a absorção e espalhamento dos revestimentos ($A = 1 - T - R$) e a mínima transmissão, fica no meio do caminho entre os comprimentos de onda de ressonância, dada por:

$$\tau_{r,min} = \left(\frac{T}{1+R} \right)^2 \quad (2.4)$$

Portanto, o contraste entre a intensidade de transmissão máxima é mínima é

$$C_r = \frac{\tau_{r,max}}{\tau_{r,min}} = \left(\frac{1+R}{1-R} \right)^2 \quad (2.5)$$

Para um contraste maior do que 100, o coeficiente de reflexão dos revestimentos precisa ser maior do que 0,82. O comprimento de onda entre as bandas de passagem, conhecido como faixa espectral livre (FSR – *free spectral range*) é dado por:

$$\Delta \lambda = \frac{\lambda}{m} \quad (2.6)$$

Esta equação pode ser obtida a partir da equação 2.2, computando-se sucessivos valores inteiros de m . Cada banda de passagem tem uma largura de banda ($\delta \lambda$), com largura total na metade dos picos de transmissão, dada pela equação a seguir, que é derivada de 2.1.

$$\delta \lambda_r = \frac{\lambda (1-R)}{m \pi R^{1/2}} \quad (2.7)$$

A relação entre a FSR e a largura de banda é denominada *finesse*:

$$N = \frac{\Delta \lambda}{\delta \lambda} \quad (2.8)$$

Para um Fabry-Perot ideal a *finesse* pode ser dada por:

$$N_r = \frac{\Delta \lambda}{\delta \lambda_r} = \frac{\pi R^{1/2}}{1-R} \quad (2.9)$$

O poder de resolução de um filtro Fabry-Perot é igual ao produto da ordem de interferência e da *finesse*:

$$\frac{\lambda}{\delta\lambda} = mN \quad (2.10)$$

Pode-se concluir que para a obtenção de uma resolução mais alta numa dada ordem ou uma FSR mais ampla para uma dada resolução é necessário aumentar o valor da *finesse*. Nas equações mostradas até agora considerou-se as condições ideais, ou seja, placas paralelas e perfeitamente planas e luz incidente paralela. Na prática, defeitos na placa e o ângulo de incidência do feixe limitam a máxima *finesse*. Assim, a *finesse* efetiva pode ser obtida por:

$$\frac{1}{N^2} = \frac{1}{N_r^2} + \frac{1}{N_d^2} + \frac{1}{N_a^2} \quad (2.11)$$

Onde N_r é a *finesse* refletiva da equação 2.8, N_d é a *finesse* relativa aos defeitos na placa e N_a é a *finesse* referente à abertura (devido ao ângulo sólido do feixe). A *finesse* relativa a defeitos pode ser calculada através de:

$$N_d \sim \frac{2\pi}{2\delta d} \quad (2.12)$$

Onde δd é uma medida de comprimento relativa a desvios com relação a placas planas paralelas.

A *finesse* referente à abertura pode ser obtida por:

$$N_a \sim \frac{2\pi}{m\Omega} \quad (2.13)$$

Onde Ω é o ângulo sólido do cone de feixes luminosos passando através do Fabry-Perot. Em termos de observação astronômica o efeito da *finesse* da abertura é desprezível para a maioria dos objetos no campo de visão de um telescópio. É importante notar o desvio que a variação do ângulo θ do feixe exerce sobre o comprimento de onda central do filtro. Por exemplo, se θ muda de 1° para 3° , o comprimento de onda central sofre um desvio de 0,1% em qualquer ordem de interferência. Portanto, em resoluções altas (~ 1000) um Fabry-Perot pode não ser totalmente monocromático ao longo de um campo de visão desejado.

A figura 2.2 mostra a influência da *finesse* no desempenho de um Fabry-Perot

ideal para perfis determinados com $R = 0,68$, $0,81$ e $0,92$ ($A = 0$). Ordens de interferência $m = 10$ e $m = 9$.

Figura 2.2 – Variação dos picos de transmissão com alteração da *finesse*. Fonte: (CEPA, 2009,p.12, tradução nossa)

2.3 Filtragem através de varredura do vão

Num Fabry-Perot tradicional, para se poder alterar o comprimento de onda central a uma determinada ordem de interferência, é preciso ajustar ao menos um dos seguintes parâmetros: o índice de refração da cavidade μ , a distância (vão) entre as placas ou o ângulo θ , conforme equacionamento anterior. Como μ é definido na fabricação da placa, pode-se alterar θ ou mais comumente a distância d do vão entre as placas. A varredura através do vão pode ser executada com grande precisão com o auxílio de um sistema com atuadores piezelétricos e micrometria capacitiva (HICKS; REAY; SCADDAN, 1974).

A capacidade de ajustar-se o vão numa faixa de $200\mu\text{m}$, mais ampla que o usual, permite grande flexibilidade na escolha da resolução desejada. Além disso, favorece a supressão de ordens de interferência na configuração com dois Fabry-Perots, não havendo mais a necessidade de um grande número de Fabry-Perots e filtros de banda estreita para acomodar um contínuo de comprimentos de onda e resolução espacial, conforme necessário para trabalho extragaláctico.

Quando se realiza um processo de varredura em um Fabry-Perot, temos

como resultado um cubo de imagens desordenado. Para reordenar a informação espectro-espacial obtida é necessário um algoritmo de redução de dados (QUINT, 2010).

2.4 Fabry-Perots usados na astronomia

Instrumentos Fabry-Perot são amplamente utilizados em astronomia, geralmente em aplicações que requeiram alta resolução espectral em fontes de baixo brilho superficial e ampla extensão angular (ATHERTON, 1995).

Um primeiro grande avanço para os instrumentos Fabry-Perot modernos foi a tecnologia desenvolvida na área de micrômetros capacitivos, capaz de detectar deslocamentos muito pequenos, da ordem de 10^{-12}m (JONES; RICHARDS, 1973). Tirando proveito desta tecnologia, foi desenvolvido em 1974 um instrumento Fabry-Perot inovador que apresentava um sistema utilizando atuadores piezelétricos e micrometria capacitiva (HICKS; REAY; SCADDAN, 1974). Foram introduzidos dois pontos chave para solucionar efeitos de variações térmicas e mecânicas que existiam nos interferômetros Fabry-Perot antigos com varredura por pressão: um ponto é que as placas passaram a formar uma única peça rígida através do uso de espaçadores de quartzo polidos, e o outro foi a utilização de um sistema de controle ativo realimentado. Este sistema garante paralelismo e controle do vão numa exatidão melhor do que a qualidade apresentada pela superfície das placas.

Um importante instrumento Fabry-Perot desenvolvido no fim dos anos 70 é o Taurus Tunable Filter, primeiramente destinado a mapeamento de campos de velocidade de fontes de linha de emissão, o qual possui diversas vantagens em relação a espectrógrafos baseados em redes de difração ao se estudar a dinâmica de objetos extensos (ATHERTON et al., 1982). O instrumento Taurus utiliza *etalons* desenvolvidos pela empresa IC Optical Systems (antiga Queensgate), cujo controle de paralelismo e vão é feito pelo sistema CS100 que utiliza a metodologia desenvolvida em (HICKS; REAY; SCADDAN, 1974).

Este sistema, descrito mais detalhadamente no capítulo 3, envolve o uso de sensores capacitivos numa configuração em ponte, onde o paralelismo é feito por uma medida diferencial no eixo x e no eixo y. Um terceiro sensor é comparado a um

capacitor tipo NPO fixo. Isto é feito para diminuir efeitos da temperatura e da umidade no posicionamento. Além disso, nitrogênio seco é bombeado na cavidade entre as placas para controlar a umidade. Os três atuadores piezelétricos do sistema proporcionam uma faixa de varredura total de $2\mu\text{m}$, a partir da aplicação de tensão numa extensão de $\pm 600\text{V}$.

Um procedimento primordial para a operação adequada de um Fabry-Perot é a calibração óptica que permite a obtenção do paralelismo absoluto entre as placas. Em (JONES; BLAND-HAWTHORN, 1998) é relatado um mecanismo de calibração que permite isso mesmo para um espaçamento entre as placas tão pequeno quanto $2\mu\text{m}$, o que permite que um instrumento possa operar também em baixas resoluções, pois normalmente os *etalons* são fabricados com uma distância inicial entre as placas acima de $50\mu\text{m}$ (não confundir esta distância com a faixa de varredura do vão). Um vão mínimo amplo implica na restrição do Fabry-Perot a somente resoluções elevadas.

Fabry-Perots com tecnologia similar ao do instrumento Taurus são ainda bastante utilizados atualmente em diversos outros instrumentos em vários observatórios ao redor do mundo, como por exemplo, no Maryland-Magellan Tunable Filter (MMTF) (VEILLEUX et al., 2010) e no módulo GhaFaS do telescópio WHT (CARIGNAN, 2008).

2.5 O novo Fabry-Perot proposto

Os interferômetros Fabry-Perot que vêm sendo utilizados em vários telescópios astronômicos no âmbito internacional têm uma extensão muito pequena de ajuste do vão entre as placas, limitando a obtenção de dados espectrais somente em uma única resolução pré determinada. Instrumentos deste tipo foram utilizados, por exemplo, no Observatório Anglo Australiano (instrumento TTF - *Taurus Tunable Filter*) descrito em (ATHERTON et al., 1982) e no Observatório Europeu Austral (instrumento CIGALE), descrito em (LAVAL, 1987).

O instrumento BTFI propõe a utilização de novos *etalons*, com diâmetro livre de 100 mm, fabricados por SESO (*Société Européenne de Systèmes Optiques*), os quais são montados numa configuração pioneira que possibilitará a utilização de

uma ampla faixa de ajuste do vão. Esta característica possibilita a escolha de diferentes resoluções para cada processo de varredura utilizado na geração de cubos de imagens espectro-espaciais.

A configuração mecânica do sistema é ilustrada na figura 2.3. É mostrada uma das placas do *etalon* SESO com os três atuadores piezelétricos responsáveis pelo seu posicionamento, dispostos nas extremidades da placa deslocados de 120° entre si. O ajuste da tensão aplicada a cada atuador permite movimentar a placa sustentada pelos mesmos, de maneira a regular o paralelismo e fazer uma varredura em determinados valores de vão. Além destes elementos, há três abas nas extremidades da placa, cada qual deslocada de 60° em relação a cada atuador. Estas três abas funcionam como eletrodos que servirão para medir a distância com micrômetros capacitivos instalados na base do instrumento (assunto tratado no capítulo 3).

A figura 2.4 mostra o protótipo do Fabry-Perot, no qual se destacam os três atuadores piezelétricos sustentando placas de um *etalon* de menor diâmetro montadas dentro de uma estrutura de alumínio com dimensões equivalentes às das placas do *etalon* SESO definitivo (em fabricação). A outra placa, que não é mostrada na figura 2.4, fica fixa na parte inferior do suporte mecânico formando um vão ajustável em relação à placa superior.

Figura 2.3 – Ilustração de uma placa do *etalon* SESO com atuadores piezelétricos. Cedido por SESO

Figura 2.4 – Base mecânica do Fabry-Perot

2.6 O Controlador utilizado tradicionalmente

O controlador utilizado nos instrumentos Fabry-Perot tradicionais, descritos em (ATHERTON, 1995), (CARIGNAN, 2008), (LAVAL, 1987) e (VEILLEUX et al., 2010), é o CS100, produzido pela empresa ICOS (antiga Queensgate). O CS100 apresenta uma tecnologia que, embora bem sucedida para obtenção de dados espectrais em resolução fixa, permanece praticamente inalterada desde que começou a ser utilizada. A implementação do sistema de controle é feita de forma totalmente analógica, tendo apenas uma interface digital para a realização da varredura do vazio. Apesar disso, não há meios de realização de uma calibração óptica automatizada. Nos próximos itens desta seção são mostradas as características e modos de operação de um CS100 e um *etalon* ET-Series II, integrado também pela ICOS, com base em (IC OPTICAL SYSTEMS, [200-?],).

O interferômetro Fabry-Perot da ICOS analisado compreende um *etalon* ET-Series II e uma unidade de controle CS100 que estabiliza o espaçamento e o paralelismo. O CS100 é um controlador de três canais que utiliza os micrômetros capacitivos e atuadores piezelétricos que são incorporados ao *etalon* para monitorar e corrigir erros no paralelismo e no espaçamento do *etalon*. Dois canais controlam o paralelismo e o terceiro controla o espaçamento para atingir e manter um determinado vazio dado como referência. Segundo o fabricante, o fato de ser um sistema em malha fechada elimina os efeitos de não-linearidade e histerese nos

atuadores piezelétricos, bem como variações no paralelismo e espaçamento das placas. A figura 2.5 mostra o controlador CS100.

Figura 2.5 – Controlador CS100. Fonte: (IC Optical Systems, [200-?])

A operação do CS100 pode ser feita de três maneiras: manualmente no painel frontal, remotamente a partir de um computador usando comunicação serial (IEEE-488 ou RS-232) ou também através de uma entrada analógica (alternativa pouco usada).

O CS100 é capaz de garantir o paralelismo e o espaçamento com um erro inferior a 0,01% da faixa espectral livre (FSR). A estabilidade no comprimento de onda transmitido depende também de fatores ambientais, mas com erro inferior a uma parte em 10^{10} se for utilizado em um ambiente estável, como uma câmara isolada, com temperatura e umidade controladas.

Os micrômetros capacitivos e os atuadores são integrados conforme diagrama da figura 2.6. Os micrômetros capacitivos são capacitores construídos a partir de eletrodos na superfície das placas. Para a medida do paralelismo há um par de capacitores (C_x) que medem a inclinação no eixo x e outro par (C_y) fazendo o mesmo para o eixo y. Outro capacitor (C_z) é responsável pela leitura do tamanho do vão. Os ajustes do paralelismo e do vão são feitos por três atuadores piezelétricos (P) separados entre si em 120° .

Os dois capacitores de cada eixo x e y são arrançados em pontes elétricas de maneira que qualquer desbalanceamento entre os capacitores de cada eixo faça com que surja um sinal de erro nas saídas das pontes. Para o capacitor do eixo z (vão), sua capacitância é comparada com uma capacitância fixa numa ponte para a leitura da posição. Estes sinais então são medidos e computados por um controlador

analógico em malha fechada que altera as tensões nos piezos caso seja detectado um desbalanceamento nos eixos x e y e um erro na distância do vão.

Figura 2.6 – Diagrama de um *etalon* com sensores e atuadores. Fonte: (ATHERTON et al., 1982, p.666, tradução nossa)

No CS100 as pontes capacitivas dos três canais, o controlador propriamente dito e o circuito que aciona os atuadores são agrupados num mesmo módulo, que possui um painel com controles manuais e visualização analógica de alguns parâmetros de medida e sinais luminosos. Na parte traseira do instrumento há entradas analógicas para controle e conexões seriais para comando feito remotamente a partir de um computador.

O CS100 tem o seguinte modo de operação: o usuário faz os ajustes iniciais no sistema, como o paralelismo e o ajuste de um valor de referência para o vão e o controle em malha fechada se encarrega de compensar eventuais erros, de forma a manter os parâmetros configurados inicialmente. Feito isso, um software rodando num computador envia sucessivos comandos através da entrada digital do controlador, alterando o vão de referência de forma a realizar uma varredura espectral.

O instrumento, por segurança, entra num modo de ajuste automático quando detecta qualquer tentativa de acionamento dos piezos fora da faixa permitida ou quando ocorre uma resposta oscilatória.

Uma das principais limitações do controlador CS100 para a operação com resolução espectral variável e os *etalons* ET é a pequena capacidade de variação do

vão. A seguir são mostradas algumas especificações relacionadas ao ajuste do vão.

Para o ajuste manual, a faixa de ajuste é de $\pm 5000\text{nm}$ e para o ajuste fino $\pm 530\text{nm}$. Utilizando-se a interface digital para comando do controlador, têm-se os seguintes parâmetros listados na tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Características de comando quando realizado através da interface digital do CS100.
Fonte: (IC OPTICAL SYSTEMS, [200-?],p.6, tradução nossa)

Parâmetro	Valor
Faixa de ajuste	$\pm 1000\text{nm}$
Resolução (12 bits)	0,49nm
Não-linearidade da varredura	$\pm 0,05\%$
Exatidão	$\pm 0,5 \text{ lsb}$ (quando calibrado)

Com base na faixa de ajuste apresentada na tabela 2.1, para se comandar o *etalon* desde um computador observa-se que o sistema é ainda mais limitado com relação ao ajuste do vão do *etalon*, com $2\mu\text{m}$ de excursão total. No ajuste através de entrada de tensão analógica também há a mesma limitação de $\pm 1\mu\text{m}$ e ainda com uma não-linearidade de 1%.

O ruído no posicionamento do *etalon* é baixo, menor do que $10 \text{ pm Hz}^{-1/2}$. O coeficiente térmico é de $0\pm 50\text{pm K}^{-1}$.

Na tabela 2.2 observam-se as informações relativas ao *etalon* ET. É importante notar que a faixa de ajuste do vão é no máximo $6\mu\text{m}$.

Tabela 2.2 – Características do *etalon* ET-Series II. Fonte: (IC OPTICAL SYSTEMS, [200-?],p.10, tradução nossa)

Parâmetro	Valor
Abertura livre (mm)	28, 50, 70, 85, 100, 116, 150
Qualidade da superfície	$\lambda/50$ - $\lambda/200$, λ definido como 633nm
Ângulo de cunha	Zero ± 1 franja ou 10-15 arcmin (nominal)
Espaçamento entre as placas	Especificado pelo usuário na faixa de $3\mu\text{m}$ a 30mm
Revestimento	Especificado pelo usuário
Faixa de ajuste do vão	$3\mu\text{m}$ nominal ($>6\mu\text{m}$ opcional)
Faixa de temperatura operacional	10-40°C
Faixa de temperatura de armazenamento	-20°C a +70°C (sem condensação)
Tempo de resposta quando utilizado com controlador CS100	0,2 a 2,0 ms

2.7 O Novo Controlador

O novo *etalon* associado a uma nova metodologia de controle apresenta diversas vantagens comparando-se ao controlador CS100, que ainda hoje é amplamente utilizado. Algumas vantagens do novo controlador provêm de sua arquitetura baseada em um dispositivo de lógica reconfigurável FPGA (*Field Programmable Gate Array*), ou seja, totalmente digital e flexível, possibilitando o seguinte:

- Flexibilidade: pode-se modificar facilmente a malha de controle para se adequar a *etalons* com características diferentes;
- Robustez ao envelhecimento dos componentes e à variação de parâmetros ambientais (temperatura, umidade, etc);
- Melhor comunicação com um computador remoto e outros módulos;
- Baixo custo.

A tabela 2.3 apresenta algumas características do controlador projetado pelo LAM em comparação ao CS100. Uma grande vantagem do novo controlador é a medida de distância sem a necessidade do uso de pontes capacitivas, portanto o valor da capacitância é lido diretamente pelo controlador, passando antes por um circuito que faz conversão e condicionamento (será explicado no capítulo 4). O uso de pontes poderia implicar em mais ruídos, erros e imprecisão associados ao sistema. O sistema apresenta três capacitâncias medidas independentemente, duas a menos que o antigo controlador necessitava.

A malha de controle é totalmente digital, o que indica que parâmetros ambientais e problemas de envelhecimento de componentes não interferirão no desempenho da malha de controle. Além disso, podem-se implementar técnicas de controle com maior flexibilidade, alterando-se parâmetros e adicionando funcionalidades conforme o sistema a ser controlado, o que seria mais difícil ou impossível em alguns casos utilizando controladores analógicos.

Destaca-se também no novo controlador a resolução de 20 bits do novo sistema em relação ao CS100 que é limitado a 12 bits. Isto proporciona ao controlador trabalhar com sinais com o nível de precisão exigido para conseguir-se

ampliar a faixa de ajuste do vão, colaborando no desempenho geral do mesmo. A exatidão apresentada na medida do posicionamento é melhor do que 1nm, atendendo às especificações do instrumento. A largura de banda é menor que a do CS100, mas isso não é um problema, já que 60Hz são suficientes para se computar adequadamente a malha de controle, visto que a dinâmica do sistema físico é lenta. Finalizando, destaca-se também que o novo controlador será fisicamente mais compacto.

Tabela 2.3 – Características dos controladores

Parâmetro	Controlador novo	CS100
Medida da distância	Direta	Relativa (Ponte capacitiva)
Malha de controle	Digital	Analógica
Resolução	20 bits (120 dB)	12 bits (72 dB)
Faixa de ajuste do vão	até 200 μ m	até 6 μ m
Exatidão	<3nm	<1nm
Largura de banda	1-60Hz	1-1000Hz

2.8 Considerações Finais

O novo conceito de Fabry-Perot proposto neste projeto difere do tradicional por poder operar numa faixa variável de resolução espectral, enquanto um *etalon* convencional tem sua resolução espectral fixa. Esta característica é alcançada graças à capacidade de ajuste do vão para distâncias até 200 μ m; os filtros atualmente utilizados trabalham com um vão ajustável até 10 μ m.

A implementação bem sucedida do controle de posicionamento do novo *etalon* ao longo de uma faixa muito maior daquela utilizada nos instrumentos modernos só pode ser realizada a partir do desenvolvimento de um controlador utilizando novas tecnologias. O uso da arquitetura baseada em FPGA mostra-se promissora para a solução do problema proposto, por sua grande flexibilidade no que diz respeito à implementação da malha de controle e possibilidades de comunicação eficiente com um computador remoto, que virá a ser o módulo central de controle do instrumento BTFI.

3 HARDWARE DO CONTROLADOR

3.1 Introdução

O passo inicial para o desenvolvimento do sistema de controle foi analisar as características e o desempenho dos módulos que compõem a placa controladora. Fez-se necessário testar cada módulo para a escolha final da arquitetura de hardware do instrumento. Os módulos analisados são os seguintes:

- FPGA Lattice LFEC10E (LATTICE SEMICONDUCTOR, 2007) – um dispositivo que pode ter sua lógica interna programada e reconfigurada, com a possibilidade de implementação de módulos de lógica booleana, operações aritméticas, memórias, dispositivos de comunicação, etc;
- DSP Mico32 (LATTICE SEMICONDUCTOR, 2006a, 2006b) – É um Processador Digital de Sinais sintetizado no FPGA. Neste DSP será implementado o sistema de controle propriamente dito;
- Portas de comunicação do FPGA – Também sintetizadas utilizando-se a lógica interna do FPGA. Possibilita a comunicação com CDC, ADC, DAC e porta Ethernet;
- Micrômetro capacitivo e seu circuito de condicionamento MC900 (FOGALE, 2008) – responsável pela leitura do espaçamento entre as placas do Fabry-Perot;
- Atuador piezelétrico (CEDRAT, 2007) – realiza o posicionamento das placas do Fabry-Perot;
- CDC (*Capacitance-to-Digital Converter*) (ANALOG DEVICES, 2007) – Possibilita a conversão do sinal proveniente do micrômetro capacitivo diretamente numa forma digital, com baixíssimo nível de ruído;
- ADC (Analog-to-Digital Converter) (TEXAS INSTRUMENTS, 2008) – Converte sinais analógicos em um valor digital correspondente. No sistema aqui descrito é utilizado em conjunto com o módulo de condicionamento MC900, que entrega ao ADC um valor de tensão proporcional a distância medida pelo sensor capacitivo.

- DAC (*Digital-to-Analog Converter*) (TEXAS INSTRUMENTS, 2007) – Sua função é converter o sinal digital da malha de controle em um sinal analógico, para depois passar por um amplificador que efetivamente aciona o atuador piezelétrico;
- Lantronix Ethernet Adapter (LANTRONIX, 2010) – realiza a comunicação entre o FPGA e um computador externo (que virá a ser no instrumento definitivo o módulo central do BTFI).

A arquitetura da placa eletrônica desenvolvida pelo LAM e sua interface com os sensores e atuadores é descrita neste capítulo, sendo que duas estratégias são apresentadas, cada qual representando uma forma diferente para a aquisição dos sinais referentes à distância entre as placas do Fabry-Perot. A placa eletrônica é mostrada na figura 3.1, onde pode-se notar suas dimensões compactas.

Figura 3.1 – Controlador desenvolvido no LAM

A primeira estratégia, ilustrada na figura 3.2, é implementada utilizando-se um chip (um CDC da Analog Devices AD7747) para realizar diretamente a conversão do sinal proveniente do micrômetro capacitivo em um sinal digital de 24 bits, o qual é transmitido serialmente (via interface I2C) para o FPGA. O DSP sintetizado no FPGA possui uma rotina de execução onde reside o algoritmo de controle, que por sua vez processa o sinal digital recebido.

A ação de controle é feita regulando-se a tensão aplicada nos atuadores piezelétricos. Para isto primeiramente converte-se em sinais analógicos os valores digitais de saída do algoritmo de controle, através do conversor DAC (modelo Texas Instruments DAC1220). Os sinais digitais chegam ao DAC através de uma interface serial SPI. A saída do DAC é pré-amplificada e depois enviada a um *driver* externo que aciona o atuador piezelétrico. O *driver* tem como função principal amplificar o

signal para que o mesmo esteja na faixa de tensão necessária para o acionamento. Além disso, possui outros elementos como filtros para minimizar ruído e limitar a banda de frequência, e também circuitos de proteção para limitação de tensão e corrente em valores seguros para operação do atuador piezoeletrico.

Figura 3.2 – Arquitetura do sistema de controle: leitura com CDC

A outra estratégia possível, ilustrada na figura 3.3, utiliza um circuito eletrônico externo, MC900 fornecido por FOGALE, o mesmo fabricante do micrômetro capacitivo. Este circuito adicional realiza a conversão do sinal proveniente do sensor para uma tensão proporcional à distância medida. Essa tensão é então lida por um conversor ADC (modelo Analog Devices ADS1256 (ANALOG DEVICES, 2006)) de 24 bits e enviado serialmente (via interface SPI) para o FPGA. O restante da arquitetura do controlador permanece semelhante ao da estratégia anterior, que utiliza CDC.

Figura 3.3 – Arquitetura do sistema de controle: leitura com ADC

3.2 Micrômetria Capacitiva

3.2.1 Características

A medida da distância entre as placas do Fabry-Perot é feita através de um sensor capacitivo, modelo MCC10HS fabricado por FOGALE, o qual permite medida de distâncias máximas de até 1mm e uma resolução de $0,4\text{nm RMS Hz}^{-1/2}$. O princípio de funcionamento é que uma capacitância é formada entre o eletrodo do sensor e outro eletrodo que está na superfície do objeto em relação ao qual se deseja medir a distância. Este sensor possui tecnologia triaxial, o que é um grande diferencial para proporcionar medidas de baixo ruído, como é necessário para aplicações envolvendo distâncias muito pequenas.

Neste instrumento, uma das placas do Fabry-Perot apresenta abas laterais metalizadas, que representam um dos eletrodos do capacitor. Variando-se a distância entre os eletrodos tem-se uma variação da capacitância medida. Assim, é possível estimar qual é a distância entre as duas placas de vidro do Fabry-Perot.

O micrômetro capacitivo utilizado e o diagrama ilustrando o princípio de funcionamento são mostrados na figura 3.4. O diâmetro da superfície ativa do micrômetro é de 5,5 mm.

Figura 3.4 – Esquerda: Micrômetro capacitivo utilizado. Direita: diagrama com princípio de funcionamento. Fonte: (FOGALE, 2008, tradução nossa)

A equação 3.1 mostra a relação entre a capacitância medida e a distância:

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_r S}{d} \quad (3.1)$$

Onde:

ε = constante dielétrica do vácuo

ε_r = constante dielétrica do meio

S = área da superfície do eletrodo do sensor

d = distância entre os eletrodos

A figura 3.5 mostra a curva relacionando o espaçamento e a capacitância para um sensor com eletrodo de 5,5 mm de diâmetro e $\varepsilon_r = 1$ (ar como dielétrico). Vê-se que medida de distância apresenta uma relação não linear com a capacitância, sendo que para distâncias muito pequenas não é possível medir porque a capacitância fica muito grande, então o que pode ser feito é a inserção de um pequeno *offset* mecânico, rebaixando as abas metalizadas do *etalon* de maneira que a mínima distância detectada seja de cerca de 50 μm .

Figura 3.5 – Variação da capacitância conforme a distância entre as placas

3.3.2 Conversor CDC – Capacitância para Digital

Inicialmente, foi considerado realizar a conversão do sinal do sensor capacitivo usando o CDC produzido pela Analog Devices, modelo AD7747, pois a

conversão de capacitância diretamente para um valor digital pronto para uso na malha de controle é uma solução mais prática e barata, feita sem nenhum circuito eletrônico externo à placa eletrônica do controlador. O chip proporciona uma conversão de 24 bits e transmite o valor convertido numa interface serial I²C.

Na figura 3.6 vê-se o diagrama funcional do dispositivo. O AD7747 é um conversor de capacitância para digital de alta resolução. A arquitetura permite até 19,5 bits de resolução efetiva, alta linearidade (0,01%) e alta precisão (até ± 10 fF pela calibração do fabricante). A faixa de medição é de 16pF. O AD7747 é destinado a sensores capacitivos com apenas um eletrodo ou diferenciais, com um eletrodo aterrado.

O núcleo do dispositivo é constituído por um modulador Σ - Δ de segunda ordem e um filtro digital de terceira ordem. Além do conversor, o AD7747 possui um multiplexador, uma fonte de excitação para as entradas capacitivas, um gerador de *clock*, uma unidade lógica de controle e calibração e uma interface serial compatível com I2C.

Figura 3.6 – Diagrama de blocos do CDC. Fonte: (ANALOG DEVICES, 2007,p.21, tradução nossa)

O sensor pode ser aplicado diretamente à entrada, utilizando-se um cabo blindado como mostrado na figura 3.7. A capacitância C_x é conectada entre a entrada do modulador Σ - Δ e o terra. Uma onda quadrada de excitação é aplicada em C_x durante a conversão e o modulador amostra continuamente a carga no capacitor C_x . O filtro digital opera sobre a saída do modulador, sendo a informação do filtro digital escalonada e aplicados os coeficientes de calibração. Ao fim do processo o resultado final pode ser lido na interface serial.

Para eliminar a capacitância parasita entre CIN e o terra, o sinal SHLD pode ser usado para blindar a conexão entre o sensor e CIN. A saída SHDL recebe o mesmo sinal de excitação do pino CIN. Como não há corrente AC entre os pinos CIN e SHLD, então qualquer capacitância entre CIN e SHLD não afetará a medição.

Para se ter os melhores resultados, deve-se colocar o AD7747 o mais próximo possível do sensor capacitivo. Este não é um problema neste projeto, já que o circuito de controle deverá ficar pouco afastado do *etalon* (a cerca de 2m de distância). É importante também blindar a trilha que se liga ao pino CIN e conectar a blindagem no pino SHDL. Se um cabo blindado é usado para a conexão então sua blindagem deve ser conectada no pino SHDL, o que é realizado no circuito do controlador.

Figura 3.7 – Modo de operação utilizado no CDC. Fonte: (ANALOG DEVICES, 2007,p.21, tradução nossa)

Este conversor permite a escolha do tempo de conversão, havendo um compromisso entre velocidade de conversão e ruído, como pode ser visto na tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Supressão do ruído para diferentes tempos de conversão. Fonte: (ANALOG DEVICES, 2007,p.11, tradução nossa)

Tempo de conversão(ms)	Taxa de conversão(Hz)	Frequência a -3dB (Hz)	Ruído RMS (aF/√Hz)	Ruído RMS (aF)	Ruído p.p. (aF)	Resolução Efetiva (bits)	Resolução Efetiva (bits)
22,0	45,5	43,6	28,8	190	821	16,4	14,3
23,9	41,9	39,5	23,2	146	725	16,8	14,5
40,0	25,0	21,8	11,1	52	411	18,3	15,3
76,0	13,2	10,9	11,2	37	262	18,7	15,9
124,0	8,1	6,9	11,0	29	174	19,1	16,5
154,0	6,5	5,3	10,4	24	173	19,3	16,5
184,0	5,4	4,4	10,0	21	141	19,6	16,8
219,3	4,6	4,0	9,0	18	126	19,9	17,0

Os primeiros testes para avaliar o desempenho do CDC foram feitos medindo-se capacitores discretos. Medidas de um capacitor de 10pF apresentaram um ruído RMS de aproximadamente 40aF e um ruído de pico a pico de aproximadamente 200aF para um tempo de conversão de 124ms. Os valores são um pouco maiores que os da folha de dados, mas isto é esperado numa aplicação prática. A figura 3.8 apresenta o ruído RMS medido com vários tempos de conversão diferentes, tendo sido computadas 1000 amostras para cada caso. Vê-se que um tempo de conversão muito pequeno penaliza muito a medida devido à elevação do nível do ruído. Assim sendo, é preferível trabalhar com tempo acima de 76ms, que apesar de ser lento para controlar o Fabry-Perot, seria a solução com melhor compromisso encontrada.

Figura 3.8 – Ruído RMS para diferentes tempos de conversão

3.2.3 Módulo de Condicionamento e Conversão FOGALE MC900

O sistema de condicionamento MC900 associado a sensores capacitivos, é uma solução completa para medidas de distâncias extremamente pequenas oferecido pela empresa FOGALE. Um módulo MC900 tem a função de transformar o sinal proveniente do micrômetro capacitivo em uma tensão proporcional ao valor da distância medida, resolvendo o problema da não-linearidade inerente a uma medida de distância através de micrometria capacitiva. Assim sendo, o sinal proveniente do MC900 já está pronto para ser lido através de um conversor ADC de 24 bits (ANALOG DEVICES, 2006) integrado à placa. No início dos trabalhos, havia apenas um módulo MC900 disponível, adquirido para ser, a princípio, uma ferramenta a ser

usada como referência para calibrar o sistema de aquisição desenvolvido com o CDC, pois esta seria uma solução muito mais barata e compacta, com todos os circuitos de aquisição já integrados à placa eletrônica do controlador.

Após alguns testes, porém, ficou estabelecido o uso do MC900 como solução definitiva, devido ao alto nível de ruído do CDC para determinadas faixas de distância, além do elevado tempo de conversão. Para ilustrar melhor o sistema temos na figura 3.9 uma fotografia como módulo MC900 ligado com um cabo a um sensor capacitivo.

Figura 3.9 – Módulo Fogale MC900 e um sensor capacitivo. Fonte: (FOGALE, 2008)

O sistema MC900 adquirido para este projeto foi pré-configurado para uma faixa máxima de medida de até 200 μ m. As características principais para um exemplar com esta faixa de medida são apresentadas na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Características operacionais do MC900. Fonte: (FOGALE, 2008, tradução nossa)

Parâmetro	Valor
Saída	0 a 10V
Ruído(@100Hz)	<0,0005% ou 1nm
Repetibilidade	<0,001% ou 2nm
Erro de linearidade	+/-0,07% ou 140nm
Gradiente térmico	<0,002%/°C ou 4nm/°C

Há algumas recomendações do fabricante, conforme (FOGALE, 2008), para assegurar o desempenho nominal, citadas a seguir:

- deixar o instrumento ligado 15 min antes de começar a utilizá-lo;

- com umidade relativa do ar até 80%, deve operar com temperaturas de 5 a 31°C. A partir de uma temperatura de 40°C, a umidade relativa deve ser inferior a 50%;
- temperatura ambiente deve estar preferencialmente entre 5 e 40°C, não excedendo -10 a 70°C;
- o sensor deve ser limpo com isopropanol.

Com base nessas informações tem-se como vantagens o fato de ter um baixíssimo ruído e um SNR constante ao longo de toda a faixa de medida (0 – 200µm), além de permitir uma leitura com taxa de 100 Hz pelo ADC de 24 bits utilizado sem que o ruído inerente à medida seja significativo.

3.4 Atuador Piezelétrico

3.4.1 Princípios básicos

O efeito piezelétrico em materiais cristalinos trata-se a capacidade dos mesmos produzirem cargas elétricas ao serem submetidos a uma pressão mecânica, sendo este chamado de efeito direto. No efeito inverso os materiais piezelétricos sofrem alterações dimensionais quando são aplicadas cargas elétricas sobre os mesmos.

No começo do século XIX surgiram os primeiros atuadores baseados em cristais piezelétricos, mas com aplicação ainda bastante restrita, pois era operado geralmente em frequência de ressonância para ter sua eficiência aumentada. A descoberta das características piezelétricas da cerâmica PZT (titano-zirconato de chumbo) no fim dos anos 1960 aumentou o número de aplicações para uso industrial. O uso de uma pilha de anéis de PZT foi estudado para várias aplicações, inclusive como alternativa para sistemas de posicionamento. Entretanto, para se obter o nível de deformação desejada era necessário aplicar tensões elétricas elevadas. Um exemplo disso é que uma deformação de 0,5 mm requereria uma

excitação de cerca de 1000 V, valor considerado muito alto para várias aplicações práticas.

Atuadores multicamadas (MLA – multilayer actuators), baseados em tecnologia de alta capacitância, foram introduzidos no mercado em 1988 para resolver tais problemas. Devido à facilidade de uso deste tipo de atuador, seu uso tem crescido para várias aplicações, sendo suficiente 150V para excitar estes dispositivos, o que é mais adequado para os dispositivos eletrônicos modernos.

Os atuadores convencionais diretos (DPA – *Direct Piezo Actuator*) usam somente a expansão do material ativo para produzir deslocamento. Este deslocamento é proporcional à tensão elétrica aplicada e tipicamente a deformação é geralmente em torno de 0,1%, com capacidade de suportar forças elevadas, maiores que 1kN. São geralmente limitados a operações estáticas como micro-posicionamento. Existem também atuadores paralelos pré-carregados (PPA – *Parallel Pre-stressed actuators*), que apresentam melhor resposta dinâmica.

A limitação no espaçamento de atuadores piezelétricos comuns pode ser superada utilizando-se um amplificador elástico mecânico. Muitas soluções, utilizando-se dobradiças fletoras, foram propostas, mas as tensões tornam-se muito altas nas dobradiças durante a atuação, fatigando o material. Atuadores piezelétricos do tipo APA (*amplified piezo actuators*) são baseados numa estrutura (um esqueleto externo) sem nenhuma dobradiça, conforme figura 3.10. Grandes deslocamentos combinados com altas forças mostram que este dispositivo consegue alcançar amplificações de duas a cinco vezes e têm uma boa eficiência mecânica, conforme (CEDRAT, 2007). Graças a esta amplificação, o atuador do tipo APA consegue obter deformações de cerca de 1% ou mais. Deve-se observar que a deformação neste caso, ao se aumentar a tensão elétrica aplicada, é uma contração.

Vantagens de um atuador piezelétrico APA:

- São relativamente pequenos e compactos em relação à amplitude de sua deformação;
- O aumento do deslocamento e a dureza são funções da excentricidade da estrutura;
- Pode ser operado numa ampla gama de frequências, inclusive na frequência de ressonância;
- O comportamento fletor da estrutura sob atuação piezelétrica permite uma

distribuição aceitável das tensões mecânicas no amplificador;

- Momentos fletores e torsões podem ser exercidos (até certo ponto) na estrutura, o que previne a quebra do material ativo. Por esse ponto de vista esses atuadores são mais robustos que os convencionais;
- O custo de um APA é menor do que o de atuadores convencionais produzindo o mesmo deslocamento. Isto ocorre porque o material mecânico que constitui o amplificador é mais barato do que o material ativo.

3.4.2 Limitações

De acordo com (CEDRAT, 2007) atuadores piezelétricos têm várias limitações que devem ser levadas em conta quando de sua escolha e do projeto do sistema que vai acioná-lo. A máxima tensão é limitada a 150V devido à camada de isolamento elétrico. A tensão aplicada também não deve ser menor do que -30V, sob pena de reverter a polarização do cristal. Como MLAs são materiais laminados, então não suportam forças de tração, por isso os atuadores são mecanicamente pré-tensionados. Momentos fletores e torsões devem ser evitados, mesmo na montagem, especialmente para DPAs. Forças de tração durante operações dinâmicas ou chaveamento também devem ser evitadas. Em operação estática, a vida útil é limitada pela umidade, que penetra pela camada externa de isolamento e leva ao aumento da corrente de fuga, o que pode levar a um curto-circuito. Perdas são principalmente não-lineares e dependentes da frequência de excitação, da amplitude da tensão e da umidade. Para evitar despolarização da cerâmica, a temperatura deve ser monitorada. A faixa típica de operação é de -40°C a 80°C.

Evitando-se o aquecimento além do permitido e forças de tração, os atuadores piezelétricos não apresentam nenhum efeito de fadiga. Testes do fabricante CEDRAT indicam a capacidade de suportar até 10^{10} ciclos de aplicação de um pulso (0-150 V) com frequência de 600 Hz sem nenhum desgaste.

A termomecânica pode ser um problema caso se deseje um posicionamento fino devido ao fato que o PZT multicamadas pode apresentar vários coeficientes de expansão térmica (em função de alguns detalhes construtivos). Os atuadores

piezelétricos amplificados comuns apresentam uma expansão térmica razoável devido a uma diferença entre o material ativo e o da estrutura amplificadora. O uso de dispositivos de compensação térmica é possível. O atuador disponibilizado para este projeto é dotado deste recurso.

3.4.3 Características do atuador utilizado neste projeto

Este projeto exige a utilização de atuadores piezelétricos especiais para o posicionamento do *etalon*, para que o ajuste do vão possa ser feito na ampla faixa desejada, sem a necessidade da utilização de atuadores muito grandes que inviabilizariam o projeto mecânico.

O instrumento utiliza o atuador APA400MNL do fabricante CEDRAT Technologies, que é do tipo amplificado (APA). Os atuadores amplificados da série MNL têm um bom desempenho em termos de deslocamento e forças. Ele apresenta uma grande largura de banda, o que propicia o uso em várias aplicações dinâmicas. O atuador é exibido na figura 3.10.

Figura 3.10 – O atuador APA400MNL

Um atuador APA400MNL genérico apresenta deslocamentos máximos sem carga de $365\mu\text{m}$ (nominal) ao longo de seu eixo de 20mm, o que corresponde a uma deformação de 1,82%. É importante ressaltar, entretanto, que os atuadores disponibilizados para este trabalho apresentam um compensador de expansão térmica incorporado, reduzindo o deslocamento máximo possível para $250\mu\text{m}$, valor suficiente para os requisitos do instrumento Fabry-Perot proposto. A força de bloqueio (mínima quantidade de força que bloqueia completamente o deslocamento de um atuador sob máxima tensão elétrica) é de 189N, muito acima da carga real a que os atuadores serão submetidos.

A seguir, na figura 3.11 tem-se a curva de um ensaio realizado pelo fabricante. Nota-se uma resposta com a existência da histerese (que sempre ocorre em atuadores piezelétricos) com uma banda relativamente grande.

Figura 3.11 – Resposta do atuador piezelétrico (testes do fabricante). Fornecido por CEDRAT

3.5 Desenvolvimento de um novo driver para acionamento dos atuadores piezelétricos

3.5.1 Requisitos para acionamento do atuador piezelétrico

O atuador piezelétrico tem um comportamento elétrico similar a um capacitor. Sua capacitância para um regime semi-estático geralmente é alta (até $10\mu\text{F}$, por exemplo). Esta é uma carga difícil para circuitos eletrônicos de acionamento, dado que uma razoável quantidade de corrente deve ser drenada para atingir uma resposta rápida. Além disso, o atuador gera cargas elétricas quando submetido a pressão mecânica. Amplificadores lineares são a solução mais comum para o acionamento e têm alta relação sinal/ruído. Fontes chaveadas são mais eficientes em aplicações dinâmicas, mas são mais difíceis de controlar. O diagrama na figura 3.12 mostra como um atuador pode ser acionado, com um amplificador linear de potência, com ganho igual a 20. Logo, para se obter toda a faixa de deformação do atuador é necessário que a tensão de entrada esteja entre -1V e $7,5\text{V}$.

Figura 3.12 – Circuito básico para comando do atuador piezelétrico. Fonte: (CEDRAT, 2007,p.24,tradução nossa)

Deve haver uma limitação no ganho constante do amplificador para proteção de sobrecorrente. Na prática, quando a derivada no sinal de entrada aumenta, a limitação de corrente I_{lim} do amplificador limita o *slew-rate* da tensão de saída. A corrente fornecida ao atuador depende de sua capacitância e da derivada da tensão aplicada.

A corrente para uma carga capacitiva é dada por:

$$I_{piezo} = C_{piezo} \cdot \frac{dV}{dt} \quad (3.2)$$

Para uma data limitação de corrente I_{lim} , o menor tempo de carga é dado por:

$$t_{carga} = \frac{\Delta V \cdot C_{piezo}}{I_{lim}} \quad (3.3)$$

onde ΔV é o valor pico a pico da tensão aplicada.

A resolução de um atuador piezelétrico é limitada pelo ruído do circuito eletrônico de acionamento. Materiais piezelétricos sempre apresentam histerese, por isso se faz necessário um controle em malha fechada para a compensação deste efeito. Nos primeiros testes realizados, foi utilizado um *driver* fornecido pela CEDRAT, que é um amplificador linear com ganho 20 e limitação da saída para não sair da faixa de -20 a 150 V. Para o instrumento definitivo foi projetado e construído um *driver* próprio, por apresentar custo muito menor com desempenho similar, maior facilidade de manutenção futura por se conhecer cada parte do circuito e também por ter recursos adicionais, como uma entrada digital de habilitação que não havia no *driver* Cedrat.

Como pré-requisitos do projeto deste circuito, foi estabelecido:

- Tensão de saída limitada em -20V e 150V para evitar danos permanentes ao atuador piezelétrico;
- Corrente limitada em aproximadamente 100mA para suavizar degraus ou outros sinais abruptos enviados pelo controlador, evitando danos devidos a sobressinal mecânico e aquecimento excessivo;
- Ruído inferior a 3mV RMS;
- Entrada digital para habilitar/desabilitar circuito.

3.5.2 Princípio de funcionamento

O *driver* projetado possui um estágio pré-amplificador seguido de um segundo estágio com filtros em cascata, limitando a largura de banda em 50Hz. Em seguida o

sinal passa por um estágio de saída, onde é amplificado por dois amplificadores operacionais de precisão em configuração ponte para atingir tensões na faixa de -20V a 150V. Há transistores no estágio de saída fornecendo correntes mais altas quando necessário. A figura 3.13 mostra o diagrama de blocos do *driver* com os elementos aqui descritos.

Os transistores no estágio de saída também fazem parte do sub-circuito limitador de corrente, ou seja, reajusta a tensão quando a corrente ultrapassa o limiar máximo. Quando este modo está ativado, a corrente fica fixa em aproximadamente 100mA, enquanto a impedância da carga estiver baixa ou durante um transitório de tensão sobre a carga.

A saída do *driver* satura em -20V e 150V graças ao circuito limitador de tensão, realizado através de um regulador que compara a tensão da saída com uma referência. Quando o valor da referência é superado, ele atua sobre a entrada de habilitação dos amplificadores operacionais de saída, sem desligá-los totalmente.

Um recurso importante que o novo *driver* possui é a existência de uma entrada digital que, através de um circuito utilizando opto-acoplador, atua diretamente sobre a entrada de habilitação dos amplificadores operacionais de saída. A capacidade de poder desabilitar o circuito é muito útil quando o sistema de controle do Fabry-Perot é inicializado ou desligado, pois pode-se assegurar que a saída estará zerada quando o controlador poderia estar enviando tensões de controle inválidas para o *driver*. Assim pode-se assegurar a habilitação da saída do *driver* somente quando sua entrada já estiver num valor bem determinado, evitando danos ao atuador piezelétrico por comandos espúrios.

Foi desenvolvida também uma fonte de alimentação linear para alimentar o *driver* com as diversas tensões exigidas (-20V e +8V, para o estágio de entrada e -80V, -15V, +15V e +80V). É interessante que a fonte seja linear, mesmo sob pena de ser um equipamento mais pesado, para que se possa minimizar problemas com ruído, que são maiores em fontes chaveadas.

Figura 3.13 – Arquitetura do *driver*

3.5.3 Avaliação de desempenho

Ruído

Efetua-se medidas de ruído RMS na tensão de saída do *driver*, utilizando um multímetro HP 34401 na escala de tensão AC. O ruído medido variou de 0,500mV RMS até 1mV RMS, o que garante um sinal de comando suficientemente limpo para o posicionamento do atuador piezelétrico.

Resposta a um transitório de tensão sem carga

As figuras a seguir mostram a resposta do novo *driver* a uma variação brusca de tensão, sem carga ligada em sua saída. O sinal aplicado na entrada do *driver* corresponde a um degrau gerado no software da malha de controle após suavização proporcionada devido à dinâmica do estágio de saída da placa eletrônica do controlador. As medidas foram feitas utilizando um osciloscópio capaz de armazenar sinais. Os gráficos foram gerados através de Matlab. Nas figuras 3.14, 3.15 e 3.16 o

gráfico superior é o sinal aplicado na entrada do *driver*, proveniente da saída do controlador e o gráfico inferior é a saída do *driver*.

A seguir tem-se a figura 3.14 com resposta a um transitório sem carga.

Figura 3.14 – Transitório sem carga: 0V → 5V

O sinal apresentado na saída do controlador, como visto na curva superior da figura 3.14, não se assemelha a um degrau, logo algo está suavizando excessivamente o degrau gerado internamente no controlador através da variável correspondente à saída de tensão. O conversor DAC do controlador (DAC1220) é a causa principal do problema, apresentando uma resposta mais lenta que a nominal. Este modelo de DAC pode alcançar 99,997% do valor de saída em até 15ms, dependendo da configuração. Neste teste especificamente, nota-se que o DAC está levando 120ms para estabilizar a saída. O problema foi investigado cuidadosamente e verificou-se que estava configurado de forma a incluir um filtro antirruído que deixava a acomodação mais lenta.

Este problema pôde ser contornado, pois há um modo de operação mais rápido capaz de manter o sinal de saída sem aumentar o nível de ruído drasticamente. Neste modo de operação, chamado “modo de acomodação rápida”, há filtragem ativa do sinal, mas com o filtro interno do DAC sendo habilitado somente se a variação na saída for maior do que 40mV.

Nas figuras 3.15 e 3.16 estão os resultados com esta nova configuração do DAC, mostrados num transitório onde há uma variação 10V e outro maior, de 120V.

Figura 3.15 – Transitório sem carga: -5V → 5V – DAC com acomodação rápida

Figura 3.16 – Transitório sem carga: -20V → 100V – DAC com acomodação rápida

A mudança do modo de operação do DAC favorece a resposta dinâmica do sistema. Como visto nas curvas da parte superior das figuras 3.15 e 3.16, o sinal de saída do DAC tem um tempo de subida (necessário para atingir 90% da resposta final) de 10ms, o que é uma grande melhoria. Com isso, a resposta já se mostra adequada para o bom desempenho do sistema. O sinal de entrada sofre filtragem ao passar pelo filtro com frequência de corte em 50Hz, aparecendo mais lento na saída do *driver*. Além de diminuir problemas de ruído, esta filtragem faz com que sinais abruptos possam ser suavizados, evitando que o atuador piezelétrico possa ser excitado com frequências próximas à de ressonância, o que pode causar uma sobrecarga mecânica ou falhas elétricas que poderiam danificar o atuador piezelétrico.

Resposta a um transitório com carga capacitiva de $11\mu\text{F}$

Para verificar a capacidade do *driver* de lidar com atuadores piezelétricos foram realizados testes usando como carga um capacitor de $11\mu\text{F}$, tendo em vista que os atuadores APA400MNL têm uma capacitância efetiva de $6,6\mu\text{F}$ a $10\mu\text{F}$. Um pequeno resistor de $27,5\Omega$, exercendo pouca influência no comportamento do sistema, foi colocado em série para auxiliar nas medidas da corrente drenada pela carga. Nas figuras 3.17 e 3.18 mostram-se as medidas da tensão e corrente na saída do *driver* obtidas para um transitório correspondente a uma variação de 10V e outro de 130V.

Figura 3.17 – Degrau com carga capacitiva: 0V $\rightarrow$ 10V

Figura 3.18 – Degrau com carga capacitiva: -15V $\rightarrow$ 115V

O pico de corrente no primeiro caso foi de apenas 11mA. No segundo caso, que é uma condição bastante severa, o pico foi de 135mA. Não houve degradação da resposta neste caso, portanto o *driver* pode suprir adequadamente energia para cargas capacitivas sem perda de desempenho. O *driver* possui limitação de corrente, que estava desabilitada neste teste. A corrente é limitada em cerca de 110mA na versão final. De acordo com o fabricante, a máxima corrente admissível é 500mA para que o tempo de carga do atuador seja menor do que o tempo de resposta mecânico, quando o atuador estiver movendo as placas do Fabry-Perot.

Limitação de tensão e corrente

Forçando-se o *driver* a ultrapassar a faixa nominal de -20 a 150V, verificou-se que a tensão inferior do *driver* é saturada em -19V enquanto o limite superior não ultrapassa 151V. Esta é uma faixa segura para operação do sistema.

Para se avaliar o comportamento do limitador de corrente, aplicou-se um degrau de 100V sobre uma carga resistiva de 100Ω, medindo-se qual foi a queda de tensão sobre o resistor. Esta é uma condição drástica, pois se a limitação de corrente não estivesse ativa, a queda de tensão seria de 1A.

A figura 3.19 mostra a resposta do *driver* sob as condições descritas acima. São mostradas as tensões absolutas no terminal negativo (V_-) e no terminal positivo do circuito de saída (V_+), além da tensão efetiva que alimenta a carga ($V_L = V_+ - V_-$).

Figura 3.19 – Ação do limitador de corrente

O circuito limitador de corrente apresenta uma ação rápida e eficiente, reduzindo a tensão de saída para que a mesma estabilizasse em 11V, ou seja, proporcionando uma corrente de saída limitada a 110mA pois a carga é de 100 Ω .

3.6 Considerações finais

As especificações e resultados verificados durante a avaliação dos elementos do hardware disponível para a implementação do controlador mostraram que há uma expectativa de que o sistema atenda os requisitos de desempenho, desde que utilizando a aquisição dos sinais dos sensores capacitivos seja realizada com a solução envolvendo o módulo MC900 e o ADC.

Com relação ao *driver* desenvolvido, os testes demonstraram robustez e ruído suficientemente baixo para garantir a exatidão esperada no posicionamento dos atuadores piezelétricos. Os dispositivos de proteção como o limitador de corrente e o de tensão são eficientes para evitar danos ao atuador piezelétrico.

4 DESENVOLVIMENTO DA TÉCNICA DE CONTROLE

4.1 Introdução

O desenvolvimento do sistema de controle iniciou-se com a criação de um controlador proporcional ajustado de forma empírica, que posteriormente foi melhorado para deixar a resposta mais rápida. Este primeiro sistema de controle foi implementado para controlar o posicionamento num protótipo utilizando somente uma base mecânica com um sensor capacitivo e um atuador piezelétrico.

Após esta primeira etapa, alterou-se o sistema de forma a operar com três canais (três sensores e três atuadores) devidamente montados na base mecânica que alojará as placas definitivas do Fabry-Perot. No sistema em três canais, existe o problema de que os conjuntos de três sensores e três atuadores são defasados em 60° entre si, ou seja, os pontos de ação não são os mesmos de medida. Levando-se em conta este fator, um método de controle em três canais foi desenvolvido de forma que o erro detectado em cada sensor seja corrigido pela ação dos atuadores piezelétricos adjacentes. Assim tem-se a superposição de malhas de controle derivadas da técnica de um canal.

4.2 Controlador desenvolvido empiricamente para um canal

Técnicas descritas na literatura para posicionamento fino utilizando atuadores piezelétricos apresentam resultados bem sucedidos, como descrito em (JAYAWARDHANA; LOGEMANN; RYAN, 2008), (LEANG; DEVASIA, 2002) e (WU; ZOU, 2007). Entretanto, tais metodologias exigem um modelamento complexo do sistema e demandariam grande esforço computacional para serem implementadas. Por isso, neste trabalho procurou-se empregar uma técnica que também consegue anular os efeitos da histerese e do *creep*, sem a necessidade de um modelamento matemático da planta.

A malha de controle criada apresenta a seguinte estratégia: o valor da saída do ciclo anterior (tensão que aciona o atuador piezelétrico) é incrementado ou decrementado com um valor proporcional ao erro medido (computado pela diferença entre a referência e a distância entre as placas do *etalon*), sendo efetivamente um sistema realimentado.

O fluxograma mostrado na figura 4.1 ilustra o seu princípio de funcionamento. Um temporizador é programado para gerar uma requisição de interrupção no microprocessador toda vez que se passa um determinado intervalo de tempo, reiniciando-se após o atendimento da rotina de interrupção. Desta maneira é estabelecida uma malha de controle digital sendo executada em frequência fixa. O algoritmo da malha de controle reside no código executado durante o atendimento da requisição de interrupção do temporizador.

No início do ciclo, primeiramente é coletada do conversor ADC a última medida disponível do vão realizada pelo sensor capacitivo. Esta medida do vão é indicada no fluxograma pela variável $d[k]$. O índice k indica a amostra atual. A cada ciclo também é obtida através da interface em LabView o valor atual da referência para o sistema, aqui denotada como $ref[k]$. O erro atual $e[k]$ é computado pela diferença entre a referência e o vão medido, conforme equação mostrada no fluxograma.

Em seguida, é verificado se o módulo do erro (colocado no fluxograma como $|e[k]|$) é maior que um pequeno valor $p = 0,5nm$. Isto é uma zona morta criada para que o controlador não interprete o ruído como uma variação verdadeira no sinal de entrada. Se o módulo do erro for menor que tal valor, a variável de saída permanece a mesma do ciclo anterior. Se o módulo do erro for maior, haverá compensação. Neste caso é aplicada a lei de controle, na qual a variável atual de saída recebe a soma da variável de saída do ciclo anterior com o produto do erro pelo ganho do controlador (conforme a equação $v[k]=v[k-1]+K.e[k]$). O índice $k-1$ refere-se sempre à amostra do ciclo anterior.

Este controlador pode ser interpretado como um controlador do tipo variacional com ajuste do ganho proporcional. O ajuste proporcional é realizado no termo $K.e[k]$ e o uso da variável manipulada do ciclo anterior na lei de controle tem um efeito de acumulação na malha de controle, embora sem atuação direta através de um ganho integral.

Para finalizar a malha, a variável manipulada de saída $v[k]$ é enviada ao

conversor DAC para que o sinal seja aplicado ao atuador piezelétrico. A cada ciclo as variáveis $e[k]$ e $v[k]$ são enviadas através de conexão TCP/IP ao aplicativo em LabView rodando no computador. Assim estes dados ficam disponíveis remotamente para análise. Os resultados desta malha de controle para um ciclo de 20Hz são apresentados no capítulo 6.

Figura 4.1 – Princípio de operação do controlador

Visando a melhoria da resposta do sistema, aumentou-se a frequência de varredura da malha de controle. Além disso, alterou-se o sistema, como mostrado no fluxograma da figura 4.2, para que o mesmo tenha uma parcela derivativa para deixá-lo mais rápido quando ainda não está convergindo (PHILLIPS, C. L.; HARBOR, 1996). Esta parcela derivativa só é incluída na lei de controle quando o erro da amostra atual é maior que o erro da amostra anterior. A lei de controle neste caso passa a ser $v[k] = v[k-1] + K_p \cdot e[k] + K_d \cdot (e[k] - e[k-1])$, onde K_p é o ganho proporcional e K_d o ganho da parcela derivativa. O ajuste destes ganhos do controlador, a ser tratado na seção de resultados, foi feito de maneira empírica.

Para obter uma resposta com menores oscilações, optou-se por deixar o controlador com comportamento mais suave ao não incluir a parcela derivativa quando o sistema já está convergindo, ou seja, quando o erro atual é menor que o do ciclo anterior. Os resultados desta malha de controle para ciclos de 80Hz e 100Hz são mostrados e discutidos no capítulo 6.

Figura 4.2 – Princípio de operação do controlador com melhorias

4.3 Aplicação da técnica de Controle Multi-malha para extensão ao sistema em três canais

O sistema de controle em três canais é derivado da estratégia mostrada na figura 4.3. Nesse sistema, três malhas de controle similares às do sistema de um canal funcionam em paralelo, mas de uma maneira diferente, pois agora os sensores e os atuadores não estão dispostos no mesmo ponto, ou seja, os atuadores passam a não agir diretamente sobre o ponto de medida. Na configuração do sistema do protótipo de três canais, mostrada na figura 2.4 no capítulo 2, o conjunto de três sensores e de três atuadores estão deslocados de 60° . Então na nova estratégia, em vez de cada atuador piezelétrico compensar o erro de um único sensor capacitivo, o erro medido em cada um dos sensores será compensado pelos dois atuadores piezelétricos adjacentes. Desta maneira, espera-se que a superposição de três malhas de controle estabilize a placa na posição dada como

referência para cada sensor capacitivo.

No fluxograma da figura 4.3, vê-se que, no início do ciclo, três variáveis $d_1[k]$, $d_2[k]$ e $d_3[k]$ recebem os sinais dos três diferentes sensores. Em seguida, três valores de erro são computados pela comparação com as três referências. Se o módulo de algum dos três valores de erro ultrapassar o limiar do ruído p , então é aplicada a lei de controle para alterar o valor das variáveis de saída correspondentes, no caso $v_1[k]$, $v_2[k]$ e $v_3[k]$. Caso contrário, o valor de compensação adicionado à variável controlada correspondente é nulo.

Analogamente ao sistema descrito no fluxograma da figura 4.2, a lei de controle apresentará parcela derivativa apenas quando o módulo do erro atual for maior que o do ciclo anterior. Nas três malhas de controle operando simultaneamente há três variáveis de saída: $v_{12}[k]$ é referente ao sinal de saída para controlar o atuador entre os sensores adjacentes 1 e 2, enquanto $v_{23}[k]$ corresponde ao atuador entre os sensores 2 e 3 e $v_{31}[k]$ àquele entre os sensores 3 e 1.

A lei de controle portanto trata-se de um controlador P (proporcional) quando o sistema está convergindo, e torna-se um PD (proporcional derivativo) quando isto não está ocorrendo ainda. A discretização das malhas de controle foi feita através um algoritmo variacional. No algoritmo variacional temos que a cada ciclo há um valor de compensação somado ou subtraído da variável manipulada do ciclo anterior (PHILLIPS; NAGLE JR, 1984).

Analogamente à malha de um canal, neste caso também foi feito o ajuste dos ganhos do controlador forma empírica, conforme explicitado no capítulo 6.

Figura 4.3 – Princípio de operação do controlador em três canais

4.4 Interface de comando em LabView

O sistema é comandado por um computador externo através de uma interface gráfica elaborada em LabView. Esta interface se comunica com a placa controladora através de uma interface Ethernet usando protocolo TCP/IP. Nela é possível o envio de diversos comandos bem como a requisição de informações operacionais do controlador. A cada ciclo do controlador, a leitura dos sensores e o valor da tensão (variável manipulada) é enviada à interface em LabView, de maneira que esses valores sempre estejam disponíveis para visualização instantânea em indicadores numéricos e também em gráficos. Estas variáveis também são armazenadas em tabelas, de maneira que os resultados podem ser analisados posteriormente.

Esta interface em LabView será utilizada como ponte entre o controlador do Fabry-Perot e o computador central do instrumento BTFI.

Figura 4.4 – Interface gráfica construída em LabView

A interface em LabView é útil tanto na fase de desenvolvimento quanto na fase de operação do interferômetro Fabry-Perot como um dos módulos controlados pela unidade central do instrumento BTFI. Os comandos já criados obedecem a um

protocolo padrão que permite sua interoperabilidade com os demais módulos do BTFI.

4.5 Implementação do sistema de controle em FPGA

A malha de controle é implementada digitalmente em um DSP sintetizado no FPGA modelo LF ECP10E, cujas especificações são encontradas em (LATTICE SEMICONDUCTOR, 2007). O DSP sintetizado é uma biblioteca chamada Lattice Mico32, cujo funcionamento é descrito em (LATTICE SEMICONDUCTOR, 2006a, 2006b). A biblioteca possui, além da CPU, diversos outros blocos configuráveis prontos: periféricos de I/O (UART, I2C, SPI, GPIO), controladores de memória, além de um bloco de temporização. O DSP e outros blocos são na verdade códigos em linguagem Verilog, mas a interface de desenvolvimento permite sua configuração através de uma interface gráfica na IDE Lattice Mico32 System, o que torna sua implementação mais rápida e prática. A figura 4.5 ilustra diagrama sobre a sintetização do DSP e módulos periféricos no FPGA.

Figura 4.5 – Implementação no FPGA

Após a criação e configuração de todos os módulos, o aplicativo gera o código Verilog. No ambiente ispLever 7.1 o código é processado e é gerado um arquivo do tipo *bitstream*, que contém toda a informação de descrição de hardware

que será usada para síntese do FPGA. O *bitstream* é copiado para uma memória Flash serial via interface JTAG. Assim, toda vez que o sistema é energizado, o conteúdo desta memória Flash é usado para sintetizar o hardware do controlador no FPGA.

Para a programação efetiva da malha de controle e configuração dos módulos de DSP e periféricos há no aplicativo IDE Lattice Mico32 System um compilador C/C++, através do qual o sistema de controle é criado. Depois de compilado o código, o mesmo é transferido para a memória RAM ou Flash do controlador, também através da interface de conexão do tipo JTAG.

Os sinais do sistema de controle são lidos por um computador através da porta Ethernet e os dados são colhidos com o auxílio de uma interface gráfica desenvolvida em LabView, a qual permite também envio de comandos para o controlador, como por exemplo, alterações da referência do sistema de controle.

4.6 Considerações finais

A metodologia de controle desenvolvida para o protótipo de um canal mostrou-se bem sucedida após algumas melhorias em relação à versão implementada inicialmente, conforme poderá ser visto no capítulo 5.

O sistema multi-malha adotado em três canais é uma solução simples e eficiente, que utiliza o sistema que apresentou desempenho adequado em um canal, não necessitando da identificação da planta a ser controlada.

5 RESULTADOS PARA O SISTEMA EM UM CANAL

5.1 Introdução

Este capítulo mostra os resultados obtidos com a malha de controle em um canal descrita no capítulo 4. Inicialmente realizaram-se os testes para verificar qual sistema de aquisição seria utilizado. O controlador foi implementado primeiramente com a arquitetura utilizando o CDC. Após verificar-se que não era a solução adequada, foram feitos testes com o sinal do micrômetro sendo lido por uma interface composta pelo módulo MC900 e o ADC de 24 bits (item **a)** da seção 5.3).

Escolhida a arquitetura definitiva, foi notável a melhoria do desempenho ao se operar com uma malha de controle em frequência mais elevada e com a taxa de conversão adequada do conversor ADC. Além de se operar com uma malha mais rápida, adicionou-se ao controlador uma parcela derivativa para melhorar o tempo de acomodação, conforme descrito no capítulo 4. Outro problema detectado que deixava o sistema mais lento era a configuração inadequada do conversor DAC, o que é relatado no capítulo 3. Nos itens b) e c) da seção 5.3 apresentam-se os testes mostrando estas melhorias. A avaliação do desempenho foi feita com base em um conjunto de medidas levando em conta diferentes tamanhos de degraus aplicados, para diferentes frequências de operação da malha de controle.

Para estes testes foi elaborado um protótipo para posicionamento de uma lâmina acoplada ao atuador piezelétrico, sendo medida diretamente pelo sensor capacitivo, conforme figura 5.1. Na figura há dois sensores, mas somente um é usado enquanto o outro pode servir para comparação com outro método de aquisição.

Figura 5.1 – Protótipo para controle de posicionamento em um canal

5.2 Aquisição de sinais utilizando o CDC

Esta estratégia de aquisição de sinais é mais prática, compacta e barata, mas foi verificado um alto ruído no sinal lido, com a taxa sinal/ruído piorando muito à medida que é lida uma distância maior. Devido à relação não-linear entre capacitância e distância, tem-se um valor de capacitância muito pequeno para valores grandes de distância. Dessa forma, o ruído começa a ficar significativo com relação ao valor medido de capacitância. Acima de 100 μ m o ruído está acima de 6nm RMS.

Uma solução seria alterar a faixa de medida do capacitor, para que ele apresentasse medidas com capacitâncias mais altas, já que apenas 2pF dos 16pF da faixa de medida do CDC estão sendo usados. O problema desta solução é que para isso seria necessário usar sensores capacitivos mais largos, o que alteraria todo o projeto mecânico do sistema.

5.3 Aquisição de sinais com Módulo MC900 e ADC de 24 bits e desempenho do controlador

O uso do módulo FOGALE MC900 proporciona uma aquisição de sinais melhor do que usando o dispositivo CDC, mas com a desvantagem do custo extra e de que o controlador já não vai ser mais fisicamente tão compacto. A resposta dinâmica do sistema é muito superior, pois é possível se trabalhar facilmente com taxas de amostragem bem maiores, dependendo agora da taxa de conversão do ADC, que pode ser de até 30kHz. Há um compromisso entre tempo de conversão e ruído, mas se consegue níveis de ruído bastante baixos com taxa de amostragem bem maior que a do CDC, um dispositivo mais lento (o tempo de conversão utilizado seria de 124ms, o que equivale a uma taxa de 8 Hz).

Nestes testes foi usado o novo *driver* desenvolvido para substituir o antigo *driver* produzido por CEDRAT, o fabricante dos atuadores piezelétricos. O *driver* possui uma largura de banda de 50Hz e ruído RMS < 1mV. Foi utilizada também

uma fonte de alimentação de baixo ruído (por volta de 0,020V RMS) provida de conversores DC/DC para proporcionar ao controlador as várias tensões de alimentação necessárias.

Uma interface gráfica construída em LabView que se comunica com o controlador via TCP/IP foi usada para enviar comandos atualizando referências do controlador bem como para a coleta de variáveis, como a distância lida pelo sensor e também a tensão de saída aplicada pelo controlador. Estas variáveis são mostradas em tempo real e para a distância é gerado um gráfico. Além disso, dados são automaticamente salvos numa tabela para que possam ser analisados posteriormente.

Os gráficos da resposta ao degrau foram gerados em Matlab a partir das tabelas coletadas na interface em LabView. Através dos gráficos, para cada resposta aos diferentes degraus foi possível obter o sobressinal e o tempo de acomodação, estabelecido aqui como o tempo em que o sinal adentra uma faixa de 2% da amplitude do degrau em torno do valor de referência.

A seguir, para cada uma das três configurações diferentes, resultados são apresentados nos gráficos e também em tabelas detalhando o sobressinal e o tempo de acomodação em cada caso. Além da variável controlada (vão ou distância), também se apresenta a variável manipulada (tensão). Nos casos em que o sobressinal é omitido, o degrau é muito pequeno e o sobressinal é da mesma ordem que o nível de ruído, não sendo possível distinguir um do outro.

Em algum dos gráficos seguintes a tensão aparece deslocada temporalmente com relação à medida de distância. Esse deslocamento não se trata de um atraso na resposta do sistema e sim um problema de comunicação entre controlador e interface LabView, o que causou uma pequena perda de sincronia na aquisição das variáveis distância e tensão.

a) Frequência de atualização da malha de controle = 20Hz, ADC configurado para coletar 25 amostras por segundo e sem parcela derivativa na malha de controle:

Foi realizado um ajuste empírico para se obter o ganho proporcional do controlador, até chegar-se ao valor que proporcionou os resultados apresentados

neste capítulo.

Inicialmente trabalhou-se com um $K = 25 \times 10^3$, garantindo assim que não houvesse uma variação muito grande e repentina no valor de compensação a ser aplicado na saída. Com este ganho, o valor de compensação para um erro de $200\mu\text{m}$, caso muito extremo, será correspondente a 5V na variável de saída. Esta compensação da saída causaria uma variação de aproximadamente $7,35\mu\text{m}$ na distância. O valor do ganho foi incrementado até encontrar-se o valor de 230×10^3 , situação na qual obteve-se os menores valores para o tempo de acomodação e o sobressinal, respeitando-se a faixa aceitável para o erro RMS da variável controlada (distância).

Para esta configuração, tivemos para o ruído um valor RMS de $0,63\text{nm}$ ou 21 ADU e pico a pico de $3,5\text{nm}$. No cálculo do ruído RMS foi considerado o desvio padrão ao longo de uma janela de tempo de 15s para os três casos. O ruído pico a pico é a diferença entre o valor máximo e o mínimo do sinal numa janela de 15s.

A figura 5.2 mostra a resposta para um degrau relativamente grande, de $10\mu\text{m}$. O tempo de acomodação é 1,15s e o sobressinal 2%. Na variável manipulada (tensão) nota-se um pico inicial para que a distância chegue rapidamente à referência. Em regime permanente, ao invés de a tensão ficar estável, ela segue diminuindo suavemente para compensar o efeito *creep* que faz com que o deslocamento do atuador piezelétrico varie mesmo quanto há tensão fixa.

Figura 5.2 – Degrau de $10\mu\text{m}$ com malha a 20Hz

A seguir, na figura 5.3, tem-se a resposta para um degrau de $1\mu\text{m}$. Há um pequeno sobressinal de 1,9% e um tempo de acomodação de 1s.

Figura 5.3 – Degrau de $1\mu\text{m}$ com malha a 20Hz

Na figura 5.4 tem-se a resposta para um degrau pequeno, de 300nm . O tempo de acomodação é de 1,1s e o sobressinal é de 2%. Nota-se que neste regime temos dinâmica similar aos dois casos anteriores, onde os degraus são relativamente grandes.

Figura 5.4 – Degrau de $0,300\mu\text{m}$ com malha a 20Hz

A figura 5.5 apresenta um degrau bastante pequeno, de 50nm e a dinâmica continua parecida. Temos um tempo de acomodação de 1,1s. O sobressinal está menor que o limiar de ruído, não sendo possível determiná-lo. Nota-se mais

claramente no gráfico da tensão a compensação do efeito *creep*: para conseguir manter fixa a variável controlada, a tensão apresenta um perfil de uma rampa, e não uma reta como se esperaria de um sistema sem não-linearidades.

Figura 5.5 – Degrau de 0,050µm com malha a 20Hz

Segue abaixo a tabela 5.1 resumindo o desempenho em diferentes faixas de operação. O sistema respondeu de forma parecida em todos os casos. O sobressinal é baixo, mas o tempo de acomodação é elevado, pois a malha de controle não roda a uma velocidade suficientemente alta.

Tabela 5.1 – Resposta ao degrau para malha de controle a 20Hz

Parâmetro	20µm	10µm	1µm	0,300µm	0,050µm	0,010µm
Tempo de acomodação	0,95 s	1,15 s	1 s	1,1 s	1,1 s	1,1 s
Sobressinal	0,4%	2,0%	1,9%	2,0%	-	-

b) Frequência de atualização da malha de controle = 80Hz, ADC configurado para coletar 100 amostras por segundo e com parcela derivativa na malha de controle:

O ajuste de ganho seguiu o mesmo procedimento do caso anterior, mas com ganhos distintos para os casos em que o sistema opera como um controlador P (proporcional) ou PD (proporcional derivativo). No caso do controlador P, o valor de K_p encontrado é de 105×10^3 . Já para o tipo PD, os valores obtidos são $K_p = 55 \times 10^3$ e $K_d = 130 \times 10^3$.

Para esta configuração, tivemos para o ruído um valor RMS de 1,35nm ou 40 ADU e pico a pico de 7,6nm, valores considerados bons, mesmo ao se aumentar em 4 vezes a frequência de operação.

A figura 5.6 apresenta a resposta ao degrau para um degrau grande, de 10 μ m. O tempo de acomodação é de 300ms e o sobressinal 6%.

Figura 5.6 – Degrau de 10 μ m com malha a 80Hz

Na figura 5.7 é exibida a resposta ao degrau de 1 μ m. O tempo de acomodação é de 300ms e o sobressinal é de 4%.

Figura 5.7 – Degrau de 1 μ m com malha a 80Hz

Na figura 5.8 é exibida a resposta ao degrau de 0,300 μ m. O tempo de acomodação é de 290ms e o sobressinal é de 5%.

Figura 5.8 – Degrau de 0,300μm com malha a 80Hz

Na figura 5.9 é exibida a resposta ao degrau de 0,050μm. O tempo de acomodação é de 200ms e o sobressinal é inferior ao limiar de ruído.

Figura 5.9 – Degrau de 0,050μm com malha a 80Hz

A tabela 5.2 resume os resultados para este regime de operação. Nota-se como o aumento da frequência de atualização da malha de controle fez com que o sistema respondesse muito mais rápido, sob pena de um pequeno aumento no sobressinal. Um bom desempenho ocorre para as várias faixas de operação (degraus grandes e pequenos). Os níveis de ruído ainda são adequados.

Tabela 5.2 – Resposta ao degrau para malha de controle a 80Hz

Parâmetro	20 μ m	10 μ m	1 μ m	0,300 μ m	0,050 μ m	0,010 μ m
Tempo de acomodação	230 ms	300 ms	300ms	290 ms	200ms	200ms
Sobressinal	4,0%	6,0%	4,0%	5,0%	-	-

c) Frequência de atualização da malha de controle = 100Hz, ADC configurado para coletar 500 amostras por segundo com parcela derivativa na malha de controle

Para este caso, os ganhos foram um pouco menores que os utilizados para o controlador trabalhando a 80Hz. Para a malha P, o valor de $K_p = 80 \times 10^3$. Na malha PD, foram obtidos os valores $K_p = 45 \times 10^3$ e $K_d = 110 \times 10^3$.

Para esta configuração, tivemos para o ruído um valor RMS de 3nm ou 101 ADU e pico a pico de 13,6 nm.

Na figura 5.10 é exibida a resposta ao degrau relativamente grande, de 5 μ m. O tempo de acomodação é de 300ms e o sobressinal é de 4,4%.

Figura 5.10 – Degrau de 5 μ m com malha a 100Hz

A seguir, figura 5.11 mostra um degrau de 0,5 μ m. Obteve-se um sobressinal de 3% e um tempo de acomodação de 150ms.

Figura 5.11 – Degrau de 0,500µm com malha a 100Hz

Na figura 5.12 tem-se um degrau de 100nm. O tempo de acomodação é de 150ms e o sobressinal é inferior ao limiar de ruído.

Figura 5.12 – Degrau de 0,100µm com malha a 100Hz

Por último, na figura 5.13, temos um degrau pequeno, de 50nm. O tempo de acomodação é de 200ms e o sobressinal é menor do que o nível de ruído.

Figura 5.13 – Degrau de 0,050µm com malha a 100Hz

A tabela 5.3 resume os resultados com malha a 100Hz e ADC configurado para uma taxa de conversão de 500 amostras por segundo. Nota-se neste regime um desempenho ligeiramente melhor que a 80Hz, que não só ficou mais rápido, mas também o sobressinal está um pouco menor. Entretanto o nível de ruído dobra, embora ainda fique num valor aceitável.

Tabela 5.3 – Resposta ao degrau para malha de controle a 100Hz

Parâmetro	20µm	5µm	0,5µm	0,100µm	0,050µm	0,010µm
Tempo de acomodação	170 ms	300 ms	150ms	150 ms	200ms	200ms
Sobressinal	1,0%	4,4%	3,0%	-	-	-

5.4 Considerações Finais

A melhoria da resposta dinâmica foi obtida com a malha de controle rodando a maiores frequências. Entretanto, a taxa de amostragem do ADC precisa ser mais alta também, de maneira que o sinal coletado será mais ruidoso. Os resultados mostram que mesmo trabalhando-se com uma taxa de amostragem de 500 amostras por segundo, o ruído obtido ainda é suficientemente baixo para os requisitos do instrumento (inferior a 3nm RMS).

Uma característica importante para o instrumento é que o sistema teve uma resposta boa tanto para degraus relativamente grandes ($20\mu\text{m}$) como para pequenos (menores que $1\mu\text{m}$). Ambas as situações ocorrem durante a operação de varredura do vão do instrumento Fabry-Perot, sendo importante garantir uma resposta com pouco sobressinal e com resposta suficientemente rápida para comandos de mudança no valor do vão (cerca de 300ms é adequado).

Podemos dizer que o melhor caso avaliado é quando se opera a 80Hz, com o ADC configurado para 100 amostras por segundo. Outro caso avaliado é operando-se a 100Hz, em que o ADC necessita ser configurado a 500 amostras por segundo, onde há melhoria da resposta dinâmica mas o nível de ruído é dobrado. Não foi considerado o caso de rodar controle a 100Hz com o ADC configurado para ler 100 amostras por segundo porque deve-se reservar tempo para a execução do algoritmo de controle.

É importante observar que não se busca configurar a frequência de atualização da malha de controle para valores acima de 100Hz pelo fato de que o algoritmo leva cerca de 3ms para ser executado. Dessa forma, quando se for trabalhar na configuração em três canais, no pior caso, o tempo de execução será de 9ms. Além disso, o *driver* possui largura de banda de 50Hz fazendo com que o aumento de frequência da malha de controle passe a ter efeito limitado no desempenho a partir de certo ponto.

6 RESULTADOS PARA O SISTEMA COMPLETO COM TRÊS CANAIS

6.1 Introdução

Este capítulo apresenta a avaliação do desempenho obtido no posicionamento de uma placa de alumínio com formato e massa similar à placa de vidro verdadeira, utilizando-se a técnica multi-malha descrita no capítulo 4. O objetivo aqui é avaliar se os requisitos para a realização de uma varredura típica de um Fabry-Perot pode ser executada. Um tempo de acomodação inferior a 0,500ms, um sobressinal da ordem de 5% e um erro RMS no posicionamento de 3nm são aceitáveis. Os testes aqui conduzidos visam verificar se o desempenho do sistema atinge tais requisitos em diferentes regiões de operação. É necessário um cuidado especial para as distâncias pequenas, que são atingidas quando a tensão nos atuadores é alta, pois nesse caso os sensores praticamente tocam a superfície de medida se o sistema estiver desalinhado.

6.2 Experimento

Para os propósitos deste trabalho não foi necessário realizar-se uma calibração dos sensores. Apenas durante sua fixação os mesmos foram ajustados de modo a proporcionarem uma leitura de 170 μ m, tolerando-se desvios de $\pm 2\mu$ m. Isto é feito porque essa é aproximadamente a distância esperada para quando a tensão nos atuadores é de 0V, ou seja, quando não estão energizados. Isto é somente um posicionamento inicial pouco refinado. Num instrumento Fabry-Perot em operação para geração de imagens científicas, o ajuste da posição inicial absoluta e o controle de paralelismo são feitos através de técnicas envolvendo procedimentos ópticos e valores de offset são aplicados pelo controlador, compensando o desalinhamento mecânico a cada inicialização do instrumento.

Além das medidas lidas no indicador da interface em LabView, podemos

acompanhar o posicionamento de maneira menos precisa através de um relógio comparador analógico de $1\mu\text{m}$ de exatidão, instalado sobre uma das placas de alumínio, conforme figura 6.1

Figura 6.1 – Suporte mecânico do Fabry-Perot em três canais

Os testes foram comandados através da interface em LabView. Primeiro é ligada a placa eletrônica do controlador. Em seguida energizam-se os *drivers* dos piezos e o módulo MC900 de condicionamento de sinais dos sensores capacitivos. Como recomendação do fabricante, devemos aguardar 15 minutos para que o MC900 comece a operar de acordo com as especificações.

Assim que o programa é carregado no FPGA e começa a ser executado, já podemos enviar comandos pela interface gráfica feita em LabView. Inicialmente, verificamos se as medidas dos três sensores estão com o valor esperado (próximo de $170\mu\text{m}$). Em seguida, enviamos um comando ENABLE que habilita as saídas dos *drivers*. É muito importante habilitar os *driver* somente quando já o sistema já se encontra numa condição bem determinada, para que tensões aleatórias não sejam aplicadas aos atuadores piezelétricos. No caso deste sistema de controle, a habilitação dos *drivers* por meios da interface em LabView mostrou-se segura, pois a saída do FPGA que é ligada à entrada de habilitação do *driver* permanece em nível baixo mesmo imediatamente após sua inicialização. Entretanto, como medida extra de segurança, sugere-se que no sistema definitivo haja uma temporização utilizando relés ou contadores que energize a fonte de alimentação dos *drivers* somente quando já houver decorrido tempo suficiente para que o FPGA esteja inicializado corretamente.

Assim já temos o sistema operante. A partir daí, se quisermos modificar a

tensão em cada atuador ou em todos ao mesmo tempo, basta enviar o comando específico com o valor desejado.

Para operar o sistema em malha fechada, ou seja, de maneira que possamos controlar diretamente a distância entre as placas, devemos inicialmente enviar um comando ativando o modo de malha fechada do controlador. Desta maneira, as referências de tensão serão ignoradas e o controlador passa a seguir as referências de distância, que podem ser alteradas para cada sensor separadamente ou os três em conjunto.

Para analisar o comportamento do sistema com implementação da técnica descrita no capítulo 4, o sistema foi submetido a diferentes condições de operação, de maneira a ajustar o ganho do controlador de forma a obter menores sobressinal e tempo de acomodação. No item a seguir, resultados considerando os diferentes aspectos são apresentados. A taxa de atualização da malha de controle utilizada foi de 60Hz, pois valores maiores que esse fariam com que o tempo de execução do algoritmo ultrapassasse a janela de tempo disponível para um ciclo.

No sistema com um canal, o sistema se movimentava no eixo horizontal. No sistema em três canais, devido ao seu posicionamento, a placa é movimentada ao longo do eixo vertical, sofrendo influência da aceleração gravitacional. Com a placa móvel posicionada junto à face superior do suporte mecânico, temos que ao se aumentar a distância (ou seja, diminuindo-se a tensão elétrica aplicada nos atuadores) estamos agindo contra a ação da gravidade. Considerando o peso da placa, temos uma força de 5N agindo em sentido contrário, ou seja, aproximadamente 1,7N em cada atuador, que é bem menor que a força bloqueadora de 19N. Essa força peso da placa faz apenas com que haja um deslocamento do posicionamento inicial com tensão nula, que não afeta significativamente a faixa de operação.

De forma análoga à descrita no cap. 5, partindo-se de valores seguros de K_p e K_d , incrementou-se os mesmos até se encontrar um bom compromisso entre resposta dinâmica e erro RMS da variável controlada. Para o controlador P, o valor de K_p obtido é de 140×10^3 . Já para o controlador do tipo PD foram encontrados os valores $K_p = 85 \times 10^3$ e $K_d = 170 \times 10^3$.

6.3 Medidas

6.3.1 Resposta ao degrau dos três canais combinados (em malha fechada)

Nesta seção é feita a análise do desempenho com os três canais sendo controlados simultaneamente. O ajuste da distância em malha fechada é a maneira pela qual se realiza a variação do comprimento de onda no qual o interferômetro estará sintonizado. Assim, uma varredura espectral é realizada através de uma varredura da referência de distância para os três canais simultaneamente, ou seja, incrementando as referências com valores idênticos para os três canais, estando os mesmos previamente calibrados com relação ao paralelismo e posição absoluta.

As figuras 6.2 a 6.5 apresentam a resposta para os vários degraus diferentes. Degraus grandes (a partir de $1\mu\text{m}$) são utilizados para levar a placa a uma determinada região de operação, de onde se inicia uma varredura com pequenos degraus ou passos. Então, assim que uma varredura em uma determinada região é finalizada, o sistema utiliza novamente um degrau maior para se posicionar em uma nova região. Em cada uma dessas figuras temos na parte de cima a distância medida pelos três sensores e na parte de baixo a tensão enviada para os atuadores piezelétricos (variável manipulada). Esses gráficos apresentam dados enviados do controlador para a interface em LabView, os quais foram armazenados num arquivo de texto. Para poder coletar distâncias e tensão ao mesmo tempo, foi necessário coletar estes dados a 30Hz, embora a taxa de atualização real na qual opera a malha de controle seja de 60Hz.

A figura 6.2 mostra um degrau de $10\mu\text{m}$ aplicado às referências dos três canais simultaneamente. A posição da placa sai de $140\mu\text{m}$ e vai para $150\mu\text{m}$. Os tempos de acomodação para os três canais foram respectivamente 120ms, 100ms e 100ms. Os sobressinais foram de 6,5%, 3,7% e 3,2%. Nota-se que o desempenho em cada canal não é idêntico, devendo-se isso principalmente ao fato de que os atuadores piezelétricos apresentam pequenas diferenças entre si durante a fabricação, fazendo com que cada um tenha comportamento dinâmico ligeiramente

diferente. Pelo mesmo motivo e também pelo pequeno desalinhamento mecânico durante a fixação dos sensores, as tensões aparecem deslocadas uma da outra. Nenhum desses fatores compromete o desempenho do sistema de posicionamento. Como o degrau é muito grande, nota-se forte pico na tensão para haver uma compensação rápida. O comportamento dinâmico é visto na tabela 6.1. Pode ser observada também a compensação do efeito *creep*, fazendo com que a tensão apresente uma pequena rampa para que a posição fique estável.

Figura 6.2 – Degrau de 10µm aplicado nos três canais simultaneamente

A figura 6.3 apresenta a resposta a um degrau de 1µm, com o sistema partindo de 150µm para 151µm. Os tempos de acomodação foram de 370ms, 250ms e 300ms e o sobressinal 7,8%, 2,5% e 2,2%, respectivamente. A resposta dinâmica é um pouco mais lenta que no caso anterior e também nota-se menor esforço na tensão para o sistema alcançar a referência pelo degrau ser menor. É possível verificar a compensação do efeito *creep*.

Figura 6.3 – Degrau de 1µm aplicado nos três canais simultaneamente

A seguir é apresentada a figura 6.4 onde se tem a resposta a um degrau de 300nm, partindo de 151µm. Os tempos de acomodação foram de 260ms, 170ms e 260ms e os sobressinais foram de 5%, 3% e 4%. Porém, neste caso, o sobressinal já não é tão relevante, dado que já está próximo do limiar de ruído. Analisando a tensão observa-se que pouca energia é necessária para responder a um degrau desta ordem.

Figura 6.4 – Degrau de 0,300µm aplicado nos três canais simultaneamente

A última figura mostra a resposta a um pequeno degrau, de $50\mu\text{m}$. Os tempos de acomodação são de 230ms para todos canais. O sobressinal é indistinguível do ruído. Nota-se como o sistema é capaz trabalhar de forma adequada mesmo nesta situação. A tensão varia suavemente, como o esperado para um degrau tão pequeno.

Figura 6.5 – Degrau de $0,050\mu\text{m}$ aplicado nos três canais simultaneamente

A tabela 6.1 resume os resultados do desempenho dinâmico do sistema com diversos tamanhos de degraus diferentes. Os resultados estão de acordo com o esperado, ou seja, o sobressinal, mesmo quando maior que 5%, não se distancia muito deste valor. O tempo de acomodação, na ordem de 100 a 370ms, também é adequado. O erro RMS medido em uma janela de tempo de 10s é da ordem de 2nm, e o erro pico a pico é de aproximadamente 13nm.

Tabela 6.1 – Resposta ao degrau dos três eixos combinados

Degrau – Canal 1	$20\mu\text{m}$	$10\mu\text{m}$	$1\mu\text{m}$	$0,300\mu\text{m}$	$0,050\mu\text{m}$	$0,010\mu\text{m}$
Tempo de acomodação	160 ms	120 ms	370 ms	260 ms	230 ms	150 ms
Sobressinal	6,5%	6,5%	7,8%	5,0%	-	-
Degrau – Canal 2	$20\mu\text{m}$	$10\mu\text{m}$	$1\mu\text{m}$	$0,300\mu\text{m}$	$0,050\mu\text{m}$	$0,010\mu\text{m}$
Tempo de acomodação	130 ms	100 ms	250 ms	170 ms	230 ms	150 ms
Sobressinal	5,5%	3,7%	2,5%	3,0%	-	-
Degrau – Canal 3	$20\mu\text{m}$	$10\mu\text{m}$	$1\mu\text{m}$	$0,300\mu\text{m}$	$0,050\mu\text{m}$	$0,010\mu\text{m}$
Tempo de acomodação	100 ms	100 ms	300 ms	260 ms	230 ms	150 ms
Sobressinal	2,0%	3,2%	2,2%	4,0%	-	-

6.3.2 Resposta ao degrau considerando ação individual em um canal (em malha fechada)

Nesta seção é analisado o desempenho de um canal separadamente e a influência que isto gera nos outros canais. A operação de canais em separado é útil para calibração do paralelismo e posição absoluta de *etalons* reais, feita por procedimentos ópticos, já que neste caso os canais não são comandados com degraus iguais. Para esta análise um dos canais teve a referência alterada enquanto os outros dois tiveram o valor de referência fixo.

Na figuras 6.6 temos o canal 2 submetido a um degrau de $5\mu\text{m}$ e os demais mantidos no mesmo valor. A técnica multi-malha desenvolvida não é isenta de acoplamento entre os canais, portanto mesmo os canais que foram mantidos fixos sofrem uma perturbação durante o transitório. Neste caso, o tempo de acomodação é de 360ms e o sobressinal é de apenas 0,4%. Os canais 1 e 3 tiveram uma perturbação com pico de 12% e 7% em relação ao tamanho do degrau no canal 2, levando 330ms para retornar ao valor de referência. Nota-se as tensões 2 e 3, que são adjacentes ao sensor 2, realizando o trabalho de levar o canal 2 ao valor de referência. Ao mesmo tempo, de forma mais sutil, a tensão 1 atua em conjunto com a tensão 2 em sentido contrário para compensar a perturbação no canal 2, e também em conjunto com a tensão 3 para que faça o mesmo pelo canal 3.

Figura 6.6 – Degrau de 5µm em um canal isoladamente

Na figura 6.7 apresenta-se o canal 2 submetido a um degrau de 1µm. O tempo de acomodação foi de 330ms e o sobressinal igual a 1%. Os outros dois canais tiveram uma perturbação com picos de 10% e 7,5%, com duração de 330ms e 370ms. Com a tensão ocorre o mesmo que no caso anterior, como esperado.

Figura 6.7 – Degrau de 1µm em um canal isoladamente

Na figura 6.8 tem-se a resposta a um degrau de 300nm para o canal 2. O sobressinal é indistinguível do ruído e o tempo de acomodação é de 370ms. Os demais canais tiveram perturbação de 10% e 7,5%, com duração de 400ms para ambos.

Figura 6.8 – Degrau de 0,300 μ m em um canal isoladamente

A figura 6.9 apresenta um pequeno degrau de 50nm aplicado ao canal 2. O sobressinal está dentro do limiar de ruído. O tempo de acomodação é de aproximadamente 250ms. A perturbação dos outros canais para este caso foi praticamente imperceptível.

Figura 6.9 – Degrau de 0,050 μ m em um canal isoladamente

A tabela 6.2 resume os resultados obtidos. Os resultados mostram que há um pequeno acoplamento entre os canais neste caso extremo apresentado em que somente um canal é submetido a um degrau por vez. Na média, os tempos de acomodação foram um pouco superiores em comparação a quando se aplica degrau nos três canais, embora o nível de sobressinal apresentado esteja menor. Mesmo com o acoplamento considera-se o desempenho apresentado satisfatório.

Tabela 6.2 – Resposta ao degrau para um canal separadamente e efeito de acoplamento nos demais

Distúrbio por acoplamento – Canal 1	5μm	1μm	0,300μm	0,050μm
Duração	330 ms	330 ms	400 ms	-
Pico	12,0%	10,0%	15,0%	-
Degrau – Canal 2	5μm	1μm	0,300μm	0,050μm
Tempo de acomodação	360 ms	330 ms	370 ms	250 ms
Sobressinal	0,4%	1,0%	-	-
Distúrbio por acoplamento – Canal 3	5μm	1μm	0,300μm	0,050μm
Duração	330 ms	370 ms	400 ms	-
Pico	7,0%	7,5%	8,0%	-

6.4 Considerações Finais

Os resultados obtidos para o sistema em três canais demonstram a eficácia da técnica de controle para atingir os requisitos do sistema de posicionamento a ser utilizado para o filtro óptico Fabry-Perot. O desempenho dinâmico é adequado e os canais podem ser operados em conjunto ou separadamente através do sistema multi-malha elaborado. Quando forem instaladas as placas definitivas, a montagem mecânica terá que ser cuidadosa no sentido de se minimizar o desalinhamento dos sensores de forma que a calibração seja mais fácil de ser alcançada e principalmente para que possamos medir distâncias menores que $50\mu\text{m}$.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um sistema de controle para um novo conceito de filtro óptico sintonizável Fabry-Perot. O novo conceito exigiu a utilização de novo hardware e projeto mecânico para que fosse possível controlar o vão das placas do FP numa faixa muito mais ampla que a utilizada em instrumentos convencionais.

O desempenho dos diversos elementos que compõem o sistema de controle foi estudado e seu desempenho analisado, avaliando-se a capacidade de atingir os requisitos. Atenção especial foi dada ao *driver* que aciona os atuadores piezelétricos, pois o mesmo foi desenvolvido ao longo do projeto e o desempenho apresentado atendeu às expectativas. A flexibilidade proporcionada pela escolha dos periféricos a serem sintetizados no dispositivo FPGA mostrou-se um fator importante, pois assim foi possível ter um circuito eletrônico bastante compacto.

Para integração futura com o BTFI, foi desenvolvida uma interface gráfica em LabView capaz de enviar comandos e receber informações de maneira eficiente e prática através de protocolo TCP/IP. Numa primeira etapa para elaboração do sistema de controle, foi utilizado um protótipo simplificado de um canal. A malha de controle foi capaz de controlar o posicionamento com o nível de exatidão estabelecido como requisito de projeto. A técnica de controle PD com implementação variacional utilizada apresentou comportamento dinâmico adequado.

A partir do método de controle bem sucedido para o sistema em um canal, foi elaborado um sistema multi-malha que apresentou bom comportamento dinâmico para o controle de posicionamento de uma placa de dimensões e massa similares a uma placa de vidro verdadeira de um *etalon*. Através deste sistema é possível controlar o posicionamento dos canais separadamente (importante para calibração inicial de paralelismo e posição absoluta) e simultaneamente (útil para fazer uma varredura de comprimentos de onda). Vale ressaltar também que o sistema é robusto e possui mecanismos de proteção para evitar danos ao *etalon* por envio de comandos incorretos.

Assim, os resultados apresentados neste trabalho demonstram a capacidade do sistema de controle desenvolvido ser capaz de controlar um filtro óptico

sintonizável Fabry-Perot, com faixa de vão ajustável maior que convencional sem prejuízo da exatidão necessária no posicionamento.

7.1 Trabalhos futuros

Uma atividade de pesquisa imediata para dar sequência a este trabalho é a operação do sistema em três eixos com o *etalon* verdadeiro, ou seja, com placas inteiras de vidro com revestimento refletivo.

A integração ao instrumento BTFI no SOAR e o desenvolvimento de métodos automáticos de calibração óptica visando o ajuste inicial do paralelismo e do posicionamento também serão uma linha de pesquisa necessária para que as potencialidades deste instrumento Fabry-Perot sejam usufruídas pela comunidade astronômica.

REFERÊNCIAS

ANALOG DEVICES, *ADS1256 - Very Low Noise, 24-Bit Analog-to-Digital Converter*, Nov. 2006. Disponível em: <www.analog.com>. Acesso em: 21 out. 2008

ANALOG DEVICES, *Data Sheet: 24-bit Capacitance to Digital Converter AD7747*, 2007. <www.analog.com>. Acesso em: 21 out. 2008

ATHERTON, P. D.; REAY, N. K.; RING, J.; HICKS, T. R., *Tunable Fabry-Perot filters*, Optical Engineering, Vol. 20, Nov.-Dec. 1981, p. 806-814.

ATHERTON, P. D.; TAYLOR, K.; PIKE, C. D.; HARMER, C. F. W.; PARKER, N. M.; HOOK, R. N., *TAURUS, A wide-field imaging Fabry-Perot spectrometer for astronomy*, Royal Astronomical Society, Monthly Notices, Vol. 201, Nov. 1982, p. 661-696.

ATHERTON, P. D., *The Scanning Fabry-Perot Spectrometer*, 3D Spectral Methods in Astronomy – ASP Conference Series Vol. 71, 1995.

CARIGNAN, C.; HERNANDEZ, O.; GACH, J.-L.; BALARD, P.; DE DENUS-BAILLARGEON, M.-M.; FATHI, K.; BECKMAN, J.; KOULIDIATI, J., *GHαFaS: galaxy Hα Fabry-Perot system for the WHT*. Ground-based and Airborne Instrumentation for Astronomy II. Edited by McLean, Ian S.; Casali, Mark M. Proceedings of the SPIE, Volume 7014, pp. 70145N-70145N-12 (2008).

CASTILHO, B. V.; DELABRE, B.; GNEIDING, C. D., *A new concept for echelle spectrographs: the SOAR Telescope Echelle Spectrograph*, Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series, Vol. 5492 of Presented at the Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference, 2004, p. 433.

CEDRAT TECHNOLOGIES, *CEDRAT Piezo Products Catalogue: Piezo Actuators, Drivers & Controllers – Highly Dynamic and Precise Motion*, Version 3.2, 2007

CEPA, J., *TF User Manual*, IAC Technology Division, Tenerife, 28 jul. 2009. Disponível em: <<http://www.gtc.iac.es/>>. Acesso em: 03 jun. 2010.

DAIGLE, O.; GACH, J.-L.; GUILLAUME, C.; CARIGNAN, C.; BALARD, P.; BOISSIN, O., *L3CCD results in pure photon counting mode*, Optical and Infrared Detectors for Astronomy. Edited by James D. Garnett and James W. Beletic. Proceedings of the SPIE, Vol. 5499, 2004, p. 219-227.

FOGALE NANOTECH, *Documentation Technique du Système de Mesure Capacitive MC900*, Acesso restrito, 2008

HERNANDEZ, G., *Fabry–Pérot Interferometers*, Cambridge University Press., Cambridge University, 1986.

HICKS, T. R.; REAY, N. K.; SCADDAN, R. J., *A servo controlled Fabry-Perot interferometer using capacitance micrometers for error detection*, J. Phys. E: Sci. Instrum. Vol. 7, 1974, p. 27-30.

IC OPTICAL SYSTEMS, *User's Guide CS100 Controller and ET Series II Servo-stabilized Interferometer System*, [200-?]. Disponível em: <www.astro.umd.edu/~veilleux/mmtf/guide/docs/cs100guide.pdf>. Acesso em 26 out. 2008.

JAYAWARDHANA, B.; LOGEMANN, H.; RYAN, E. P., *PID control of second-order systems with hysteresis*, International Journal of Control, Vol. 81, No. 8, August 2008, p.1331–1342

JONES, D. H.; BLAND-HAWTHORN, J., *Parallelism of a Fabry-Perot Cavity at Micron Spacings*, Publications of the Astronomical Society of the Pacific, Vol. 110, 1998, p. 1059–1066.

JONES, R.V.; RICHARDS, J.C.S., *The Design and Some Applications of Sensitive Capacitance Micrometers*, Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol. 6, 1973, p. 589-600, Great Britain.

LANTRONIX, *XPort Data Sheet 910-815E*, May 2010, Disponível em: <<http://www.lantronix.com>>. Acesso em: 20 ago. 2010.

LATTICE SEMICONDUCTOR, *LatticeMico32 Processor Reference Manual*, Sept. 2006. Disponível em: <www.latticesemi.com>. Acesso em: 12 nov. 2008

LATTICE SEMICONDUCTOR, *LatticeMico32 Software Developer User's Guide*, Dec. 2006. Disponível em: <www.latticesemi.com>. Acesso em: 12 nov. 2008.

LATTICE SEMICONDUCTOR, *LatticeECP/EC Family Data Sheet*, Version 02.5, May 2007. Disponível em: <www.latticesemi.com>. Acesso em: 12 nov. 2008.

LAVAL, A.; BOULESTEIX, J.; GEORGELIN, Y. P.; GEORGELIN, Y. M.; MARCELIN, M., *First Observations with the scanning Fabry-Perot interferometer CIGALE: the stellar wind bubble N62B in the Large Magellanic Cloud*, Astronomy and Astrophysics, 1987, p. 199-207.

LEPINE, J. R. D.; et al., *SIFUS: SOAR integral field unit spectrograph*, Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series, Vol. 4841 of Presented at the Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference, 2003, p. 1086.

LEANG, K. K.; DEVASIA, S., *Hysteresis, creep, and vibration compensation for piezoactuators: feedback and feedforward control*, The 2nd IFAC Conference on Mechatronic Systems, Berkeley, CA., December 2002, p. 283-289, (invited session on Smart Materials and Structures)

LOH, E.; BIEL, J.; CHEN, J.; DAVIS, M.; LAPORTE, R.; LOH, O., *Spartan Infrared Camera— High resolution imaging for the SOAR Telescope*, Ground-based Instrumentation for Astronomy, A Moorwood & M Iye, eds., Proc SPIE 5492, 2004.

PHILLIPS, C. L.; NAGLE JR, H. T., *Digital Control System Analysis and Design*, Ed. Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1984.

PHILLIPS, C. L.; HARBOR, R. D., *Sistemas de Controle e Realimentação*, Makron Books, 1996, São Paulo.

QUINT, B. *Modelagem numérica de alto nível de filtros do tipo Fabry-Pérot e de redes de difração holográficas para o instrumento BTFI*. 2010. 93p. Dissertação (Mestrado) - Instituto de Física, Universidade de São Paulo, 2010

SEBRING, T. A.; CECIL, G.; MORETTO, G., The SOAR telescope project: a four-metre telescope focussed on image quality, Proc. SPIE, 3352, 62–69, 1998.

TAYLOR, K.; OLIVEIRA, C. M.; LAPORTE, R.; GUZMAN, C. D.; FERNANDEZ, J. R.; SCARANO JR., S.; RAMOS, G.; PLANA, H.; LOURENCO, F. E.; GACH, J.-L.; FONTES, F. L.; FERRARI, F.; CAVALCANTI, L.; CASTANEDA, E. C. G.; CALASANS, A.; BALARD, P.; AMRAM, P.; ANDRADE, D.; *The Brazilian tunable filter imager for SOAR*, Proc. SPIE 7739, 77394U (2010)

TEXAS INSTRUMENTS, *DAC1220 - 20-bit, Low-Power Digital-to-Analog Converter*, December 2007. Disponível em: <www.ti.com>. Acesso em: 06 out. 2008.

TEXAS INSTRUMENTS, *ADC1256 – Very Low Noise 24-bit, Analog-to-Digital Converter*, August 2008. Disponível em: <www.ti.com>. Acesso em: 06 out. 2008.

VAUGHAN, J. M., *The Fabry-Perot interferometer: history, theory, practice, and applications*, The Adam Hilger series on optics and optoelectronics, Optics and Optoelectronics Series, Ed. A. Hilger, 1989

VEILLEUX, S.; WEINER, B. J.; RUPKE, D. S. N.; MCDONALD, M.; BIRK, C.; BLAND-HAWTHORN, J.; DRESSLER; HARE, T.; OSIP, D.; PIETRASZEWSKI, C.; VOGEL, S. N.; *MMTF: The Maryland-Magellan Tunable Filter*. The Astronomical Journal, Volume 139, Issue 1, pp. 145-157 (2010).

WU, Y.; ZOU, Q., *Iterative Control Approach to Compensate for Both the Hysteresis and the Dynamics Effects of Piezo Actuators*, Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Vol. 15, September 2007, p. 936-944.

ANEXO

Poster apresentado no evento: “IAU General Assembly” no Rio de Janeiro em agosto de 2009.

Feedback control for the Fabry-Perot module of the BTFI

Luiz Eduardo M. Cavalcanti¹, Jean-Luc Gach², Keith Taylor³, Francisco Javier Ramirez Fernandes¹

1 - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo

2 - Laboratoire d'Astrophysique de Marseille

3 - Departamento de Astronomia, IAG, Universidade de São Paulo

Summary

For many years the astronomical community has relied on Queensgate Instrument Fabry-Perot etalons and their CS100 controller. A new generation of FPs is now on the horizon with many advantages. This poster will present some of the electro-mechanical developments underpinning this new technological advance.

BTFI: Instrument Overview

The BTFI (Brazilian Tunable Filter Imager) is a highly versatile astronomical imager with wavelength tunability, using several new and innovative technologies. The BTFI instrument will be deployed on the SOAR Telescope for Ground-layer Adaptive Optics observations, opening up important new science capabilities for the Brazilian astronomical community.

Among the instrument's innovations is the utilization of EMCCD detectors (electron multiplying charge-coupled device), which have a very low effective read noise, enhancing its capability to acquire images of very faint sources. In addition, the instrument introduces the IBTF (Imaging Bragg Tunable Filter) concept, using a pair of dispersion cancelling Volume Phase Holographic Gratings (VPHGs) for the BTFI's low resolution mode while a new technology Fabry-Perot Interferometer will enable observations over a wide range of spectral resolutions ($R=2,000$ to $R=35,000$), thanks to its capability for controlling the etalon air gap over a large $200\mu\text{m}$ range.

The variability in spectral resolution permitted by such an etalon gap range allows great flexibility in the choice, not only of the delivered spectral resolution, but also in the optimization of order suppression in a dual etalon configuration and the avoidance of the procurement of large numbers of etalons and narrow-band filters to accommodate a continuum of wavelength and resolution space as is necessary for extragalactic work. The 100mm clear aperture etalon plates are to be built under contract with SESO and incorporated into a configuration which will allow for this large gap range.

Controller Design

Fabry-Perot interferometers traditionally used in astronomy are not able to set the gap to distances greater than $10\mu\text{m}$, and consequently they operate at fixed spectral resolution. In order to achieve the BTFI requirements, a new technology is being developed involving the utilization of high precision capacitive sensors for measuring the absolute gap. Amplified piezoelectric actuators presenting high displacement capability are used to move the Fabry-Perot plates using full digital control architecture based on FPGAs, developed by Laboratoire d'Astrophysique de Marseille.

This work focuses on the achievement of positioning control of a prototype comprising one capacitive sensor and one piezoelectric actuator. The controller accuracy and dynamics is a key issue in the controller development in order to ensure the required positioning precision (less than $\sim 2\text{nm}$) over the full range ($\sim 200\mu\text{m}$). The hysteresis presented by the piezo actuator can be mitigated by the control loop.

A graphical interface built in LabView provides command protocols as well as acquisition and graphical views of diagnostic data, interpreted as real gap measurements. Data are automatically stored in a file, providing post processing capabilities. Communication via TCP/IP is also required in order to enable interaction between other BTFI modules.

The results obtained from a single channel test bench show excellent noise suppression and relatively fast response. The next step of this work is running the controller with the 3 axes FP housing, but still using dummy etalon plates.

New controller enhancements:

Control measurement	PAU	CS100
	Absolute (gives the FP gap directly)	Relative (electronic bridge)
Control loop	Digital	Analog
Dynamics	20 bits (120dB)	12 bits (72dB)
Measurement range	0-200 μm	0-10 μm
Resolution	<1nm	<1nm
Bandwidth	1-100Hz	1-1000Hz

Acknowledgment

This work was supported by CNPq and FAPESP.

www.astro.iag.usp.br/~btfi
lcavalcanti@astro.iag.usp.br

BTFI's New Technology Innovations

Imaging Bragg Tunable Filter (IBTF):

A dispersion-cancellation pair of VPHGs are used to isolate the 1st order blaze function. Changing the incident angle tunes the blaze wavelength.

EMCCDs:

Pixel format 1,600², as supplied by EZV.

New SESO etalons (collaboration between SESO & IAG)

$\phi \sim 100\text{mm}$; gap range $\sim 200\mu\text{m}$ or $\sim 300\mu\text{m}$

BTFI's dual etalon configuration

For $\lambda \sim 500\text{nm}$

- FP¹: $500 < R < 20,000$
- FP²: $15,000 < R < 35,000$

Main components of the controller

Piezo Actuator: APA400MML by Cedrat. This device is mechanically amplified: high displacements (up to $300\mu\text{m}$). A low noise driver supplies the piezos with high voltage.

Capacitive sensor

The etalon gap is measured through FOGALE capacitive sensors. In order to get the gap value, it is used Fogale MC900 electronic conditioning system, which outputs a voltage proportional to the distance by measuring the capacitance from the sensor. The signal is acquired by a high-precision 24-bit ADC, having a RMS noise $\sim 1\text{nm}$ through the whole dynamical range.

Evaluation system – 1 channel: Assembled using the one piezo actuator and the capacitive sensors moving a dummy plate. This setup is used to evaluate the control loop method to be implemented.

Controller: The control routines are executed by a 32-bit processor synthesized in a Lattice FPGA. The system comprises a Ethernet port, in order to receive commands from the BTFI and also to send status data.

Results for fine positioning control

The control system was evaluated for several conditions in order to tune the PI based controller. The controller response is good for both big ($30\mu\text{m}$) and small (20nm) reference steps, which corresponds to the real operation of the system. Below we can see an example where the gap changes by $1\mu\text{m}$. The loop frequency was set to 80Hz . The noise detected in the input signal is small, only 7.5nm peak-to-peak and 1.4nm RMS (40ADU). The settling time is $\sim 30\text{ms}$ and the overshooting is $\sim 4\%$.

1 μm step

1 μm step - zoom