VICTOR ATILIO MARCHIORI

Projeto e implementação de sistema eletrônico para atenuação de não linearidades dos atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro astronômico BTFI

São Paulo

(2014)

VICTOR ATILIO MARCHIORI

Projeto e implementação de sistema eletrônico para atenuação de não linearidades dos atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro astronômico BTFI

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

Orientador: Prof. Dr. Fábio de Oliveira Fialho

São Paulo

(2014)

VICTOR ATILIO MARCHIORI

Projeto e implementação de sistema eletrônico para atenuação de não linearidades dos atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro astronômico BTFI

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

Área de Concentração: Engenharia de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Fábio de Oliveira Fialho

São Paulo

(2014)

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

São Paulo, 17 de dezembro de 2014

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

Catálogo-na-publicação

Marchiori, Victor Atilio

Projeto e implementação de sistema eletrônico para atenuação de não linearidades dos atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro astronômico BTFI / V.A. Marchiori. – versão corr. -- São Paulo, 2014.

166 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

**1.Engenharia de sistemas de computação 2.Eletrônica
3.Piezoelétricidade 4.Nanoposicionamento I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II. t.**

MARCHIORI, V.A. **Projeto e implementação de sistema eletrônico para atenuação de não linearidades dos atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro astronômico BTFI**. São Paulo. 2014. 166 p. (Mestrado) Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2014.

*Aos meus familiares e amigos, às pessoas que torcem
pelo meu sucesso e a todos que contribuem para o
crescimento do nosso país.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço enormemente ao Prof. Dr. Fábio de Oliveira Fialho por sua orientação atenciosa e pela confiança em mim depositada. Seus conselhos e direcionamentos contribuíram significativamente para meu aprimoramento profissional e para o sucesso deste trabalho. Estendo meus agradecimentos à Prof. Dra. Claudia Lúcia Mendes de Oliveira, por ter me permitido trabalhar no projeto do Fabry-Pérot e por todo o suporte fornecido.

Sou especialmente grato ao Prof. Dr. Fuad Kassab Junior, por seu acolhimento e por todo o apoio dado quando do meu ingresso nesta universidade, bem como durante todo o trabalho deste mestrado.

Agradeço aos membros das bancas de qualificação e defesa: Prof. Dr. Fuad Kassab Junior, Prof. Dr. Walter Kaiser e Prof. Dr. Vanderlei Cunha Parro, pelos respectivos tempos, atenções e conselhos ofertados nestas importantes ocasiões.

Meus agradecimentos ao Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da USP, pela cortesia de nos ter permitido trabalhar em suas dependências, bem como por todos os meios e materiais fornecidos para o desenvolvimento do projeto. Aproveito para agradecer ao técnico Jair, deste mesmo laboratório, por sua disposição, prontidão, alegria e suporte exemplares.

Quero também deixar registrado que sinto grande satisfação e honra de ter feito parte da talentosa equipe de projeto do Fabry-Pérot, da qual fizeram parte a Ana, o Rafael, o Tiago, o Fernando e o Leonardo. Sou muito grato pela companhia e amizade de vocês.

Agradeço em especial à minha esposa e a meus pais pelo apoio, pela compreensão e pelo carinho incondicionais providos em todos os momentos.

“A maravilhosa disposição e harmonia do universo só pode ter tido origem segundo o plano de um Ser que tudo sabe e tudo pode. Isso fica sendo minha última e mais elevada descoberta.”

Isaac Newton

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de pesquisa desenvolvido para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de engenharia de sistemas, da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. O principal objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de um sistema de acionamento (driver) para os atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro BTFI (*Brazilian Tunable Filter Imager*), um instrumento visitante do telescópio SOAR (*Southern Astrophysical Research Telescope*), no Chile. O Fabry-Pérot é um instrumento óptico composto de duas superfícies paralelas altamente reflexivas (espelhos), cuja distância é controlada por um sistema de nanoposicionamento composto de três atuadores piezoelétricos (piezos) do tipo APA® (*Amplified Piezoelectric Actuators*) e um sistema de medida capacitivo. O principal requisito técnico de desempenho do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot é tal que o ruído de posicionamento dos espelhos deve ser limitado a $3nm\ rms$. No entanto, os fenômenos não lineares de histerese e escorregamento (*creep*) dos piezos limitam a precisão de posicionamento do sistema de controle, razão pela qual foi desenvolvido um sistema de acionamento por carga e tensão para os piezos, com o intuito de atenuar suas não linearidades e, conseqüentemente, melhorar o desempenho do sistema de controle em malha fechada, em termos de ruído de posicionamento. A primeira etapa deste trabalho consistiu da caracterização do modelo e da instrumentação do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, composto de sensores capacitivos, conversores de sinal, atuadores piezoelétricos e sistema de aquisição de dados. Após a caracterização dos componentes do sistema, sua especificação técnica de desempenho de $3nm\ rms$ foi traduzida em requisitos de engenharia para o projeto do sistema eletrônico de acionamento dos piezos por carga e tensão, notadamente em termos de ruído, tempo de resposta, banda de resposta em frequência, ganho, corrente e tensão elétricas e dissipação de potência. Uma vez concluído o projeto do driver, um protótipo foi implementado e testado com o sistema real, a fim de se verificar experimentalmente a atenuação dos efeitos não lineares. Finalmente, foram realizados alguns experimentos com o driver e o sistema de nanoposicionamento em malha fechada, controlado por um compensador PI, a fim de se verificar a influência da atenuação das não linearidades dos piezos nesta configuração. Após a análise dos resultados experimentais obtidos, verificou-se que o ruído de posicionamento do sistema, em malha fechada, é significativamente menor quando os fenômenos não linearidades dos piezos são atenuados.

Palavras-Chave: Atuador piezoelétrico. Histerese. Creep. Controle por Carga. Nanoposicionamento. Fabry-Pérot.

ABSTRACT

This work represents the research project to obtain the degree of Master of Sciences in Electrical Engineering, specializing in Systems Engineering, at the Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, in São Paulo, Brazil. The main objective of this project was to design an electronic power driver for the piezoelectric actuators of the Fabry-Pérot interferometer of the BTFI spectrometer, a visitor instrument of the SOAR telescope, in Chile. Fabry-Pérot is an optical instrument composed by two high reflexive parallel surfaces (mirrors), which distance is controlled by a nanopositioning system composed by three piezoelectric actuators (piezos) of the class APA® (Amplified Piezoelectric Actuators) and a capacitive measurement system. The main performance specification of the Fabry-Pérot's nanopositioning system is such that the positioning noise must be limited to $3nm\ rms$. However, the nonlinear behaviors (hysteresis and creep) of the piezos limit the positioning precision of the control system, for which reason a charge and voltage actuation system was developed for the piezos, in order to mitigate its nonlinearities and, consequently, improve the performance of the control system in closed loop, in terms of positioning noise. The first step in this work consisted on the characterization of the Fabry-Pérot nanopositioning system's model and instrumentation, which are composed by capacitive sensors, signal converters, piezoelectric actuators and a data acquisition board. After the characterization of the components of the nanopositioning system, the $3nm\ rms$ specification was interpreted to low level engineering requirements for the design of the charge and voltage driver, especially in terms of noise, response time, frequency bandwidth, gain, electrical current, voltage and power dissipation. Once concluded the design of the driver, a prototype was implemented and tested in the real system, in order to verify the attenuation of the nonlinear effects. Finally, some experiments with the driver and the nanopositioning system were performed in closed loop, controlled by a PI compensator, in order to verify the influence of the attenuation of the nonlinearities of the piezos in such configuration. The analysis of the obtained experiment results showed that the nanopositioning system's noise, in closed loop, is significantly reduced when the nonlinear effects of the piezos are attenuated.

Keywords: Piezoelectric actuator. Hysteresis. Creep. Charge Control. Nanopositioning. Fabry-Pérot.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Representação gráfica simplificada do instrumento BTFI.....	32
Figura 2: Configuração do filtro iBTF e resultados de seu funcionamento.....	33
Figura 3: Filtro sintonizável e interferômetro de Fabry-Pérot em astronomia.....	34
Figura 4: Imagem externa do telescópio SOAR.....	36
Figura 5: Imagem interna do telescópio SOAR.....	36
Figura 6: Vista superior do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI	37
Figura 7: Espelho utilizado no Interferômetro de Fabry-Pérot (sem a camada reflexiva).....	37
Figura 8: Caminho percorrido por um feixe de luz num sistema contendo um interferômetro de Fabry-Pérot	37
Figura 9: Esquemático do mecanismo de interferometria no etalon do Fabry-Pérot	37
Figura 10: Padrão visual de anéis concêntricos dos feixes luminosos do Fabry-Pérot.....	38
Figura 11: Imagem gerada a partir dos dados de observação da nebulosa planetária NGC 2440 obtidos com o iBTF	39
Figura 12: Espectro de intensidade luminosa extraído de um pixel da imagem da nebulosa planetária NGC 2440	40
Figura 13: Representação gráfica dos modos de operação do Fabry-Pérot.....	41
Figura 14: Vista superior do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI	42
Figura 15: Representação gráfica do espelho móvel fixado aos três atuadores piezoelétricos	42
Figura 16: Esquemático conceitual do driver de acionamento por tensão	43
Figura 17: Fotografia do driver de acionamento dos piezos por tensão	43
Figura 18: Foto do sensor capacitivo utilizado no Fabry-Pérot	44
Figura 19: Vista inferior do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI	44
Figura 20: Fluxo de cargas num sensor capacitivo.....	45
Figura 21: Características construtivas do sensor MCCHS10 da FOGALE.....	45
Figura 22: Foto frontal do módulo de conversão MC900	46
Figura 23: Fluxo de dados da primeira placa de controle do Fabry-Pérot.....	47
Figura 24: Componentes do sistema de aquisição de dados utilizado no projeto do Fabry-Pérot.....	48
Figura 25: Fluxo de dados do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot	48

Figura 26: Orientação dos dipolos magnéticos durante e após o processo <i>poling</i>	51
Figura 27: Estrutura cristalina de uma cerâmica piezoelétrica durante e após o processo <i>poling</i>	51
Figura 28: Efeito piezoelétrico direto e reverso no cristal de quartzo.....	52
Figura 29: Representação gráfica dos modos de operação de um atuador piezoelétrico.....	58
Figura 30: Representação gráfica do fenômeno de histerese nos atuadores piezoelétricos	60
Figura 31: Representação gráfica do fenômeno de escorregamento nos atuadores piezoelétricos	61
Figura 32: Foto do atuador piezoelétrico tipo APA® utilizado no Fabry-Pérot do BTFL	62
Figura 33: Curva de histerese do Piezo A com sinal de excitação senoidal de 1Hz.....	69
Figura 34: Curva de histerese do Piezo B com sinal de excitação senoidal de 1Hz.....	70
Figura 35: Curva de histerese do Piezo C com sinal de excitação senoidal de 1Hz.....	70
Figura 36: Fatores de deriva obtidos para o piezo A	72
Figura 37: Fatores de deriva obtidos para o piezo B	73
Figura 38: Fatores de deriva obtidos para o piezo C	73
Figura 39: Diagrama de Bode do piezo A.....	75
Figura 40: Diagrama de Bode do piezo B	75
Figura 41: Diagrama de Bode do piezo C.....	76
Figura 42: Curvas de resposta em frequência real e teórica de um dos piezos.....	77
Figura 43: Resposta ao degrau típica dos piezos.....	78
Figura 44: Diagrama em blocos do driver de acionamento dos piezos por tensão.....	79
Figura 45: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 1).....	81
Figura 46: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 2).....	81
Figura 47: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 3).....	82
Figura 48: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 4).....	82
Figura 49: Amplitude do espectro unilateral dos sinais de deslocamento (Configurações 1, 2, 3 e 4) ...	84
Figura 50: Sinal temporal (esquerda) e amplitude do espectro unilateral (direita) do ruído de posicionamento.....	85
Figura 51: Amplitude do espectro unilateral do sinal de tensão.....	86
Figura 52: Circuito eletrônico correspondente ao driver de controle por tensão	90
Figura 53: Circuito eletrônico correspondente ao driver de controle por carga.....	91

Figura 54: Implementação de um sistema de acionamento por carga e tensão proposta por Agnus, 2003	93
Figura 55: Circuito eletrônico correspondente ao driver de controle híbrido por carga e tensão	94
Figura 56: Diagrama de Bode do DAPCT com ganho da parte capacitiva maior do que o ganho da parte resistiva.....	95
Figura 57: Estudo de vibração do ambiente de instalação do instrumento Fabry-Pérot	100
Figura 58: Comportamento das curvas de magnitude e fase do Diagrama de Bode do DAPCT	103
Figura 59: Região de operação segura do amplificador operacional (SOA)	107
Figura 60: Resistor e capacitor da rede de compensação de fase do PA92.....	108
Figura 61: Gráfico de resposta a pequenos sinais do amplificador operacional	109
Figura 62: Flutuação de tensão na saída do amplificador operacional	110
Figura 63: Resistor de limitação de corrente para o PA92.....	111
Figura 64: Gráfico de limitação de corrente para os amplificadores operacionais PA92	112
Figura 65: Diodos de proteção das vias de alimentação o PA92.....	112
Figura 66: Diodos de proteção do piezo contra sobre tensão.....	113
Figura 67: Proteção contra sobre tensão diferencial nas entradas do amplificador operacional	113
Figura 68: Limites de dissipação térmica para os amplificadores operacionais.....	114
Figura 69: Dissipação de potência admissível em função da resistência térmica.....	115
Figura 70: Temperatura do invólucro do PA92 em função da temperatura ambiente.....	116
Figura 71: Ruído de tensão na saída do DAPCT.....	117
Figura 72: Ruído de tensão da fonte do DAPCT.....	118
Figura 73: Amplitude dos espectros unilaterais em amplitude sobrepostos dos ruídos do DAPCT e da fonte de alimentação.....	119
Figura 74: Esquemático do Driver para Acionamento dos Piezos por Carga e Tensão	120
Figura 75: Foto da placa de circuito impressa	121
Figura 76: Sinal de entrada do DAPCT.....	124
Figura 77: Sinal de saída do DPACT	124
Figura 78: Resposta dinâmica do DAPCT	125
Figura 79: Curva de histerese atenuada do Piezo A com sinal de excitação senoidal de 1Hz	126
Figura 80: Curva de histerese atenuada do Piezo B com sinal de excitação senoidal de 1Hz	127

Figura 81: Curva de histerese atenuada do Piezo C com sinal de excitação senoidal de 1Hz.....	127
Figura 82: Sinal temporal de deslocamento do piezo B para degraus de tensão entre $-1V$ e $+1V$	129
Figura 83: Fatores de deriva obtidos para o piezo B para degraus de tensão entre $-1V$ e $+1V$	129
Figura 84: Sinal temporal de deslocamento do piezo B para degraus de tensão entre $-10V$ e $+10V$	130
Figura 85: Fluxo de dados das simulações do sistema de controle em malha fechada	136
Figura 86: Diagrama em blocos da malha de controle de posicionamento do piezo B alimentado pelo DAPT	137
Figura 87: Sinal de referência (rd) e deslocamento (d) do piezo B	138
Figura 88: Esforço de controle do compensador ($ud = Ve$) e esforço de controle do driver ($ua = Vs = Vpzt$).....	138
Figura 89: Corrente elétrica na saída do driver (is).....	139
Figura 90: Diagrama em blocos da malha de controle de posicionamento do piezo B alimentado pelo DAPCT.....	140
Figura 91: Sinal de referência (rd) e deslocamento (d) do piezo B	141
Figura 92: Esforço de controle do compensador ($ud = Ve$) e esforço de controle do driver ($ua = Vpzt = Vs - Ve$).....	141
Figura 93: Corrente elétrica na saída do driver (is).....	142
Figura 94: Diagrama em blocos de simulação da malha de controle de posicionamento do piezo B em tempo real.....	143
Figura 95: Sinal de referência (rd) e deslocamento (d) do piezo B com o uso do DAPT	144
Figura 96: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo com o uso do DAPT	145
Figura 97: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência com o uso do DAPT	145
Figura 98: Esforço de controle do compensador e do DAPT	145
Figura 99: Ruído de esforço de controle do DAPT no domínio do tempo	147
Figura 100: Ruído de esforço de controle do DAPT no domínio da frequência	147
Figura 101: Sinal de referência (rd) e deslocamento (d) do piezo B com o uso do DAPCT	148
Figura 102: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo com o uso do DAPCT	149
Figura 103: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência com o uso do DAPCT	149
Figura 104: Esforço de controle do compensador e do DAPCT	150

Figura 105: Ruído de esforço de controle do DAPCT no domínio do tempo	151
Figura 106: Ruído de esforço de controle do DAPCT no domínio da frequência.....	151
Figura 107: Sinal de referência (rd) e deslocamento (d) do piezo B com o uso do DAPT e do DAPCT	152
Figura 108: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo com o uso do DAPT e do DAPCT	153
Figura 109: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência com o uso do DAPT e do DAPCT.....	155
Figura 110: Ruído de esforço de controle do DAPT e do DAPCT no domínio do tempo	155
Figura 111: Ruído de esforço de controle do DAPT e do DAPCT no domínio da frequência	156

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Parâmetros científicos envolvidos nos modos de operação do Fabry-Pérot.....	40
Tabela 2: Exemplos de aplicações de atuadores piezoelétricos na indústria	52
Tabela 3: Principais parâmetros da placa de aquisição de dados NI PCI-6221.....	63
Tabela 4: Valores nominais dos principais parâmetros do atuador piezoelétrico APA400MML.....	67
Tabela 5: Valores de capacitância medidos dos piezos A, B e C do Fabry-Pérot	74
Tabela 6: Parâmetros experimentais obtidos a partir dos diagramas de Bode dos piezos A, B e C.....	76
Tabela 7: Parâmetros do driver de acionamento dos piezos por tensão	78
Tabela 8: Desvio padrão do ruído dos sinais coletados.....	83
Tabela 9: Valores dos capacitores de referência dos drivers A, B e C	103
Tabela 10: Valores dos resistores dos drivers A, B e C.....	104
Tabela 11: Valores dos ganhos dos drivers A, B e C.....	105
Tabela 12: Principais parâmetros do amplificador operacional dos drivers	105
Tabela 13: Valores mínimos de corrente para garantir os modos de operação	106
Tabela 14: Valores mínimos de corrente para garantir acionamento por carga.....	106
Tabela 15: Especificação da rede de compensação de fase	108
Tabela 16: Valores de frequência de corte dos drivers A, B e C.....	108
Tabela 17: Lista de componentes do DAPCT	122
Tabela 18:.....	123
Tabela 19: Tabela comparativa de magnitude da histerese dos piezos com e sem atenuação	128
Tabela 20: Valores de capacitância do Piezo A em função da tensão DC de alimentação	131
Tabela 21: Valores de capacitância do Piezo B em função da tensão DC de alimentação	132
Tabela 22: Valores de capacitância do Piezo C em função da tensão DC de alimentação	132
Tabela 23: Tabela comparativa de desempenho do sistema de controle de posicionamento do Fabry-Pérot com o uso do DAPT e com o uso do DAPCT	157

LISTA DE ABREVIATURA E SIGLAS

APA	Amplified Piezoelectric Actuator
BTFI	Brazilian Tunable Filter Imager
C	Câmera
CAD	Conversor Analógico para Digital
CDA	Conversor Digital para Analógico
CG	Collimator Group
D	Detector
DAQ	Data Acquisition Board
DAPC	Driver de Acionamento dos Piezos por Carga
DAPCT	Driver de Acionamento dos Piezos por Carga e Tensão
DAPT	Driver de Acionamento dos Piezos Tensão
DC	Direct Current
FL	Focalizador
FM	Fold Mirror
FP	Fabry-Pérot
FP1	Fabry-Pérot de baixa resolução
FP2	Fabry-Pérot de alta resolução
FPGA	Field Programmable Gate Array
GS	Grating Support
IAG	Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas
iBTF	imaging Bragg Tunable Filter
EMCCD	Electron Multiplying Charge-Coupled Devices
E/S	Entrada/Saída
LAM	Laboratoire d'Astrophysique de Marseille

LQG	Linear Quadratic Gaussian
LTR	Loop Transfer Recovery
MIMO	Multiple Inputs Multiple Outputs
MLA	Multi-layer Amplifiers
NI	National Instruments
NOAO	National Optical Astronomy Observatory
OE	Operação estática do atuador piezoelétrico
OQE	Operação quase-estática do atuador piezoelétrico
OR	Operação ressonante do atuador piezoelétrico
OD	Operação dinâmica do atuador piezoelétrico
PC	Personal Computer
PCI	Peripheral Component Interconnect
PI	Proporcional Integral
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo
R	Resolução Espectral
RMS	Root Mean Square
SAM	SOAR Adaptive Module
SESO	Société Européenne de Systèmes Optiques
SISO	Single Input Single Output
SOA	Safe Operating Area
SOAR	Southern Astrophysical Research Telescope
TVS	Transiente Voltage Suppression
VPH	Volume Phase Holographic
VPHG	Volume Phase Holographic Grating

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Amplitude do sinal de entrada do driver
BW_{pzt}	Banda passante do atuador piezoelétrico
BW_{medida}	Banda passante do sistema de medida
c_a	Sinal de capacitância do sistema de controle de nanoposicionamento
C_C	Capacitor da rede de compensação de fase do amplificador operacional
C_{sensor}	Capacitância medida por um sensor capacitivo
C_{pzt}	Capacitância do atuador piezoelétrico
C_{ref}	Capacitor de referência do driver
C_{Cref}	Capacitância do capacitor de referência do driver
d	Distância entre o eletrodo de medição e a superfície alvo de um sensor capacitivo
δ_1	Posição na curva descendente de histerese
δ_2	Posição na curva ascendente de histerese
δ_{min}	Posição mínima de deslocamento do piezo
δ_{max}	Posição máxima de deslocamento do piezo
$\Delta\phi$	Defasagem do raios luminosos no processo de interferometria
ΔD_{pzt}	Faixa de deslocamento do atuador piezoelétrico
$\Delta V_{módulo}$	Faixa de tensão do módulo de conversão
ΔV_{pzt}	Faixa de tensão de alimentação do atuador piezoelétrico
e_d	Erro de posicionamento do sistema de controle de nanoposicionamento
EL_{medida}	Erro de linearidade do sistema de medida
$EL_{medida_{200}}$	Erro de linearidade do sistema de medida com módulo de conversão de $200\mu m$
$EL_{medida_{400}}$	Erro de linearidade do sistema de medida com módulo de conversão de $400\mu m$
ε	Constante dielétrica do vácuo

ϵ_r	Constante dielétrica do meio
f_a	Sinal de força mecânica do sistema de controle de nanoposicionamento
Fb_{pzt}	Força de bloqueio do atuador piezoelétrico
fc_{pzt}	Frequência de corte do atuador piezoelétrico
fc_{DAPC}	Frequência de corte do driver de acionamento por carga
fc_{DAPCT}	Frequência de corte do driver de acionamento por carga e tensão
fc_{DAPT}	Frequência de corte do driver de acionamento por tensão
$Fmax_{pzt}$	Força máxima do atuador piezoelétrico
FM_{sensor}	Faixa de medição do sensor capacitivo
$FM_{módulo}$	Faixa de medição do módulo de conversão
$FM_{módulo_{200}}$	Faixa de medição do módulo de conversão de $200\mu m$
$FM_{módulo_{400}}$	Faixa de medição do módulo de conversão de $400\mu m$
fr_{pzt}	Frequência de ressonância do atuador piezoelétrico
fr_{pzt}^0	Frequência de ressonância do atuador piezoelétrico sem carga mecânica
fr_{pzt}^m	Frequência de ressonância do atuador piezoelétrico com carga mecânica
γ	Fator de escorregamento (ou fator de deriva) do atuador piezoelétrico
G_{AC}	Ganho da parte capacitiva do DAPCT
G_{DAPCT}	Ganho do DAPCT
$G_{dapct_{min}}$	Ganho mínimo DAPCT
G_{DAPT}	Ganho do DAPT
$gradT_{módulo_{200}}$	Gradiente térmico módulo de conversão de $200\mu m$
$gradT_{módulo_{400}}$	Gradiente térmico módulo de conversão de $400\mu m$
G_{piezoA}	Função de transferência do piezo A
G_{piezoB}	Função de transferência do piezo B

G_{piezoC}	Função de transferência do piezo C
H	Magnitude da histerese
H_A	Magnitude da histerese do atuador piezoelétrico A
H_B	Magnitude da histerese do atuador piezoelétrico B
H_C	Magnitude da histerese do atuador piezoelétrico C
i_{pzt}	Corrente elétrica através do atuador piezoelétrico
i_s	Corrente elétrica de saída programada para o driver
i_{sC}	Corrente elétrica que passa através do capacitor de referência C_{ref}
i_{s_max}	Corrente elétrica máxima de saída programada para o driver
i_{sR}	Corrente elétrica que passa através do resistor de referência R_{Cref}
K_{pzt}	Rigidez do atuador piezoelétrico
K_t	Índice de variação termomecânica do atuador piezoelétrico
l	Distância entre os espelhos de um interferômetro
L	Trajetória de deslocamento do atuador do atuador piezoelétrico
$L(t_0)$	Posição inicial da trajetória de deslocamento do atuador do atuador piezoelétrico
λ	Comprimento de onda dos raios incidentes no processo de interferometria
M_{pzt}	Massa efetiva do atuador piezoelétrico
n	Índice de refração do meio entre os espelhos de um interferômetro
$P_{d_{crit}}$	Potência interna dissipada pelo amplificador operacional em condição crítica
$P_{d_{max_op}}$	Potência interna dissipada pelo amplificador operacional em condição operacional
P_e	Potência de entrada do amplificador operacional
P_s	Potência de saída do amplificador operacional
$PREC_{medida}$	Precisão do sistema de medida
$PREC_{medida_{200}}$	Precisão do sistema de medida com módulo de conversão de $200\mu m$

$PREC_{medida_{400}}$	Precisão do sistema de medida com módulo de conversão de $400\mu m$
R_1	Resistor 1 do DAPT
R_2	Resistor 2 do DAPT
$R_{AI(0,1)}$	Resolução da entrada analógica da placa de aquisição para a faixa de medição de $\pm 0,1V$
$R_{AI(1)}$	Resolução da entrada analógica da placa de aquisição para a faixa de medição de $\pm 1V$
$R_{AI(5)}$	Resolução da entrada analógica da placa de aquisição para a faixa de medição de $\pm 5V$
$R_{AI(10)}$	Resolução da entrada analógica da placa de aquisição para a faixa de medição de $\pm 10V$
$R_{AO(10)}$	Resolução da saída analógica da placa de aquisição para a faixa de medição de $\pm 10V$
R_C	Resistor da rede de compensação de fase do amplificador operacional
R_{Cref}	Resistor de referência do DAPCT em paralelo com o piezo
r_d	Sinal de referência do sistema de controle de nanoposicionamento
$RD_{módulo}$	Ruído eletrônico do módulo de conversão
$RD_{módulo_{200}}$	Ruído eletrônico do módulo de conversão de $200\mu m$
$RD_{módulo_{400}}$	Ruído eletrônico do módulo de conversão de $400\mu m$
RES_{sensor}	Resolução do sensor do sistema de medida
RES_{pzt}	Resolução do atuador piezoelétrico
R_{lim}	Resistor de limitação de corrente elétrica do amplificador operacional
$RPT_{módulo}$	Repetibilidade do sistema de medida
$RPT_{módulo_{200}}$	Repetibilidade do sistema de medida com módulo de conversão de $200\mu m$
$RPT_{módulo_{400}}$	Repetibilidade do sistema de medida com módulo de conversão de $400\mu m$
R_{pzt}	Resistor do DAPCT em paralelo com o capacitor de referência C_{ref}

θ	Ângulo de refração dos raios luminosos no processo de interferometria
σ_{cabo}	Desvio padrão do ruído do cabo de saída do módulo MC900
σ_{0DAPCT}	Desvio padrão do ruído do DAPCT sem a fonte
σ_{DAPCT}	Desvio padrão do ruído do DAPCT com a fonte
$\sigma_{driverA}$	Desvio padrão do ruído do driver do piezo A
$\sigma_{driverB}$	Desvio padrão do ruído do driver do piezo B
$\sigma_{driverC}$	Desvio padrão do ruído do driver do piezo C
σ_{fonte}	Desvio padrão do ruído da fonte do DAPCT
σ_{medida}	Desvio padrão do ruído do sistema de medida
σ_{outros}	Desvio padrão do ruído de todos os sistemas, com exceção do sistema de medida
$\sigma_{PC/DAQ}$	Desvio padrão do ruído do conjunto PC+DAQ
σ_{piezo}	Desvio padrão do ruído do piezo
σ_{total}	Soma quadrática estatística de σ_{medida} e σ_{outros}
S_{medida}	Sensibilidade do sistema de medida
$S_{medida_{200}}$	Sensibilidade do sistema de medida com módulo de conversão de $200\mu m$
$S_{medida_{400}}$	Sensibilidade do sistema de medida com módulo de conversão de $400\mu m$
S_{pztA}	Sensibilidade de deslocamento do piezo A
S_{pztB}	Sensibilidade de deslocamento do piezo B
S_{pztC}	Sensibilidade de deslocamento do piezo C
τ_{DAPCT}	Constante de tempo do DAPCT
T_c	Temperatura do invólucro do amplificador operacional
T_{cmax}	Temperatura máxima do invólucro do amplificador operacional
T_{cmin}	Temperatura mínima do invólucro do amplificador operacional
tc_{pzt}	Tempo de carga do atuador piezoelétrico

tr_{pzt}	Tempo de Resposta do atuador piezoelétrico
ts_{pzt}	Tempo de subida do atuador piezoelétrico
$t_{transDAPCT}$	Intervalo de tempo de transição do DAPCT
u_d	Sinal de controle digital do controlador do sistema de nanoposicionamento
u_{pzt}	Sinal de excitação
v_a	Sinal de tensão analógico do sistema de controle de nanoposicionamento
v_d	Sinal de tensão digitalizado do sistema de controle de nanoposicionamento
V_{Cref}	Tensão sobre o capacitor de referência C_{ref}
$V_{ao(+)}$	Tensão de alimentação positiva do amplificador operacional
$V_{ao(-)}$	Tensão de alimentação negativa do amplificador operacional
V_e	Sinal de tensão de entrada do driver
$V_{e_{max}}$	Tensão máxima do sinal de entrada do driver
$V_{e_{min}}$	Tensão mínima do sinal de entrada do driver
$V_{pzt_{max}}$	Tensão máxima do piezo
$V_{pzt_{min}}$	Tensão mínima do piezo
V_s	Sinal de tensão de saída do driver
y_a	Posição relativa analógica do sistema de controle de nanoposicionamento
y_d	Posição relativa digitalizada do sistema de controle de nanoposicionamento

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	VI
RESUMO	VIII
ABSTRACT	IX
LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABELAS.....	XV
LISTA DE ABREVIATURA E SIGLAS.....	XVI
LISTA DE SÍMBOLOS	XVIII
SUMÁRIO.....	XXIV
1 INTRODUÇÃO.....	28
1.1 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS DO TRABALHO.....	29
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	30
1.3 METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO	30
2 BRAZILIAN TUNABLE FILTER IMAGER (BTFI).....	32
2.1 IMAGING BRAGG TUNABLE FILTER.....	33
2.2 FABRY-PÉROT.....	34
2.2.1 <i>Modo clássico do Fabry-Pérot</i>	34
2.2.2 <i>Modo Filtro Sintonizável (Tunable Filter)</i>	35
2.2.3 <i>Interferômetros Fabry-Pérot de alta e baixa resolução em série</i>	35
2.3 DETECTORES	35
2.4 O TELESCÓPIO SOAR	35
3 O INTERFERÔMETRO DE FABRY-PÉROT DO BTFI.....	37
3.1 CARACTERÍSTICAS E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	37
3.2 MODOS DE OPERAÇÃO.....	40
3.3 SISTEMA DE ATUAÇÃO	42
3.3.1 <i>Atuadores</i>	42
3.3.2 <i>Driver de acionamento dos atuadores piezoelétricos</i>	43
3.4 SISTEMA DE MEDIDA DE POSIÇÃO	44
3.4.1 <i>Sensores capacitivos</i>	44

3.4.2	Módulos conversores.....	46
3.5	SISTEMA DIGITAL DE CONTROLE	46
3.5.1	Placa de controle	46
3.5.2	Sistema de aquisição de dados	47
3.5.3	Fluxo de dados	48
4	ATUADORES PIEZOELÉTRICOS	50
4.1	FUNDAMENTOS	50
4.2	APLICAÇÕES	52
4.3	CARACTERIZAÇÃO DOS PARÂMETROS GERAIS.....	53
4.3.1	Sinal de excitação (upzt).....	53
4.3.2	Capacitância (Cpzt)	53
4.3.3	Corrente elétrica (ipzt).....	53
4.3.4	Faixa de tensão de alimentação (ΔV_{pzt}).....	54
4.3.5	Faixa de deslocamento (ΔD_{pzt}).....	54
4.3.6	Força de bloqueio (Fbpzt).....	54
4.3.7	Força máxima (Fmaxpzt).....	54
4.3.8	Condições de fixação do atuador.....	54
4.3.9	Banda passante (BWpzt)	54
4.3.10	Frequência de corte (fcpzt)	55
4.3.11	Rigidez (Kpzt).....	55
4.3.12	Frequência de ressonância (frpzt).....	55
4.3.13	Massa efetiva (Mpzt).....	55
4.3.14	Resolução (RESpzt).....	56
4.3.15	Repetibilidade.....	56
4.3.16	Tempo de carga (tcpzt).....	56
4.3.17	Tempo de Resposta (trpzt).....	56
4.3.18	Tempo de subida (tspzt)	57
4.3.19	Modos de operação.....	57
4.3.20	Vida útil	58
4.4	VANTAGENS E LIMITAÇÕES.....	58
4.5	CARACTERIZAÇÃO DOS FENÔMENOS NÃO-LINEARES	59

4.5.1	<i>Histerese</i>	59
4.5.2	<i>Escorregamento (creep)</i>	61
4.6	ATUADORES PIEZOELÉTRICOS NO FABRY-PÉROT	62
5	CARACTERIZAÇÃO DO COMPONENTES DE HARDWARE E SOFTWARE DO FABRY-PÉROT	63
5.1	SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS	63
5.2	SISTEMA DE MEDIDA DE POSIÇÃO	64
5.2.1	<i>Faixa de medição</i>	64
5.2.2	<i>Sensibilidade</i>	64
5.2.3	<i>Linearidade</i>	65
5.2.4	<i>Repetibilidade</i>	65
5.2.5	<i>Resolução</i>	66
5.2.6	<i>Ruído eletrônico</i>	66
5.2.7	<i>Precisão</i>	66
5.2.8	<i>Gradiente térmico</i>	67
5.3	SISTEMA DE ATUAÇÃO	67
5.3.1	<i>Atuadores piezoelétricos</i>	67
5.3.2	<i>Driver de acionamento dos atuadores piezoelétricos</i>	78
5.4	ANÁLISE ESTATÍSTICA DE RUÍDO	79
6	ATENUAÇÃO DOS FENÔMENOS NÃO-LINEARES DOS ATUADORES PIEZOELÉTRICOS DO FABRY-PÉROT	87
6.1	ESCOLHA DA SOLUÇÃO	87
6.2	CARACTERIZAÇÃO DA SOLUÇÃO	89
6.2.1	<i>Acionamento de atuadores piezoelétricos por tensão elétrica</i>	90
6.2.2	<i>Acionamento de atuadores piezoelétricos por carga elétrica</i>	91
6.2.3	<i>Acionamento de atuadores piezoelétricos por carga e tensão elétrica</i>	92
6.3	ARQUITETURA DE HARDWARE DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DOS PIEZOS POR CARGA E TENSÃO	96
6.3.1	<i>Arquitetura preliminar</i>	97
6.3.2	<i>Arquitetura detalhada</i>	102
6.4	ARQUITETURA DE HARDWARE DO SISTEMA DE PROTEÇÃO	111
6.4.1	<i>Limitação da corrente elétrica de saída do circuito</i>	111
6.4.2	<i>Limitação da tensão de alimentação do circuito</i>	112

6.4.3	<i>Limitação da tensão de alimentação dos atuadores piezoelétricos</i>	113
6.4.4	<i>Limitação da tensão diferencial nas entradas do amplificador operacional</i>	113
6.4.5	<i>Dissipação térmica</i>	114
6.5	ANÁLISE ESTATÍSTICA DE RUÍDO DO DAPCT	116
6.6	ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DO DAPCT	120
6.7	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	121
6.8	LISTA DE COMPONENTES DO DAPCT	122
6.9	COMPARAÇÃO DO DAPCT COM O DRIVER DESCONTINUADO	123
6.10	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	123
6.10.1	<i>Resposta a uma rampa de tensão com inclinação acentuada</i>	123
6.10.2	<i>Magnitude da Histerese</i>	126
6.10.3	<i>Fator de deriva</i>	128
7	INFLUÊNCIA DA ATENUAÇÃO DAS NÃO LINEARIDADES DOS ATUADORES PIEZOELÉTRICOS SOBRE O SISTEMA DE CONTROLE	134
7.1	O SISTEMA DE CONTROLE DO FABRY-PÉROT	134
7.1.1	<i>Especificações de desempenho</i>	135
7.1.2	<i>Estrutura do compensador</i>	135
7.1.3	<i>Parâmetros do compensador</i>	135
7.2	SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA	136
7.2.1	<i>Fluxo de dados</i>	136
7.2.2	<i>Simulação com o modelo equivalente do DAPT</i>	137
7.2.3	<i>Simulação com o modelo equivalente do DAPCT</i>	139
7.3	DESEMPENHO REAL DO SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA	142
7.3.1	<i>Diagrama em blocos</i>	143
7.3.2	<i>Resultados obtidos com o uso do DAPT</i>	144
7.3.3	<i>Resultados obtidos com o uso do DAPCT</i>	148
7.3.4	<i>Comparação dos resultados</i>	152
8	DISCUSSÕES E CONCLUSÕES	158
9	TRABALHO FUTURO	162
	REFERÊNCIAS	163
	APÊNDICE A – ARTIGOS PUBLICADOS	165

1 INTRODUÇÃO

O BTFI é um instrumento astronômico desenvolvido pelo Instituto de Astronomia, Geofísica, e Ciências Atmosféricas da Universidade de São Paulo, em colaboração com a Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (São Paulo – SP), o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais e o Laboratório Nacional de Astrofísica (São José do Campos – SP), a Universidade Federal do Rio Grande do Sul, a Universidade Estadual de Santa Cruz (Ilhéus – BA), e com colaborações internacionais do *Laboratoire d'Astrophysique de Marseille* (Marseille – France), da *University of Montreal in Quebec* (Canada) e da *Universidad Católica de Santiago de Chile* (Chile).

O BTFI é um instrumento visitante do telescópio SOAR, localizado no deserto do Atacama, no Chile. Este telescópio, atualmente em fase de comissionamento, irá operar utilizando as instalações do *SOAR Ground-Layer Adaptive Optics* (*SOAR Adaptive Module*), a qual possui capacidades científicas importantes para a comunidade astronômica do SOAR. De especial interesse da comunidade brasileira, podemos citar como objetivos científicos o estudo dos centros das galáxias ativas próximas, o estudo da cinemática e da metalicidade de agrupamento de galáxias e o estudo dos fenômenos de perda de massa estelar no meio interestelar próximo (Oliveira et al, 2013).

O BTFI é composto, basicamente, de dois interferômetros de Fabry-Pérot, duas redes de difração holográficas, um grupo colimador e duas câmeras. Todos estes componentes serão propriamente apresentados nesta dissertação. Entre todos os telescópios do mundo que utilizam óptica adaptativa, não há nenhum que possua um instrumento que incorpore o conceito de interferometria e filtragem baseada em redes de difração em conjunto com Fabry-Pérot (Oliveira et al, 2013).

No BTFI, o interferômetro de Fabry-Pérot é utilizado num processo de varredura que gera imagens 2D com informações de intensidade luminosa numa determinada banda espectral. Em tal processo, as imagens são geradas a partir da variação da distância entre duas superfícies paralelas altamente refelexivas (espelhos), através de um processo de interferência. Os interferômetros de Fabry-Pérot atuais são projetados para trabalhar em resoluções espectrais fixas, ajustando-se a distância entre os espelhos num valor fixo dentro de uma faixa de 0 a $10\mu m$. O Fabry-Pérot do BTFI está sendo projetado para trabalhar numa faixa de resoluções espectrais que requer uma faixa de deslocamento entre seus espelhos $> 200\mu m$. Além disso, o Fabry-Pérot do BTFI deve atender a outros requisitos técnicos de desempenho, entre os quais destaca-se o de ruído de posicionamento em malha fechada, o qual deve ser limitado a $3nm\ rms$. Tal precisão de posicionamento requer o uso de um sistema de controle de posicionamento com elevada precisão, isto é, com nível de ruído eletrônico suficientemente reduzido, e é neste contexto que está inserido o trabalho apresentado nesta dissertação.

1.1 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS DO TRABALHO

O posicionamento dos espelhos do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI é feito com o uso de atuadores piezoelétricos especialmente desenvolvidos para este instrumento. Um capítulo foi reservado nesta dissertação para apresentar os fundamentos e as principais características e aplicações dos materiais piezoelétricos, incluindo seu uso como atuadores. Apesar das reconhecidas vantagens de utilização de tal tipo de dispositivo, suas características não lineares, sobretudo o fenômeno de histerese, limitam a precisão de posicionamento, sendo especialmente problemáticas em aplicações que exigem elevada precisão.

A fim de lidar com estes problemas, os fabricantes normalmente propõem a utilização dos atuadores piezoelétricos em malha fechada, com controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) e sensores de deslocamento (*strain gauges*). Utilizando esta solução, é possível garantir que, do ponto de vista de entrada e saída, o sistema possua um comportamento linear, isto é, é possível fazer com que o deslocamento do atuador piezoelétrico siga uma trajetória linear em relação ao sinal de referência (*setpoint*) de posicionamento. No entanto, o uso de um compensador, por si só, não remove as não linearidades, ou seja, elas continuam presentes na dinâmica interna do sistema, embora não sejam perceptíveis externamente. Isto significa que grande parte do esforço de controle (energia) do compensador é gasto para compensar o efeito destas não linearidades. Levando isto em consideração, é plausível de se supor que, se houver um sistema de pré-compensação (ou ao menos pré-atenuação) das não linearidades, é possível reduzir o esforço de controle do compensador e, conseqüentemente, reduzir o ruído de posicionamento dos atuadores piezoelétricos.

Partindo desta hipótese, este trabalho de mestrado apresenta o projeto e a implementação de um sistema eletrônico de atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do interferômetro Fabry-Pérot, cujo principal objetivo é reduzir o ruído de posicionamento de seu sistema de nanoposicionamento. Para tal propósito, fez parte deste trabalho o estudo do princípio de funcionamento e dos principais requisitos de desempenho do interferômetro, o estudo de seu modelo dinâmico, a caracterização de sua instrumentação, o estudo das principais características de atuadores piezoelétricos, a escolha de uma solução adequada para a atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot e a definição dos principais parâmetros de desempenho e proteção do sistema eletrônico de atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

- *Capítulo 1:* Descreve as motivações e objetivos desta dissertação, a estrutura do conteúdo dos capítulos seguintes e a metodologia de desenvolvimento do trabalho apresentado;
- *Capítulo 2:* Apresenta uma descrição geral do instrumento BTFI e de seus principais componentes;
- *Capítulo 3:* Apresenta uma descrição do funcionamento e das características dos componentes do interferômetro Fabry-Pérot;
- *Capítulo 4:* Apresenta os principais fundamentos e características de atuadores piezoelétricos em geral e dos atuadores piezoelétricos do interferômetro Fabry-Pérot do BTFI;
- *Capítulo 5:* Descreve as principais características dos componentes de hardware e software do interferômetro Fabry-Pérot do BTFI;
- *Capítulo 6:* Apresenta o método utilizado para atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot, bem como seu projeto de implementação e os dados de validação experimental obtidos;
- *Capítulo 7:* Apresenta uma análise sobre a influência da atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot sobre o sistema de controle de posicionamento;
- *Capítulo 8:* Apresenta as análises e as discussões sobre os resultados obtidos e as conclusões;
- *Capítulo 9:* Apresenta as expectativas e as propostas de trabalho futuro.

1.3 METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO

Baseado no que foi exposto na seção 1.1 deste documento, os objetivos do trabalho desta dissertação podem ser resumidos da seguinte forma:

- Entender o princípio de operação e os requisitos de desempenho do Fabry-Pérot;
- Estudar as características dos componentes eletrônicos do Fabry-Pérot;
- Modelar os componentes eletrônicos do Fabry-Pérot;
- Analisar a aplicabilidade dos componentes eletrônicos do Fabry-Pérot;
- Estudar em profundidade as características dos atuadores piezoelétricos;
- Estudar diferentes formas de atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos, incluindo o estado da arte;
- Realizar a escolha de uma solução para atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot, baseada nos seguintes critérios: atendimento aos requisitos de desempenho, complexidade, aplicabilidade e custo/benefício;

- Montar e testar um protótipo, em escala de potência reduzida, correspondente à solução escolhida;
- Verificar o funcionamento do protótipo em escala de potência reduzida, para validar a solução;
- Projetar um protótipo em escala nominal de potência, válida para toda a faixa de operação do Fabry-Pérot
- Montar e testar o protótipo em escala nominal de potência, correspondente à solução escolhida;
- Verificar a atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot;
- Avaliar a influência das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot sobre o sistema de controle;

2 BRAZILIAN TUNABLE FILTER IMAGER (BTFI)

O BTFI é um espectrômetro 3D que está sendo desenvolvido com dois novos conceitos tecnológicos: o *imaging Bragg Tunable Filter* (iBTF) e um moderno interferômetro de Fabry-Pérot de alta resolução. O iBTF utiliza uma rede de difração de Bragg com dupla passagem (*double-pass*), enquanto o novo Fabry-Pérot possui uma construção que o torna capaz de atuar numa larga faixa de ordens de interferência. A combinação de ambas as tecnologias faz com que o BTFI seja um instrumento compacto, de baixo custo relativo e altamente versátil para aplicações em espectroscopia.

Basicamente, o BTFI é um instrumento composto por um instrumento focalizador (FL), um interferômetro de Fabry-Pérot de baixa resolução (FP_{lm}), um interferômetro de Fabry-Pérot de alta resolução (FP_{pp}), dois espelhos (FM_1 , FM_2), duas redes de difração holográficas (VPHG) localizadas em seus respectivos suportes (GS_1 , GS_2), um grupo colimador (CG) e duas câmeras (C_1 , C_2), compostas de duas objetivas diópticas (OD_1 , OD_2) e dois detectores (D_1 , D_2), conforme mostra a Figura 1.

Figura 1: Representação gráfica simplificada do instrumento BTFI

Fonte: Adaptado de Oliveira et al., 2013

O caminho percorrido pelo feixe de luz proveniente da fonte (I_m) é descrito como se segue:

“A luz incidente do telescópio entra no instrumento e é focalizada no plano de imagem de entrada (I_m). O feixe divergente se propaga através das lentes de campo (FP_{lm}) de acordo com o modo de operação do instrumento. Em seguida, o feixe de luz é refletido por dois espelhos inclinados (FM_1 e FM_2), necessários para acomodar restrições espaciais.

A luz então passa através do grupo colimador (CG) e, no espaço colimado, atinge o primeiro suporte do iBTF (GS_1) que pode conter uma rede, um espelho ou estar vazio. No caso em que uma rede encontra-se em GS_1 , a ordem de difração zero vai direto até onde o segundo Fabry-Pérot (FP_{pp}) está. Depois, essa vai em direção à câmera C_2 e alcança o detector D_2 .

A primeira ordem de difração que deixa a rede em GS_1 vai em direção ao segundo suporte (GS_2) onde a dispersão é cancelada pela segunda rede gêmea. A luz “não dispersada” resultante é finalmente projetada pela câmera C_1 no detector D_1 ”.

(Oliveira et al., 2013)

As seções 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4 fornecem descrições resumidas das aplicações do BTFI e respectivos princípios de funcionamento.

2.1 IMAGING BRAGG TUNABLE FILTER

O BTFI é o primeiro instrumento a incorporar o conceito de interferometria/filtragem baseada em redes de difração de Bragg, utilizado em ambos os modos de transmissão e reflexão. Tal funcionalidade é desempenhada pelo filtro iBTF, cujo funcionamento é descrito, resumidamente, da seguinte forma: um feixe de luz colimado, satisfazendo os princípios de Bragg, é dispersado numa primeira rede e, em seguida, recombinado numa segunda rede. O feixe recombinado é transformado em imagem por uma câmera.

A Figura 2 apresenta dois exemplos do processo de filtragem de um feixe de luz proveniente de uma fonte de luz de tungstênio com rede de 2300 linhas/mm. Na parte superior esquerda da figura é mostrada a configuração do iBTF com um ângulo de rede de 35° e centrado em 500nm. Na parte superior direita é mostrada a imagem da luz filtrada na parede do laboratório. Na parte inferior esquerda da figura é mostrada a configuração do iBTF com um ângulo de rede de 45° e centrado em 618nm. Na parte inferior direita é mostrada a imagem da luz filtrada, na parede do laboratório nesta nova configuração angular.

Figura 2: Configuração do filtro iBTF e resultados de seu funcionamento

Fonte: Oliveira et al., 2013

2.2 FABRY-PÉROT

Em astronomia, os interferômetros de Fabry-Pérot são comumente utilizados para gerar imagens de elevada ordem no detector. Por outro lado, quando estes instrumentos são utilizados para gerar imagens de baixa ordem, eles são chamados de filtros sintonizáveis (*tunable filters*), os quais são capazes de gerar largos campos monocromáticos. A Figura 3 mostra uma representação de cada uma das configurações.

Figura 3: Filtro sintonizável e interferômetro de Fabry-Pérot em astronomia

Fonte: Bland-Hawthorn, Joss; Allington-Smith, Jeremy 3D spectrophotometric imaging opens a new window into the cosmos

O instrumento BTFI é composto de dois interferômetros de Fabry-Pérot: um de alta ordem de interferência, que fornece altas resoluções espectrais (modo clássico do Fabry-Pérot), e outro de baixa ordem de interferência, que fornece baixas resoluções espectrais (modo filtro sintonizável). Ambos os instrumentos podem ser utilizados em série, em cujo modo de operação o interferômetro de baixa resolução é utilizado como seletor de banda para o interferômetro de alta resolução.

A seguir, nos tópicos 2.2.1, 2.2.2 e 2.2.3, são dadas algumas informações adicionais a respeito de cada um dos três modos de operação citados.

2.2.1 Modo clássico do Fabry-Pérot

O modo clássico de operação do interferômetro de Fabry-Pérot permite a obtenção de uma série de imagens com diferentes comprimentos de onda, as quais são filtradas a fim de dar uma decomposição espectral do objeto estudado. Este modo de operação é frequentemente utilizado em dois tipos de aplicação:

- 1) Obter perfis precisos com resoluções elevadas ($R > 25.000$), a fim de derivar os parâmetros físicos das regiões de emissão;
- 2) Obter a cinemática 2D completa da fonte emissora.

2.2.2 Modo Filtro Sintonizável (Tunable Filter)

Neste modo, o interferômetro de baixa resolução é posicionado após o instrumento focalizador FL (Figura 1) para ser utilizado com um filtro ajustável. Ele é capaz de abranger espaçamentos de, aproximadamente, $250\mu m$, o que permitiria, em tese, obter resoluções espectrais numa faixa ($500 < R < 30.000$). Contudo, grande parte desta faixa é restringida pelo feixe divergente, que a limita a resoluções espectrais de $500 < R < 2.000$, neste modo.

2.2.3 Interferômetros Fabry-Pérot de alta e baixa resolução em série

Quando o interferômetro do feixe divergente, próximo ao instrumento focalizador, é utilizado em série com o interferômetro do feixe colimado, o primeiro serve como um seletor de ordens do segundo, o que permite obter grande flexibilidade na seleção de ordens para o instrumento de maior resolução.

2.3 DETECTORES

O espectrômetro BTFI utiliza detectores do tipo EMCCD (*Electron Multiplying Charge Coupled Devices*), com um formato de 1600×1600 pixels, adequados a uma escala de pixels de $0,12''/\text{pixel}$ e ao campo de visão do telescópio SOAR (3 por 3 minutos de arco).

O uso de detectores EMCCD, ao invés dos tradicionais detectores CCD, permite uma varredura rápida e cíclica dos comprimentos de onda, ao mesmo tempo em que possibilita uma redução dos efeitos negativos da variabilidade atmosférica através do dispositivo de aquisição.

2.4 O TELESCÓPIO SOAR

Southern Astrophysical Research Telescope (SOAR) é um telescópio financiado por um consórcio criado em parceria entre o Ministério da Ciência e Tecnologia do Brasil, o *National Optical Astronomy Observatory* (NOAO), a Universidade da Carolina do Norte e a Universidade Estadual de Michigan, nos Estados Unidos.

O telescópio SOAR, que possui uma abertura de 4,1 metros, foi desenvolvido para operar desde o espectro luminoso azul até parte do espectro luminoso infravermelho. Entre as principais características, destacam-se sua excelente qualidade de imagem, com tamanho igual a $0,22$ segundos de arco/pixel, e seu rápido giro.

Figura 4: Imagem externa do telescópio SOAR

Fonte: Cortesia do telescópio SOAR

Figura 5: Imagem interna do telescópio SOAR

Fonte: Cortesia do telescópio SOAR

3 O INTERFERÔMETRO DE FABRY-PÉROT DO BTFI

3.1 CARACTERÍSTICAS E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI (Figura 6) é um instrumento óptico composto de duas superfícies planas transparentes, também denominadas espelhos (Figura 7), altamente reflexivas (normalmente com índice de reflexão superior a 95%), dispostas de forma paralela e com um espaçamento da ordem de micrômetros uma da outra. Os espelhos são fixados numa estrutura rígida, denominada *etalon*, produzida pela *Société Européenne de Systèmes Optiques* (SESO), França.

Figura 6: Vista superior do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI

Fonte: Autor

Figura 7: Espelho utilizado no Interferômetro de Fabry-Pérot (sem a camada reflexiva)

Fonte: Laboratoire d'Astrophysique de Marseille (LAM)

Figura 8: Caminho percorrido por um feixe de luz num sistema contendo um interferômetro de Fabry-Pérot

Fonte:

<http://www.cmmf.ucl.ac.uk/~ahh/teaching/1B24n/lect29/node3.html>

Figura 9: Esquemático do mecanismo de interferometria no etalon do Fabry-Pérot

Fonte: http://fr.wikipedia.org/wiki/Interféromètre_de_Fabry-Perot

O Fabry-Pérot permite a filtragem óptica da luz através de processos de interferência ocasionados em razão de múltiplas reflexões e refrações do feixe luminoso através de seus espelhos. Neste processo

(Figura 8), o raio de luz, proveniente de uma fonte luminosa difusa, passa por um grupo colimador, em seguida passa através dos espelhos, onde sofre o processo de interferência (Figura 9), e por fim passa através de uma lente focalizadora que projeta as figuras de interferência sobre uma câmera.

No processo de interferência (Hariharan, P., 2007), os raios luminosos T_0 e T_1 que saem do segundo espelho, nos pontos b e c respectivamente (Figura 9), percorrem distâncias diferentes a partir do ponto a de incidência no primeiro espelho, o que ocasiona uma defasagem ϕ entre ambos, cuja magnitude depende do ângulo θ , conforme expressão mostrada pela Equação (1).

$$\Delta\phi(\theta) = 2knl\cos\theta \quad (1)$$

Onde:

- n é o índice de refração do meio entre os espelhos;
- l é a distância entre os espelhos;
- θ é o ângulo de refração;
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$;
- λ é o comprimento de onda do raio incidente.

É possível demonstrar que a transmissão das luzes dos raios incidentes ocorre somente para valores específicos do ângulo θ , ou seja, somente alguns raios luminosos são projetados em direção à lente focalizadora (Figura 8). Além disso, é possível notar que, devido à presença desta lente de focalização, todos os raios luminosos que possuem o mesmo ângulo θ de refração geram, em conjunto, um feixe luminoso que incide na câmera em formato de anel. Como existem diversos valores de θ para os quais tal feixe anelar é formado, tem-se que todos os feixes anelares formados geram, em conjunto, um padrão visual em forma de múltiplos anéis concêntricos (Figura 10).

Figura 10: Padrão visual de anéis concêntricos dos feixes luminosos do Fabry-Pérot

Fonte: http://fr.wikipedia.org/wiki/Interféromètre_de_Fabry-Pérot

Conforme já destacado, os feixes anelares contêm informações de intensidade luminosa para um dado comprimento de onda, em função do ângulo θ de refração (Figura 9). No entanto, do ponto de vista científico, é de interesse que as informações de intensidade luminosa sejam captadas para diversos comprimentos de onda. Para tanto, existem duas formas:

1. Variar o ângulo de refração θ através da variação da posição (inclinação) do interferômetro;
2. Variar a distância entre os espelhos.

No interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI, utiliza-se a segunda forma (mais moderna).

Tratando-se os dados obtidos com o uso do Fabry-Pérot, é possível gerar uma imagem 2D contendo as informações de intensidade luminosa, em escala de cores, para diversos pontos de um determinado campo de observação, equivalente à imagem apresentada na Figura 11, obtida com os dados resultantes da observação da nebulosa planetária NGC 2440 utilizando o iBTF.

Cada pixel da Figura 11 contém valores de intensidade luminosa para todos os comprimentos de onda selecionados durante a observação. Sendo assim, cada pixel possui um gráfico de espectro luminoso, equivalente ao apresentado na Figura 12.

Figura 11: Imagem gerada a partir dos dados de observação da nebulosa planetária NGC 2440 obtidos com o iBTF

Fonte: Oliveira et al., 2013

Figura 12: Espectro de intensidade luminosa extraído de um pixel da imagem da nebulosa planetária NGC 2440

Fonte: Oliveira et al., 2013

3.2 MODOS DE OPERAÇÃO

Conforme mencionado na seção anterior, o objetivo do interferômetro Fabry-Pérot é de obter informações de intensidade luminosa, de um determinado objeto no espaço, em diferentes comprimentos de onda de uma determinada faixa espectral. Trata-se de um processo de varredura numa dada região do espectro. Para tanto, os espelhos do *etalon* são inicialmente posicionados numa distância relativa correspondente a um determinado comprimento de onda e, a partir deste ponto, varrem os diferentes comprimentos de onda.

Por conseguinte, dois modos de operação podem ser definidos neste processo: posicionamento e varredura espectral, sendo este último um conjunto de diversos posicionamentos de pequena amplitude, conforme a representação gráfica mostrada na Figura 13. Os parâmetros científicos envolvidos na operação do interferômetro estão apresentados na Tabela 1. Seus valores são definidos pelos astrônomos conforme a aplicação científica.

Tabela 1: Parâmetros científicos envolvidos nos modos de operação do Fabry-Pérot

Parâmetro	Descrição
d_0	Posição inicial dos espelhos no <i>etalon</i> gerada após a aplicação do degrau de posicionamento
h_{ss}	Metade da amplitude de deslocamento do modo de varredura
t_{hold}	Intervalo de tempo durante o qual o <i>setpoint</i> é mantido
h_{st}	Intervalo de tempo levado para execução de meio período de varredura
n	Número total de degraus a serem dados durante o deslocamento h_{ss}

Fonte: Autor

Figura 13: Representação gráfica dos modos de operação do Fabry-Pérot

Fonte: Documentação de projeto do Fabry-Pérot

Sendo assim, a diferença entre os dois modos de operação está, basicamente, no fato de que o modo de posicionamento é normalmente realizado através de um único degrau, ao passo que o modo de varredura é realizado através de inúmeros pequenos degraus. A amplitude dos degraus de posicionamento varia de alguns micrômetros até duas centenas de micrômetros, limitando-se à faixa máxima de deslocamento do piezo. A amplitude dos degraus de varredura é da ordem de uma dezena de nanômetros.

Do ponto de vista de desempenho, o ruído de posicionamento, em regime permanente, deve ser limitado a $3nm\ rms$, em ambos os modos de operação. Em termos de tempo de resposta, a equipe de desenvolvimento do sistema de controle de posicionamento do Fabry-Pérot definiu que o intervalo de tempo para posicionamento dos espelhos (deslocamento d_0), deve ser de, no máximo, $250ms$. Cientificamente não há um valor máximo exigido para tal parâmetro, há apenas o desejo de que seu valor não seja alto demais a ponto de gerar morosidade nas observações. Sendo assim, os sinais de comando não precisam ser degraus puros, e sim rampas com inclinação suficientemente acentuada a ponto de poderem ser consideradas como se fossem degraus.

Do ponto de vista de segurança, deve-se impedir que o piezo seja alimentado com tensões fora da faixa nominal, e que haja o contato entre os dois espelhos do *etalon*. Isto implica que a resposta transitória não deve apresentar sobressinal com intensidade tal que leve a esta condição.

Selecionar a ordem de interferência do BTFI, ou seja, selecionar o comprimento de onda dos raios incidentes no Fabry-Pérot, através da variação da distância entre os espelhos, requer o uso de um sistema de nanoposicionamento composto de atuadores e sensores de alta precisão. As seções 3.3, 3.4

e 3.5, a seguir, apresentam as descrições dos subsistemas de atuação, medição e controle dos espelhos do interferômetro Fabry-Pérot do BTFI.

3.3 SISTEMA DE ATUAÇÃO

3.3.1 Atuadores

No BTFI, os espelhos do Fabry-Pérot (Figura 14) são posicionados de tal forma que um deles permanece fixo ao *etalon*, enquanto o outro fica fixo a um sistema composto por três atuadores piezoelétricos (Figura 15). Sendo assim, o deslocamento relativo entre os espelhos é definido em função da movimentação de apenas um destes, executada a partir da atuação simultânea e coordenada dos três atuadores. A faixa de deslocamento relativo entre os espelhos é limitada aos valores de excursão mínimo e máximo dos atuadores.

Figura 14: Vista superior do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI

Fonte: Autor

Figura 15: Representação gráfica do espelho móvel fixado aos três atuadores piezoelétricos

Fonte: CEDRAT Nanotechnologies, 2013

Modelos antigos de Fabry-Pérot são capazes de cobrir apenas uma estreita faixa espectral, devido ao fato de possuírem uma faixa de deslocamento entre seus espelhos muito limitada ($\sim 10\mu m$). Para o BTFI foram desenvolvidos atuadores piezoelétricos específicos para suas aplicações, com o uso de uma tecnologia que permite cobrir faixas de deslocamento relativo dezenas de vezes maiores ($\sim 350\mu m$), o que permite utilizar o espectrômetro com centenas de ordens de interferência. Os atuadores piezoelétricos do BTFI foram fabricados pela empresa francesa CEDRAT.

Este tipo de atuador, devido à sua elevada capacidade de deslocamento e devido à sua natureza capacitiva, do ponto de vista eletrônico, demanda valores de transferência de carga significativos, o que requer o uso de um sistema eletrônico de potência (driver) dedicado para alimentá-lo.

3.3.2 Driver de acionamento dos atuadores piezoelétricos

O driver de acionamento dos piezos é um circuito eletrônico amplificador de tensão, construído com amplificadores lineares, de acordo com o esquemático mostrado na Figura 16. Esta solução, baseada no conceito de acionamento dos atuadores piezoelétricos por tensão, foi escolhida por conta de sua facilidade de implementação e uso. Os amplificadores de tensão de cada piezo são alimentados por uma fonte de tensão DC simétrica.

Figura 16: Esquemático conceitual do driver de acionamento por tensão

Fonte: CEDRAT Technologies, 2013

Figura 17: Fotografia do driver de acionamento dos piezos por tensão

Fonte: Autor

3.4 SISTEMA DE MEDIDA DE POSIÇÃO

O deslocamento do espelho móvel do Fabry-Pérot é medido com o uso de um sistema de medida fabricado pela empresa FOGALE Nanotech, França, o qual é composto de três sensores capacitivos e três módulos de conversão de capacitância para tensão elétrica. Cada um destes componentes é descrito nos tópicos 3.4.1 e 3.4.2, respectivamente.

3.4.1 Sensores capacitivos

Os sensores capacitivos utilizados no Fabry-Pérot são do modelo FOGALE MCC10HS (Figura 18). Trata-se de sensores feitos em resina metálica, com tecnologia de medida tri-axial, capazes de medir deslocamentos de até 1mm, com precisão da ordem de nanômetros. Os sensores são fixados na parte inferior do etalon, conforme mostra a Figura 19.

Figura 18: Foto do sensor capacitivo utilizado no Fabry-Pérot

Fonte: Autor

Figura 19: Vista inferior do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI

Fonte: Arcila, 2014

Cada sensor capacitivo mede a variação de capacitância, entre sua superfície (eletrodo de medição) e a superfície alvo, através de um campo elétrico homogêneo. Este campo é criado aplicando-se uma tensão elétrica nos terminais do sensor, a qual acarreta uma diferença de potencial entre a superfície do sensor e a superfície alvo, formando um campo elétrico entre elas, que por sua vez causa um movimento de cargas elétricas em ambas as superfícies (Figura 20).

Os sensores capacitivos utilizam tensão alternada, fazendo com que haja variações permanentes no fluxo de cargas ao longo do sensor, as quais são detectadas pelo mesmo. A magnitude do fluxo de corrente é determinada pela capacitância entre as superfícies, que por sua vez é determinada pela área do sensor e pela distância e presença de material não condutor (dielétrico) entre as superfícies.

A Equação (2) mostra a relação entre a capacitância medida pelo sensor e a distância entre o eletrodo de medição e a superfície alvo.

$$C_{sensor} = \frac{\varepsilon \varepsilon_r S}{d} \quad (2)$$

Em que:

- ε = constante dielétrica do vácuo;
- ε_r = constante dielétrica do meio (dielétrico);
- S = área da superfície do eletrodo de medição;
- d = distância entre o eletrodo de medição e a superfície alvo.

Analisando a Equação (2), nota-se que, na medida em que o valor da distância entre o eletrodo de medição e a superfície alvo tende a zero, o valor da capacitância medida pelo sensor tende a infinito. Isto significa que, na prática, não é possível medir distâncias muito próximas de zero, pois o sensor irá naturalmente saturar. Sendo assim, na montagem mecânica, é necessário manter uma distância mínima entre o sensor e a superfície alvo, preferencialmente da ordem de algumas dezenas de microns.

Figura 20: Fluxo de cargas num sensor capacitivo

Fonte: <http://www.lionprecision.com/tech-library/technotes/cap-0020-sensor-theory.html>

Figura 21: Características construtivas do sensor MCCHS10 da FOGALE

Fonte: FOGALE Technical Note, 2008

Os sensores MCCHS10 são construídos com o uso de uma tecnologia denominada *guarding*. Esta característica melhora a confiabilidade do sinal medido pelo sensor, uma vez que o eletrodo de medição do sensor é cercado por um condutor (*guard*) mantido com a mesma tensão (Figura 21). Sendo assim, uma vez que não existe diferença de tensão entre o eletrodo de medição e o *guard* que o cerca, não há a presença de nenhum campo elétrico entre ambos. Ou seja, qualquer condutor próximo ao eletrodo de

medição, com exceção do condutor da superfície alvo, irá formar um campo elétrico apenas com o *guard*, deixando o eletrodo de medição interagir apenas com a superfície alvo.

3.4.2 Módulos conversores

Cada sensor capacitivo MCC10HS trabalha em conjunto com um módulo de conversão modelo MC900 (Figura 22). Estes módulos são responsáveis por converter os sinais de capacitância, medidos com a utilização dos sensores capacitivos, em sinais de tensão numa faixa proporcional ao deslocamento entre a superfície do sensor e a superfície alvo de medição.

Figura 22: Foto frontal do módulo de conversão MC900

Fonte: Arcila, 2014

3.5 SISTEMA DIGITAL DE CONTROLE

3.5.1 Placa de controle

No início do projeto do interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI, foi concebida e construída uma placa digital de controle, pelo *Laboratoire d'Astrophysique de Marseille* (LAM), a ser utilizada durante o desenvolvimento do sistema de nanoposicionamento. Esta placa, cujo fluxo de dados está resumidamente apresentado na Figura 23, possui um link de comunicação ethernet e uma interface gráfica desenvolvida no software LabVIEW®. A partir desta interface, o usuário define um valor de posição desejado para o espelho móvel do Fabry-Pérot, o qual é comparado com o valor de posição atual, obtido através do valor de tensão analógico fornecido pelo módulo MC900, e convertido para valor digital pelo Conversor Analógico Digital (CAD), ou ADC em inglês. Em função do sinal de erro, que corresponde à diferença entre o valor de posição desejado e o valor de posição medido, um sinal de

controle de tensão é enviado aos piezos, via Conversor Digital Analógico (CDA), ou DAC em inglês, a fim de levar a posição do espelho móvel ao valor desejado.

Figura 23: Fluxo de dados da primeira placa de controle do Fabry-Pérot

Fonte: Cavalcanti, 2011

Durante a etapa de caracterização dos componentes de hardware e software do interferômetro Fabry-Pérot, foi verificado que o desempenho do microprocessador FPGA desta placa era inadequado para rodar, em tempo real, os algoritmos de controle necessários. Além disso, verificou-se que ela não tem resolução suficiente, em bits, para garantir a precisão de posicionamento requerida pelas especificações técnicas de desempenho do sistema de nanoposicionamento. Sendo assim, o uso desta placa foi descartado, tendo ficado planejados a especificação e o desenvolvimento de uma nova placa até o final do projeto.

3.5.2 Sistema de aquisição de dados

Uma vez que a placa de controle, originalmente projetada para o Fabry-Pérot, havia se tornado obsoleta, decidiu-se por implementar um sistema de controle digital (Figura 24) com uma placa de aquisição de dados (DAQ). Modelo NI DAQ PCI-6221, da *National Instruments*. Este sistema foi utilizado para caracterização, modelagem e teste dos subsistemas do Fabry-Pérot até que uma nova placa de controle, adequada às especificações, fosse desenvolvida. O algoritmo de controle é escrito em código MATLAB e em diagramas de bloco do Simulink. As simulações são rodadas em ambiente de tempo real do Simulink.

Figura 24: Componentes do sistema de aquisição de dados utilizado no projeto do Fabry-Pérot

Fonte: NI-DAQ M series User Manual, página 26

3.5.3 Fluxo de dados

A Figura 25 apresenta o fluxo de dados do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, considerando a utilização do sistema de aquisição de dados apresentado no tópico 3.5.2.

Figura 25: Fluxo de dados do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot

Fonte: Autor

Neste fluxo, o usuário roda, em tempo real, um modelo criado no Simulink, a partir do qual ele insere um sinal de referência digital de posição (r_d) para o espelho móvel do Fabry-Pérot, em micrômetros. Este valor de referência (setpoint) é comparado com o valor atual de posição do espelho móvel (y_d), em micrômetros, o qual é proporcional ao sinal de tensão digitalizado (v_d) fornecido pelo Conversor Analógico-Digital (CAD), a partir do valor analógico (v_a) dado pelo módulo MC900. A comparação gera um sinal de erro digital (e_d), o qual é utilizado pelo controlador digital para gerar um sinal de correção digital (u_d) a ser enviado aos atuadores piezoelétricos, a fim de levar o espelho móvel à posição definida pelo setpoint. O sinal (u_d) é passado para o domínio contínuo pelo Conversor Digital-Analógico (CDA) e enviado aos atuadores piezoelétricos, os quais geram um sinal de força (f_a) que move o espelho móvel em direção à posição desejada. Os sensores capacitivos fornecem sinais de capacitância (c_a)

proporcionais aos sinais de posição (y_a) medidos por cada um deles, os quais são por sua vez convertidos em valores de tensão pelo módulo MC900, para novamente serem utilizados pelo sistema de controle, fechando o ciclo. Este processo é repetido ininterruptamente até o final da simulação.

4 ATUADORES PIEZOELÉTRICOS

4.1 FUNDAMENTOS

Um atuador piezoelétrico, ou simplesmente piezo, é um dispositivo caracterizado pelo fenômeno da piezoelectricidade. O termo *piezo* é derivado da palavra grega que significa torcido ou comprimido. A piezoelectricidade (ou efeito piezoelétrico) refere-se, em sua forma direta, à capacidade de um material de converter energia mecânica, sob forma de pressão, em energia elétrica, sob forma de potencial elétrico. Este efeito é reversível, o que significa que é possível obter uma alteração na forma de um material a partir da aplicação de um potencial elétrico.

O efeito piezoelétrico direto foi descoberto pelos irmãos Jacques Curie e Pierre Curie, em 1880. Eles notaram, realizando experimentos, que uma corrente elétrica surgia em determinados cristais quando submetidos a pressões mecânicas. O efeito piezoelétrico reverso, no entanto, não foi inicialmente observado pelos irmãos Curie. Este foi deduzido a partir dos princípios fundamentais da termodinâmica de Lippmann G., 1881, e posteriormente confirmados pelos irmãos Curie (Curie, J.; Curie, P., 1881).

Na natureza, existem determinados materiais que apresentam propriedades piezoelétricas, como é o caso dos cristais de quartzo e de turmalina (grupos de silicato), do tartarato de sódio e potássio (sal de Rochelle), da cana-de-açúcar, entre outros. Além dos materiais naturais, existem também materiais sintéticos com propriedades piezoelétricas, como é o caso dos cristais cerâmicos de titanato de bário e de titanato zirconato de chumbo (PZT).

Os materiais piezoelétricos possuem propriedades ferroelétricas, o que significa que estes materiais se enquadram na teoria de domínios magnéticos, desenvolvida pelo físico francês Pierre-Ernest Weiss. Os domínios magnéticos são agrupamentos de ímãs permanentes elementares, também conhecidos como dipolos magnéticos, que podem ser permanentemente alinhados com a aplicação de um campo elétrico suficientemente intenso. Tal ocorre durante um processo denominado *poling*, que possui basicamente três etapas. Na primeira etapa, o material piezoelétrico é aquecido até superar sua Temperatura de Curie, ou Ponto de Curie, que corresponde à temperatura na qual um material ferroelétrico sofre um desarranjo na organização de seus dipolos magnéticos (Figura 26a), perdendo suas propriedades magnéticas. Neste ponto, a estrutura cristalina da cerâmica do material piezoelétrico possui uma disposição simétrica, conforme mostra a Figura 27a. Na segunda etapa, o material piezoelétrico sofre a ação de um campo elétrico de alta intensidade, seguido de um resfriamento ainda na presença do campo elétrico, fazendo com que os dipolos tendam a ficar alinhados com o campo elétrico aplicado (Figura 26b). Neste ponto, a estrutura cristalina da cerâmica do material piezoelétrico passa a ter uma disposição assimétrica, conforme mostra a Figura 27b. Na última etapa, o campo elétrico é removido, concluindo o processo. No

final deste, grande parte dos dipolos não retornam à sua orientação de origem, fazendo com que o material piezoelétrico adquira uma polarização remanescente (Figura 26c).

Figura 26: Orientação dos dipolos magnéticos durante e após o processo *poling*

Fonte: Vatansever et al., 2012

Figura 27: Estrutura cristalina de uma cerâmica piezoelétrica durante e após o processo *poling*

Fonte: http://www.ultrasuoni.org/eng/Piezoelectric_effect.php

A polarização remanescente faz com que os materiais piezoelétricos se tornem sensíveis a ações de campos elétricos e pressões mecânicas. Sendo assim, quando sua estrutura cristalina sofre a ação de uma pressão mecânica, ele se torna polarizado, e quando sua estrutura cristalina sofre a ação de um campo elétrico, ele sofre uma deformação homogênea, caracterizando assim o efeito piezoelétrico em ambas as formas direta e reversa, conforme mostra a Figura 28.

Figura 28: Efeito piezoelétrico direto e reverso no cristal de quartzo

Fonte: <http://www.creationscience.com/onlinebook/Radioactivity3.html>

4.2 APLICAÇÕES

Os atuadores piezoelétricos são utilizados em diversos campos da indústria, em aplicações nas áreas de mecânica, eletrônica, microeletrônica, fluidos, óptica e visão, aeroespacial, energia elétrica, entre outras.

A Tabela 2 apresenta alguns exemplos de aplicações nas áreas citadas.

Tabela 2: Exemplos de aplicações de atuadores piezoelétricos na indústria

Campo da indústria	Aplicação
Mecânica	Posicionamento, nanoposicionamento, torneamento com diamante, sistemas de amortecimento, geração de vibrações sônicas e ultrassônicas
Eletrônica	Disjuntores, teste de componentes
Microeletrônica	Micro relés, cabeças magnéticas, soldagem de fios
Fluidos	Controle da vazão de tinta de impressoras jato de tinta, medição de vazão mássica
Óptica e visão	Posicionamento de espelhos e lentes, sintonização de cavidades óticas, interferometria
Aeroespacial	Flaps e asas ativos
Energia Elétrica	Gerador piezoelétrico, chaves elétricas

Fonte: CEDRAT Technologies, 2013

Para o tema desta dissertação, especificamente, estamos interessados na aplicação de interferometria do Fabry-Pérot, para a qual foram utilizados atuadores piezoelétricos construídos com o objetivo de realizar o nanoposicionamento dos espelhos deste interferômetro, segundo o princípio de funcionamento apresentado na seção 3.1.

4.3 CARACTERIZAÇÃO DOS PARÂMETROS GERAIS

4.3.1 Sinal de excitação (u_{pzt})

Sinal de comando, sob forma de tensão elétrica, aplicado aos terminais elétricos do atuador piezoelétrico, normalmente expresso em Volts (V). Dependendo da aplicação, os atuadores podem requerer valores de corrente e tensão de alimentação relativamente elevados, do ponto de vista eletrônico, da ordem de alguns ampères e/ou superiores a 100 Volts, tornando-se necessário o uso de amplificadores de potência (drivers) especialmente desenvolvidos para fornecer sinais de excitação com tal magnitude e potência.

4.3.2 Capacitância (C_{pzt})

Uma vez que os atuadores piezoelétricos são feitos de materiais cerâmicos, conforme os fundamentos apresentados na seção 4.1, e que as cerâmicas possuem um meio dielétrico, o comportamento elétrico dos piezos é análogo ao de um capacitor quando submetido a um campo elétrico (ou tensão elétrica). Os valores de capacitância nominal dos piezos, fornecidos pelos respectivos fabricantes, são válidos para condições de operação em regime permanente. Em operação dinâmica, a capacitância dos piezos determina, através do respectivo valor de admitância, a corrente elétrica drenada de seus sistemas de alimentação de potência (driver). Na condição de operação dinâmica, o valor de capacitância varia em função da temperatura, devido às perdas dielétricas (Cedrat Technologies, 2013). Além disso, mostra-se nesta dissertação, através de experimentos, que a capacitância também varia em função da tensão aplicada ao atuador piezoelétrico, cujo comportamento foi levantado como hipótese em Agnus, J., 2003.

4.3.3 Corrente elétrica (i_{pzt})

Em operação estática, um atuador piezoelétrico drena uma corrente elétrica da ordem de microampères. Em operação dinâmica, a corrente drenada aumenta de forma diretamente proporcional à frequência de operação, devido ao comportamento capacitivo dos piezos (vide tópico 4.3.2). Sendo assim, a corrente elétrica é um parâmetro fundamental para a especificação e escolha do sistema de potência (driver) para alimentação de um atuador piezoelétrico. Este parâmetro deve ser determinado de forma individual para cada aplicação, em função de seus respectivos modos de operação, uma vez que estes determinam os tipos de excitação (sinais) aos quais o atuador será submetido.

4.3.4 Faixa de tensão de alimentação (ΔV_{pzt})

Todos os atuadores possuem uma faixa de tensão de alimentação limitada, com valores mínimo e máximo bem definidos, em função do material piezoelétrico e do tipo de construção do atuador. Alimentá-los com valores de tensão fora da faixa permitida pode ocasionar danos mecânicos e/ou perda de suas propriedades piezoelétricas.

4.3.5 Faixa de deslocamento (ΔD_{pzt})

A faixa de deslocamento corresponde ao máximo deslocamento relativo atingido pelo atuador dentro de sua faixa de tensão de alimentação. Os valores de deslocamento mínimo e máximo absolutos são atingidos quando os atuadores são submetidos, respectivamente, às tensões de alimentação mínima e máxima absolutas.

4.3.6 Força de bloqueio (Fb_{pzt})

Este parâmetro refere-se à mínima quantidade de força mecânica necessária para bloquear completamente o deslocamento do atuador piezoelétrico, quando o mesmo encontra-se submetido à sua máxima tensão de alimentação (em módulo) permitida.

4.3.7 Força máxima ($Fmax_{pzt}$)

Este parâmetro refere-se à máxima força mecânica que um atuador pode suportar sem que o mesmo seja danificado.

4.3.8 Condições de fixação do atuador

Numa montagem, os atuadores podem ser fixados mecanicamente de duas formas:

- Fixação do tipo livre-livre: o atuador é fixado de tal forma que ambas as extremidades de seu eixo de deslocamento podem se mover livremente.
- Fixação do tipo bloqueado-livre: o atuador é fixado de tal forma que apenas uma das extremidades de seu eixo de deslocamento podem se mover livremente.

4.3.9 Banda passante (BW_{pzt})

A banda passante do atuador refere-se à faixa de frequência que varia de zero até ao valor de frequência na qual magnitude de seu deslocamento é inferior a 3dB em relação à magnitude de seu deslocamento na frequência nula. Este valor pode ser determinado graficamente observando-se a curva de magnitude do Diagrama de Bode do atuador, que por sua vez pode ser obtido com o uso de um analisador de espectro.

4.3.10 Frequência de corte (fc_{pzt})

Valor de frequência na qual a magnitude do deslocamento do atuador piezoelétrico equivale a -3dB da magnitude de seu deslocamento na frequência nula.

4.3.11 Rigidez (K_{pzt})

A rigidez de um atuador é um coeficiente de proporcionalidade entre a força elástica e o deslocamento gerado pelo atuador quando submetido a uma tensão elétrica. Nos modos de operação quase-estática, ressonante e dinâmica, o comportamento mecânico do atuador é análogo ao de uma mola, a qual possui uma determinada rigidez normalmente expressa em N/m . No caso de um atuador, sua rigidez é expressa em $N/\mu m$.

4.3.12 Frequência de ressonância (fr_{pzt})

Frequência na qual os modos fundamentais do atuador são excitados. Quando o atuador não está sob carga mecânica, a frequência de ressonância fr_{pzt}^0 depende somente das condições de fixação do atuador (Cedrat Technologies, 2013). Quando o atuador está submetido a uma carga mecânica, a frequência de ressonância fr_{pzt}^m depende também da massa M_c da carga mecânica aplicada da direção de seu eixo de deslocamento. A Equação (3) e a Equação (4) apresentam as expressões para o cálculo de fr_{pzt}^0 e fr_{pzt}^m .

$$fr_{pzt}^0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m_{eff}}} \quad (3)$$

$$fr_{pzt}^m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m_{eff} + M_c}} \quad (4)$$

4.3.13 Massa efetiva (M_{pzt})

Este parâmetro refere-se à massa sentida pelo atuador, na frequência de ressonância, quando o mesmo não está sob ação de uma força mecânica (carga) externa. O valor da massa efetiva depende da rigidez K_{pzt} e da primeira frequência de ressonância (fr_{pzt}^0) do atuador sem carga.

4.3.14 Resolução (RES_{pzt})

A resolução de posicionamento de um atuador piezoelétrico é a medida da mínima variação relativa de deslocamento atingida em função de uma mínima variação de tensão elétrica de alimentação aplicada. Em teoria, a resolução de um atuador piezoelétrico é ilimitada (Cedrat Technologies, 2013), ou seja, é possível obter um deslocamento relativo tão pequeno quanto se queira, supondo que o sistema de alimentação deste atuador possa aplicar uma variação de tensão tão pequena quanto se queira. No entanto, em aplicações reais, normalmente este sistema de alimentação é digital, o que faz com que sua resolução seja limitada, isto é, existe um limite mínimo de variação de tensão de alimentação possível de ser aplicada. Por conseguinte, a resolução de deslocamento torna-se igualmente limitada. Alguns fabricantes fornecem valores de resolução de seus atuadores, cujos valores são calculados em função da relação sinal-ruído do sistema de potência utilizado para alimentação do atuador.

4.3.15 Repetibilidade

A repetibilidade é a medida da capacidade do atuador de reproduzir, precisamente, uma mesma curva de deslocamento em função de uma mesma curva de tensão elétrica aplicada. Devido ao fato de os atuadores piezoelétricos apresentarem comportamentos não lineares importantes (histerese e escorregamento), a repetibilidade é, na prática, muito próxima de zero.

4.3.16 Tempo de carga (tc_{pzt})

Este parâmetro refere-se ao tempo necessário para o driver de acionamento do atuador carregá-lo num determinado valor de tensão. Este intervalo de tempo depende do valor de variação de tensão aplicada, da capacitância do atuador e da máxima corrente elétrica que o driver é capaz de fornecer.

4.3.17 Tempo de Resposta (tr_{pzt})

Este parâmetro refere-se ao tempo de resposta do próprio atuador piezoelétrico, operado em malha aberta, ou seja, é o intervalo de tempo que o atuador leva para realizar totalmente uma variação de deslocamento correspondente a uma variação de tensão aplicada. Este parâmetro depende essencialmente da frequência de ressonância, conforme mostra a Equação (5) (Cedrat Technologies, 2013).

$$tr_{pzt} = \frac{1}{2 \cdot Fr_{pzt}} \quad (5)$$

4.3.18 Tempo de subida ($t_{s_{pzt}}$)

Tempo requerido pelo atuador, quando operado em malha fechada, para atingir 95% da máxima variação de deslocamento correspondente a uma dada variação de tensão em seus terminais.

4.3.19 Modos de operação

Em função da frequência de operação do atuador, diferentes modos de operação são definidos (Cedrat Technologies, 2013).

4.3.19.1 Operação Estática (OE)

Este modo de operação, comum em aplicações de posicionamento, é definido para sinais de excitação constantes no tempo (frequência nula).

4.3.19.2 Operação Quase-estática (OQE)

Este modo de operação define-se para sinais de excitação com frequência superior a zero e menor do que um terço ($1/3$) da frequência de ressonância do atuador.

4.3.19.3 Operação de Deslocamento Dinâmico (ODD)

Este modo de operação define-se para sinais de excitação com frequência superior a um terço ($1/3$) da frequência de ressonância do atuador e inferior à frequência de ressonância.

4.3.19.4 Operação Ressonante (OR)

Este modo de operação é definido para sinais de excitação com frequência numericamente igual à frequência de ressonância do atuador.

4.3.19.5 Operação de Força Dinâmica (OFD)

Este modo de operação define-se para sinais de excitação com frequência superior à frequência de ressonância.

4.3.19.6 Representação gráfica

A Figura 29 mostra uma representação gráfica dos modos de operação (OE, OQE, ODD, OR e OFD) descritos.

Figura 29: Representação gráfica dos modos de operação de um atuador piezoelétrico

Fonte: Autor

4.3.20 Vida útil

A vida útil de um atuador piezoelétrico depende de sua condição de uso. Sob regimes de operação em que os sinais de excitação são, durante a maior parte do tempo, periódicos, é possível aplicar até 10^{10} ciclos completos de deslocamento. Sob regimes de operação em que os sinais de excitação são, durante a maior parte do tempo, constantes, a vida útil do atuador pode ser limitada a algumas poucas centenas de horas de uso, sendo ainda menor quanto maior for o índice de umidade do ambiente.

4.4 VANTAGENS E LIMITAÇÕES

O uso de atuadores piezoelétricos possui diversos pontos positivos, entre os quais podemos destacar:

- Construção rígida sem partes móveis (desgaste quase inexistente);
- Resolução limitada apenas pelo ruído eletrônico, tornando-os ideais para aplicações em nanoposicionamento;
- Baixo tempo de resposta (da ordem de microssegundos);
- Possibilidade de operar no vácuo.

Em contrapartida, os atuadores piezoelétricos possuem alguns fatores de natureza elétrica, mecânica e térmica que limitam seu uso.

Em relação aos fatores de natureza elétrica, os piezos possuem uma faixa de tensão de alimentação limitada, fora da qual eles podem sofrer danos mecânicos ou perda de suas características piezoelétricas. Além disso, sua vida útil diminui quanto maior a porcentagem do tempo em que o dispositivo permanece submetido a uma tensão constante.

Em relação aos fatores de natureza mecânica, os piezos são capazes de suportar forças de tração limitadas, não sendo recomendável a aplicação de forças que gerem momentos de torção e dobramento, mesmo durante sua montagem. Uma vez que, em determinadas aplicações, os atuadores piezoelétricos trabalham sob ação de forças devido a cargas mecânicas (massas), alguns destes atuadores são construídos com cerâmicas pré-comprimidas, a fim de aumentar sua resistência às forças externas aplicadas na direção de seu eixo de deslocamento. Os limites de deslocamento dos atuadores piezoelétricos variam conforme o nível de pré-compressão de sua cerâmica e também em função dos diferentes modos de operação. Dependendo de sua de construção, a capacidade de deslocamento de um piezo é maior em operação estática e menor demais operações, e vice-versa. Sendo assim, para cada aplicação, é imprescindível verificar as respectivas necessidades e condições operacionais a fim de escolher atuadores com características e parâmetros de deslocamento e força adequados.

Em relação aos fatores de natureza térmica, devido a perdas dielétricas e mecânicas, os piezos tendem a aquecer sob excitação contínua. As perdas são, principalmente, não lineares e dependem da frequência de excitação, da amplitude de tensão e do nível de humidade (CEDRAT Technologies, 2013). Desta forma, os ciclos de trabalho de um piezo, em operação dinâmica, são limitados por seu comportamento térmico. Sendo assim, para que a temperatura do material piezoelétrico seja mantida constante, os ciclos de trabalho devem ser reduzidos ou algum tipo de resfriamento forçado deve ser aplicado na medida que a frequência do sinal de excitação aumenta. Manter a temperatura de um atuador piezoelétrico sob controle evita que este apresente efeitos de fadiga em relação ao seu deslocamento e/ou que ocorra a despolarização de sua cerâmica. A faixa típica de operação é de -40°C a $+80^{\circ}\text{C}$. Além destes fatores, é necessário também levar em conta que o deslocamento dos atuadores piezoelétricos é sensível a variações na temperatura ambiente. Em alguns casos, o índice de variação termomecânica K_t é fornecido pelo fabricante do atuador.

4.5 CARACTERIZAÇÃO DOS FENÔMENOS NÃO-LINEARES

4.5.1 Histerese

4.5.1.1 Descrição

Em atuadores piezoelétricos, a histerese é um comportamento não linear entre a tensão aplicada em seus terminais e seu deslocamento, sendo tanto maior quanto maior a amplitude do deslocamento. Acredita-se que este efeito se manifesta devido a perdas irreversíveis que ocorrem quando os dipolos magnéticos do atuador interagem devido à aplicação de um campo elétrico (Shan, Y.; Leang K. K., 2013). A histerese é um grande inconveniente para aplicações de nanoposicionamento, pois limita a precisão

de posicionamento, dificulta a repetibilidade e introduz componentes harmônicas no sinal de deslocamento. Por outro lado, a histerese não afeta a resolução de posicionamento do atuador (Cedrat Technologies, 2013). A histerese é um fenômeno que se manifesta em regime transitório de posicionamento, ou seja, nos modos de operação Quase-Estática, Ressonante e Dinâmica, conforme definições do tópico 4.3.19.

4.5.1.2 Caracterização

A Figura 30 apresenta graficamente o fenômeno da histerese. Nesta figura, a curva de histerese está particionada em duas curvas: a curva ascendente (em azul) e a curva descendente (em vermelho), destacadas em função do sentido de variação da tensão aplicada. A figura mostra ainda diferentes curvas de histerese em função da amplitude de tensão aplicada.

Figura 30: Representação gráfica do fenômeno de histerese nos atuadores piezoelétricos

Fonte: Autor

O cálculo da magnitude da histerese (Agnus, 2003) é mostrado pela Equação (6).

$$H = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% \quad (6)$$

Na Equação (6), H é a magnitude da histerese, dada em porcentagem, $(\delta_1 - \delta_2)$ é a máxima diferença de deslocamento entre as curvas ascendente e descendente, para uma mesma tensão aplicada, e $(\delta_{max} - \delta_{min})$ é a diferença entre os valores de deslocamento para a máxima tensão aplicada e para a mínima tensão aplicada.

4.5.2 Escorregamento (creep)

4.5.2.1 Descrição

Em atuadores piezoelétricos, o escorregamento, do inglês *creep*, é um fenômeno de lenta variação de posicionamento quando o atuador é submetido a um sinal de tensão fixo. A constante de tempo do *creep* pode variar de alguns minutos a algumas dezenas de minutos. Este efeito ocorre devido a uma polarização remanescente que aumenta lentamente após a aplicação de um campo elétrico constante ao material piezoelétrico (Shan et al., 2013). O *creep*, portanto, é um fenômeno que se manifesta em regime permanente de posicionamento, ou seja, no modo de operação Estática, conforme definido no tópico 4.3.19. Assim como a histerese, o *creep* degrada a precisão de posicionamento dos atuadores piezoelétricos e, se não atenuado quando os atuadores estão sendo operados em malha fechada, tende a saturar o controlador mais rapidamente do que quando atenuado. Em outras palavras, o *creep* é um efeito que reduz o tempo de operação do sistema, pois leva o controlador à condição de saturação mais rapidamente.

4.5.2.2 Caracterização

A Figura 31 apresenta graficamente o fenômeno do escorregamento. Nesta figura, a trajetória L de deslocamento do atuador é obtida em função da aplicação de um sinal de tensão do tipo degrau no instante t_0 . Neste instante, a partir do qual a tensão aplicada permanece constante, o atuador é levado a uma posição $L(t_0)$. Ao invés de a posição do atuador permanecer no valor $L(t_0)$, ela sofre uma lenta variação ao longo do tempo.

Figura 31: Representação gráfica do fenômeno de escorregamento nos atuadores piezoelétricos

Fonte: Autor

Uma forma prática (Agnus, 2003) de se calcular a magnitude do *creep* de um atuador piezoelétrico é através do fator de escorregamento (ou fator de deriva) γ , como mostra a Equação (7).

$$L(t) = L_{(t_0)} \left\{ 1 + \gamma \cdot \log_{10} \left(\frac{t}{0,1} \right) \right\} \quad (7)$$

Na Equação (7), L é a trajetória de deslocamento do atuador, $L_{(t_0)}$ é o deslocamento inicial obtido pela aplicação de um degrau de tensão no atuador no instante t_0 , t é o tempo e γ é o fator de deriva, dado em porcentagem por década de tempo. Sendo assim, quando se diz que um atuador possui um fator de deriva de 10%, isto significa que, a cada década de tempo, que pode ser dada em minutos ou em segundos, a posição do atuador sofre uma variação de 10% em relação à posição inicial $L_{(t_0)}$, após a aplicação do degrau de tensão.

4.6 ATUADORES PIEZOELÉTRICOS NO FABRY-PÉROT

No interferômetro de Fabry-Pérot do BTFI, os atuadores piezoelétricos são do tipo APA®, modelo APA400MML, fabricados pela empresa francesa CEDRAT (Figura 32). Este tipo de piezo é construído com uma estrutura mecânica ao redor do material piezoelétrico, a qual lhe proporciona a capacidade de amplificar o efeito de deslocamento, razão pela qual este atuador carrega o termo “*amplified*” em seu nome. A vantagem deste tipo de atuador está em seu elevado deslocamento relativo, podendo atingir até 1mm , combinado com sua alta capacidade de gerar forças mecânicas, com forças de bloqueio da ordem de dezenas de Newton. No interferômetro Fabry-Pérot, os piezos são fixados no *etalon* na forma bloqueado-livre.

Figura 32: Foto do atuador piezoelétrico tipo APA® utilizado no Fabry-Pérot do BTFI

Fonte: CEDRAT Technologies (2013)

5 CARACTERIZAÇÃO DO COMPONENTES DE HARDWARE E SOFTWARE DO FABRY-PÉROT

5.1 SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

O sistema de aquisição de dados é composto de um PC e duas placas de aquisição de dados modelo NI PCI-6221, da *National Instruments*. Cada placa possui dezesseis entradas analógicas, duas saídas analógicas e vinte e quatro interfaces de entrada e saída digitais. Para o sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, foram utilizadas, no total, três saídas analógicas (uma para alimentar cada driver de cada piezo) e três entradas analógicas (uma para medir o sinal de deslocamento proveniente de cada sensor capacitivo).

A Tabela 3 apresenta os principais parâmetros das entradas e saídas analógicas da placa NI PCI-6221.

Tabela 3: Principais parâmetros da placa de aquisição de dados NI PCI-6221

Parâmetro	Entrada Analógica	Saída Analógica
Número de bits	16	16
Faixas de medição (V_{dc})	$\pm 0,1$; ± 1 ; ± 5 ; ± 10	± 10
Viés de corrente (pA)	± 100	-
Corrente máxima (mA)	-	± 10
Impedância (Ω)	$> 10G$, em paralelo com $100pF$	0,2
Power-on State (mV)	± 20	-
Slew Rate ($V/\mu s$)	-	15

Fonte: Adaptado de NATIONAL INSTRUMENTS, 2008

Em relação às faixas de medição, nota-se que as entradas analógicas possuem as faixas $\pm 0,1V$, $\pm 1V$, $\pm 5V$ e $\pm 10V$, ao passo que as saídas analógicas possuem apenas a faixa de $\pm 10V$. Ou seja, a resolução de medição das entradas analógicas é selecionável, diferentemente da resolução das saídas analógicas, que é fixa. As Equações (8) a (12) apresentam os valores de resolução $R_{AI(0,1)}$, $R_{AI(1)}$, $R_{AI(5)}$ e $R_{AI(10)}$ das entradas analógicas para as faixas de medição $\pm 0,1V$, $\pm 1V$, $\pm 5V$ e $\pm 10V$, respectivamente, e o valor de resolução da saída analógica $R_{AO(10)}$, considerando a quantidade de bits do hardware mostrada na Tabela 3.

$$R_{AI(0,1)} = \frac{+0,1 - (-0,1)}{2^{16}} = \frac{0,2}{2^{16}} = 3,0518\mu V \quad (8)$$

$$R_{AI(1)} = \frac{+1 - (-1)}{2^{16}} = \frac{2}{2^{16}} = 30,518\mu V \quad (9)$$

$$R_{AI(5)} = \frac{+5 - (-5)}{2^{16}} = \frac{10}{2^{16}} = 152,59\mu V \quad (10)$$

$$R_{AI(10)} = \frac{+10 - (-10)}{2^{16}} = \frac{20}{2^{16}} = 305,18\mu V \quad (11)$$

$$R_{AO(10)} = \frac{+10 - (-10)}{2^{16}} = \frac{20}{2^{16}} = 305,18\mu V \quad (12)$$

5.2 SISTEMA DE MEDIDA DE POSIÇÃO

A seguir, nos tópicos 5.2.1 a 5.2.8, são apresentadas as principais características do sistema de medida do Fabry-Pérot, de acordo com o manual técnico do fabricante (FOGALE, 2008). A seção 5.4 apresenta uma análise estatística experimental do ruído do sistema de medida.

5.2.1 Faixa de medição

O sistema de medida do Fabry-Pérot possui seis sensores FOGALE MCC10HS com faixa de medição (FM_{sensor}) de $1mm$, que é mais do que o suficiente para medir a faixa de deslocamento entre os espelhos do Fabry-Pérot, que é de até $400\mu m$. Cada um dos seis sensores capacitivos possui um módulo de conversão de capacitância para tensão, modelo MC900, sendo três com uma faixa de medição ($FM_{módulo_{200}}$) ajustável com valor máximo de $200\mu m$, e três com uma faixa de medição ($FM_{módulo_{400}}$) ajustável com valor máximo de $400\mu m$. Cada módulo converte os sinais de capacitância, proveniente dos sensores, numa faixa de tensão ($\Delta V_{módulo}$) igual a $10V_{dc}$, linearmente proporcional à distância medida. As saídas dos módulos possuem uma impedância de 50Ω . A faixa de resposta em frequência (BW_{medida}), ou banda passante, do sistema de medida é de $0Hz$ a $10kHz$.

5.2.2 Sensibilidade

No sistema de medida de posição do Fabry-Pérot, a sensibilidade de medida (S_{medida}) indica qual a variação da tensão de saída do módulo obtida em função de uma determinada variação na distância entre o eletrodo de medição do sensor e a superfície alvo de medição. Sendo assim, a sensibilidade é calculada segundo a Equação (13).

$$S_{medida} = \frac{\Delta V_{\text{módulo}}}{FM_{\text{módulo}}} \quad (13)$$

Considerando que $\Delta V_{\text{módulo}} = 10V$, temos que os valores de sensibilidade ($S_{medida_{200}}$) e ($S_{medida_{400}}$) para os módulos com faixa de medição de $200\mu m$ e $400\mu m$, respectivamente, são:

$$S_{medida_{200}} = \frac{\Delta V_{\text{módulo}}}{FM_{\text{módulo}_{200}}} = \frac{10V}{200\mu m} = \frac{50mV}{\mu m} = 50\mu V/nm \quad (14)$$

$$S_{medida_{400}} = \frac{\Delta V_{\text{módulo}}}{FM_{\text{módulo}_{400}}} = \frac{10V}{400\mu m} = \frac{25mV}{\mu m} = 25\mu V/nm \quad (15)$$

5.2.3 Linearidade

Conforme mencionado no tópico 5.2.1, o módulo conversor MC900 tem a função de transformar o sinal proveniente do sensor capacitivo em uma tensão proporcional ao valor da distância medida, de forma linearmente proporcional. De acordo com o fabricante, no entanto, esta relação não é perfeitamente linear na prática, ou seja, pode haver algum desvio em relação ao comportamento linear ideal do sistema de medida. A medida deste desvio, denominada de erro de linearidade (EL_{medida}), é quantificada pelo fabricante como sendo uma fração da faixa de medição $FM_{\text{módulo}}$ do módulo, e afeta apenas medidas absolutas.

A Equação (16) e a Equação (17) mostram a magnitude do erro de linearidade para os módulos com faixas de medição de $200\mu m$ e $400\mu m$, respectivamente.

$$EL_{medida_{200}} = \pm 0,07\% \cdot FM_{\text{módulo}_{200}} = \pm 0,07\% \cdot 200\mu m = \pm 140nm \quad (16)$$

$$EL_{medida_{400}} = \pm 0,06\% \cdot FM_{\text{módulo}_{400}} = \pm 0,06\% \cdot 400\mu m = \pm 240nm \quad (17)$$

5.2.4 Repetibilidade

A repetibilidade é um termo estatístico associado à precisão. No sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, este termo refere-se à habilidade do sensor de medir precisamente a mesma capacitância para uma mesma distância entre o eletrodo de medição do sensor e a superfície alvo, para medições distintas realizadas nas mesmas condições.

De acordo com o fabricante, os módulos possuem repetibilidade ($RPT_{\text{módulo}}$) estatística menor do que $0,001\%$ da faixa de medição do módulo, conforme mostram a Equação (18) e a Equação (19) para os módulos de $200\mu m$ e $400\mu m$, respectivamente.

$$RPT_{módulo_{200}} < 0,001\% \text{ rms} \cdot FM_{módulo_{200}} = 0,001\% \cdot 200\mu m = 2nm \text{ rms} \quad (18)$$

$$RPT_{módulo_{400}} < 0,001\% \text{ rms} \cdot FM_{módulo_{400}} = 0,001\% \cdot 400\mu m = 4nm \text{ rms} \quad (19)$$

5.2.5 Resolução

No sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, a resolução de medida refere-se à menor variação de deslocamento mensurável pelo sistema de medida. De acordo com o fabricante, os sensores capacitivos MCC10HS possuem resolução não nula, cuja magnitude depende da frequência de operação $f_{op_{módulo}}$ do módulo de conversão. Os módulos MC900 possuem um seletor de banda de frequência de operação, que varia de $1Hz$ a $10kHz$. No caso dos módulos do Fabry-Pérot, esta banda é fixada em $10kHz$. Sendo assim, a resolução RES_{sensor} do sensor é dada pela Equação (20).

$$RES_{sensor} = 0,4 \cdot \frac{nm \text{ rms}}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{f_{op_{módulo}}} = 0,4 \cdot \frac{nm \cdot rms}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{10kHz} = 40nm \text{ rms} \quad (20)$$

5.2.6 Ruído eletrônico

O ruído eletrônico aparece na tensão de saída do módulo MC900. De acordo com o fabricante, o ruído eletrônico $RD_{módulo}$ do módulo MC900, para uma frequência de operação de $10kHz$, é uma fração da faixa de medição $FM_{módulo}$, conforme mostram a Equação (21) e a Equação (22) para os módulos de $200\mu m$ e $400\mu m$, respectivamente.

$$RD_{módulo_{200}} = 0,005\% \text{ rms} \cdot FM_{módulo_{200}} = 0,005\% \text{ rms} \cdot 200\mu m = 10nm \text{ rms} \quad (21)$$

$$RD_{módulo_{400}} = 0,005\% \text{ rms} \cdot FM_{módulo_{200}} = 0,005\% \text{ rms} \cdot 400\mu m = 20nm \text{ rms} \quad (22)$$

5.2.7 Precisão

A precisão de um instrumento de medida refere-se à concordância entre suas sucessivas medições. Na prática, a precisão é usualmente calculada como sendo o desvio padrão de um conjunto de medidas. Na teoria, a precisão pode ser definida como sendo a raiz quadrada da soma dos quadrados de todos os possíveis desvios estocásticos especificados para o instrumento. No caso do sistema de medida do Fabry-Pérot, os desvios estocásticos especificados são a repetibilidade $RPT_{módulo}$ do módulo, a resolução RES_{sensor} do sensor e o ruído eletrônico $RD_{módulo}$ do módulo. Sendo assim, a precisão $PREC_{medida}$ de medida teórica do sistema de medida do Fabry-Pérot é tal como mostrado na Equação (23) e na Equação (24), para os módulos de $200\mu m$ e $400\mu m$, respectivamente.

$$PREC_{medida_{200}} = \sqrt{(RPT_{módulo_{200}})^2 + (RES_{sensor})^2 + (RD_{módulo_{200}})^2} = \sqrt{2^2 + 40^2 + 10^2} = 41,28 \text{ nm rms} \quad (23)$$

$$PREC_{medida_{400}} = \sqrt{(RPT_{módulo_{400}})^2 + (RES_{sensor})^2 + (RD_{módulo_{400}})^2} = \sqrt{4^2 + 40^2 + 20^2} = 44,90 \text{ nm rms} \quad (24)$$

5.2.8 Gradiente térmico

O gradiente térmico é um parâmetro que afeta as medições absolutas feitas pelo módulo MC900, em função da variação da temperatura de operação deste instrumento, conforme mostra a Equação (25) e a Equação (26), para os módulos de $200\mu m$ e $400\mu m$, respectivamente.

$$gradT_{módulo_{200}} < (0,002\%/^{\circ}C) \cdot FM_{módulo_{200}} = (0,002\%/^{\circ}C) \cdot 200\mu m = 4nm/^{\circ}C \quad (25)$$

$$gradT_{módulo_{400}} < (0,002\%/^{\circ}C) \cdot FM_{módulo_{400}} = (0,002\%/^{\circ}C) \cdot 400\mu m = 8nm/^{\circ}C \quad (26)$$

Em termos de temperatura, o fabricante recomenda que a temperatura ambiente seja controlada preferencialmente entre $5^{\circ}C$ e $40^{\circ}C$, não excedendo a faixa de $-10^{\circ}C$ a $70^{\circ}C$. A faixa de temperatura ambiente onde se encontra o telescópio é de $-10^{\circ}C$ a $+25^{\circ}C$. Nesta faixa, a máxima variação térmica de deslocamento pode ser de até $140nm$, para o módulo de $200\mu m$, e de até $280nm$, para o módulo de $400\mu m$.

5.3 SISTEMA DE ATUAÇÃO

5.3.1 Atuadores piezoelétricos

5.3.1.1 Parâmetros gerais

A seguir, na Tabela 4, são apresentados os valores nominais dos principais parâmetros do atuador piezoelétrico modelo APA400MML, de acordo com o catálogo do fabricante.

Tabela 4: Valores nominais dos principais parâmetros do atuador piezoelétrico APA400MML

Parâmetro	Valor	Unidade
Faixa de tensão de alimentação (ΔV_{pzt})	-20 a ± 150	Vdc
Faixa de deslocamento (ΔD_{pzt})	344	μm
Capacitância (C_{pzt})	10	μF
Frequência de ressonância ($F_{r_{pzt}}$) com fixação livre-livre	2738	Hz
Frequência de ressonância ($F_{r_{pzt}}$) com fixação bloqueado-livre	634	Hz

Parâmetro	Valor	Unidade
Tempo de resposta (tr_{pzt}) com fixação livre-livre	0,18	<i>ms</i>
Tempo de resposta (tr_{pzt}) com fixação bloqueado-livre	0,79	<i>ms</i>
Resolução ¹ (R_{pzt})	3,4	<i>nm</i>
Massa (M_{pzt})	47,5	<i>g</i>
Rigidez (K_{pzt})	0,5	<i>N/μm</i>
Força de bloqueio (Fb_{pzt})	189	<i>N</i>
Índice de variação termomecânico (K_t)	3,38	<i>μm/°K</i>
Dimensões aproximadas (L x A x P)	78 × 20 × 11,5	<i>mm</i>
Histerese	16 < <i>H</i> < 20	%
Fator de deriva	Não especificado	

Fonte: CEDRAT Technologies, 2013

Os atuadores piezoelétricos são dispositivos normalmente projetados de maneira customizada de acordo com cada aplicação. Sendo assim, os valores dos parâmetros apresentados na Tabela 4, para o atuador APA400MML, servem apenas como referência, podendo variar de uma peça para a outra. Desta forma, para que o sistema de atenuação das não linearidades dos piezos pudesse ser adequadamente projetado e validado, tornou-se necessário o levantamento experimental de alguns dos parâmetros dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot: magnitude da histerese, fator de deriva, capacitância, curva de resposta em frequência e modelo dinâmico linear aproximado.

A seguir, nos itens 5.3.1.2 a 5.3.1.7, serão apresentados os valores experimentais obtidos para cada um destes parâmetros.

5.3.1.2 Magnitude da Histerese

Para levantamento das curvas de histerese dos três atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot (Piezo A, Piezo B e Piezo C), foi montado um experimento no qual estes piezos foram submetidos a um sinal de excitação senoidal com uma amplitude de 83.7V, um nível de DC de 65.1V e com uma frequência de 1Hz. A Figura 33, a Figura 34 e a Figura 35 mostram, respectivamente, as curvas de histerese obtidas

¹ Valor de resolução válido para uma relação sinal/ruído de 100dB do sinal de excitação.

para os piezos A, B e C. O deslocamento relativo dos piezos foi medido com o uso do sistema de medida capacitivo do Fabry-Pérot.

Figura 33: Curva de histerese do Piezo A com sinal de excitação senoidal de 1Hz

Fonte: Autor

Figura 34: Curva de histerese do Piezo B com sinal de excitação senoidal de 1Hz

Fonte: Autor

Figura 35: Curva de histerese do Piezo C com sinal de excitação senoidal de 1Hz

Fonte: Autor

Utilizando-se a métrica de cálculo da magnitude da histerese da Equação (6), apresentada no tópico 4.5.1.2, foram obtidos os seguintes valores aproximados de magnitude de histerese dos piezos A, B e C do Fabry-Pérot:

- $H_A = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% = \frac{154,6 - 97,44}{300,9 - 0,2594} \times 100\% \cong 19,01\%;$
- $H_B = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% = \frac{149,9 - 91,22}{302,04 - 0,2205} \times 100\% \cong 19,42\%;$
- $H_C = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% = \frac{139,5 - 92,04}{282,3 - 0,1686} \times 100\% \cong 16,82\%;$

Nota-se que a magnitude da histerese dos três piezos está dentro da faixa nominal de valores mostrada na Tabela 4. Entretanto, a magnitude de histerese do piezo C destoa dos valores relativos aos piezos A e B.

5.3.1.3 Sensibilidade

A sensibilidade de deslocamento do piezo (S_{pzt}) indica qual sua variação de deslocamento em função de uma determinada variação na tensão entre seus terminais. Sendo assim, as sensibilidades S_{pztA} , S_{pztB} e S_{pztC} dos piezos A, B e C são calculadas segundo a Equação (27), a Equação (28) e a Equação (29), respectivamente.

$$S_{pztA} = \frac{300,9\mu m}{150V - (-20V)} = 1,77\mu m/V \quad (27)$$

$$S_{pztB} = \frac{302,4\mu m}{150V - (-20V)} = 1,78\mu m/V \quad (28)$$

$$S_{pztC} = \frac{282,3\mu m}{150V - (-20V)} = 1,66\mu m/V \quad (29)$$

5.3.1.4 Fator de deriva

Para a determinação do fator de deriva dos três atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot (Piezo A, Piezo B e Piezo C), foi montado um experimento no qual estes piezos foram submetidos a diversos sinais de excitação do tipo degrau, com diferentes amplitudes e valores iniciais e finais, para toda sua faixa de deslocamento. No total foram realizadas doze simulações, com uma duração aproximada de quinze minutos cada, para cada piezo.

O cálculo do fator de deriva γ , conforme a métrica da Equação (7), apresentada no tópico 4.5.2.2, foi feito com a ajuda da função *lsqcurvefit* do software Matlab®, a qual é utilizada para resolver problemas de mínimos quadrados não lineares. Esta função, a partir de um chute inicial, determina os coeficientes

que melhor representam, no sentido dos mínimos quadrados, uma determinada função ajustada a um determinado par de vetor de dados.

No caso em questão, estamos interessados em determinar o coeficiente γ (fator de deriva), para cada simulação, que melhor representa a função da Equação (7) em relação ao par de vetor de dados $\{t, L\}$ de cada simulação, sendo t o vetor de dados de tempo de simulação e L o vetor de dados de deslocamento relativo.

Os resultados das simulações estão apresentados na Figura 36, na Figura 37 e na Figura 38, respectivamente para os piezos A, B e C. O deslocamento relativo dos piezos foi medido com o uso do sistema de medida capacitivo do Fabry-Pérot.

Figura 36: Fatores de deriva obtidos para o piezo A

Fonte: Autor

Figura 37: Fatores de deriva obtidos para o piezo B

Fonte: Autor

Figura 38: Fatores de deriva obtidos para o piezo C

Fonte: Autor

Observando-se os resultados obtidos para o parâmetro γ , nota-se que não existe um valor único de fator de deriva para cada piezo. Diferentes valores de fator de deriva, na verdade, foram obtidos em função da amplitude e dos valores iniciais e finais do sinal de excitação, numa faixa de $0,0017\% < \gamma < 8.863\%$. Os maiores valores de γ foram obtidos nas simulações com degraus de tensão com amplitudes negativas e a partir de $u_{pzt} = 0$, ao passo que os menores valores de γ foram obtidos para valores de u_{pzt} próximos do limite máximo (ΔV_{pzt}).

5.3.1.5 Capacitância

A fim de verificar os valores de capacitância dos piezos A, B e C do Fabry-Pérot, um multímetro digital de bancada modelo Agilent 34410A foi utilizado para medir a capacitância destes piezos diretamente em seus terminais.

As medidas foram feitas com os piezos descarregados, mais de doze horas após o último uso. Os valores de capacitância obtidos estão apresentados na Tabela 5. Observando-se os valores desta tabela, verifica-se que os valores de capacitância medidos estão abaixo do valor nominal de $10\mu F$ (Tabela 4).

Tabela 5: Valores de capacitância medidos dos piezos A, B e C do Fabry-Pérot

Piezo	Capacitância (μF)
A	5,457
B	5,679
C	5,557

Fonte: Autor

5.3.1.6 Resposta em frequência

A fim de verificar de forma mais precisa os valores de frequência de ressonância ($f_{r_{pzt}}$) e frequência de corte ($f_{c_{pzt}}$) dos piezos, bem como o comportamento geral do deslocamento dos piezos, um analisador de espectro, modelo HP35665A, foi utilizado para fazer uma varredura em frequência numa larga faixa ($1Hz$ a $3000Hz$), aplicando-se um sinal senoidal com amplitude de $1V_{pp}$.

Com este experimento, foi possível obter os diagramas de Bode dos piezos A, B e C do Fabry-Pérot, conforme mostram a Figura 39, a Figura 40 e a Figura 41, respectivamente. As curvas de amplitude e fase referem-se ao deslocamento relativo dos piezos, o qual foi medido com o uso sistema de medida capacitivo do Fabry-Pérot.

Figura 39: Diagrama de Bode do piezo A

Fonte: Autor

Figura 40: Diagrama de Bode do piezo B

Fonte: Autor

Figura 41: Diagrama de Bode do piezo C

Fonte: Autor

Analisando-se os resultados obtidos, observa-se que os três piezos possuem dois picos de ressonância, o primeiro em torno de 680Hz e o segundo em torno de 1760Hz . Nas vizinhanças dos picos de ressonância, a defasagem torna-se significativa, chegando a quase -250° . Entre as duas regiões de ressonância, em torno da frequência de 850Hz , os três piezos apresentam um pico de antirressonância. Nota-se também que, para valores de frequência de excitação de até 100Hz , os piezos não apresentam defasagem significativa. A frequência de corte dos piezos está acima de 2100Hz .

A Tabela 6 apresenta um resumo dos principais parâmetros experimentais obtidos a partir das curvas de resposta em frequência dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot.

Tabela 6: Parâmetros experimentais obtidos a partir dos diagramas de Bode dos piezos A, B e C

Parâmetro	Piezo A	Piezo B	Piezo C
Primeira frequência de ressonância (Hz)	675,8	690,8	672
Segunda frequência de ressonância (Hz)	1767	1740	1793
Frequência de antirressonância (Hz)	863,2	840,7	840,7
Frequência de corte (Hz)	2134	2138	2190

Fonte: Autor

5.3.1.7 Modelo dinâmico linear

No trabalho apresentado por Arcila, 2014, foram desenvolvidos modelos dinâmicos lineares dos três atuadores piezelétricos do Fabry-Pérot do BTFI, cujas curvas de resposta em frequência mostraram um grau de semelhança significativo em relação às curvas reais mostradas na Figura 39, na Figura 40 e na Figura 41. Os modelos foram obtidos a partir de um processo de identificação, com o uso da ferramenta de identificação do software Matlab®. As funções de transferência dos piezos A, B e C são apresentadas pela Equação (30), Equação (31) e Equação (32), respectivamente.

$$G_{piezoA} = \frac{5.423^{13} s^2 + 5.883^{15} s + 1.595^{21}}{2.942^7 s^4 + 6.916^9 s^3 + 4.155^{15} s^2 + 4.4^{17} s + 6.535^{22}} e^{-(7^{-5})s} \quad (30)$$

$$G_{piezoB} = \frac{5.563^{13} s^2 + 5.878^{15} s + 1.552^{21}}{2.79^7 s^4 + 6.568^9 s^3 + 3.863^{15} s^2 + 4.166^{17} s + 6.286^{22}} e^{-(7^{-5})s} \quad (31)$$

$$G_{piezoC} = \frac{5.819^{13} s^2 + 6.148^{15} s + 1.624^{21}}{2.79^7 s^4 + 6.6^9 s^3 + 4.039^{15} s^2 + 4.261^{17} s + 6.313^{22}} e^{-(7^{-5})s} \quad (32)$$

A Figura 42 apresenta as curvas de resposta em frequência real e teórica (do modelo) de um dos piezos. A curva na cor azul representa a resposta real e a curva na cor vermelha representa a resposta do modelo.

Figura 42: Curvas de resposta em frequência real e teórica de um dos piezos

Fonte: Arcila, 2014

A Figura 43 mostra a resposta real ao degrau típica dos piezos. Nota-se um comportamento bastante oscilante, conforme esperado, em razão da característica ressonante dos piezos.

Figura 43: Resposta ao degrau típica dos piezos

Fonte: Arcila, 2014

5.3.2 Driver de acionamento dos atuadores piezoelétricos

As características do driver de acionamento dos piezos por tensão, o qual foi brevemente apresentado no tópico 3.3.2, estão apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros do driver de acionamento dos piezos por tensão

Parâmetro	Valor
Faixa de tensão (V_{dc})	-20 a ± 150
Ganho de tensão absoluto	20
Corrente máxima (mA)	100
Frequência de corte (Hz)	50
Tensões de alimentação (V_{dc})	$+10$; ± 15 ; -20 ; ± 80

Fonte: Autor

O driver utiliza uma fonte de tensão linear com os valores indicados na Tabela 7. Uma vez que o ganho do driver é de vinte, é necessário um sinal de tensão na entrada na faixa de $-1V$ a $\pm 7.5V$, para que se possa obter um sinal na saída do driver que abranja toda a faixa de alimentação do piezos, ou seja, de $-20V$ a $\pm 150V$. A Figura 44 apresenta o diagrama de blocos do driver.

Sendo assim, uma análise experimental de ruído foi realizada com os sistemas de aquisição, medida e atuação, avaliando-se o desvio padrão σ do sinal temporal de tensão medido através de uma das entradas analógicas da placa de aquisição.

Para tanto, foram utilizados os seguintes componentes de hardware:

- i. Entrada analógica AI0, por parte do sistema de aquisição;
- ii. Um dos módulos de conversão de $400\mu m$ (Módulo 1), por parte do sistema de medida;
- iii. Piezo B, por parte do sistema de atuação.

A aquisição dos dados foi feita nas seguintes condições:

- Frequência de amostragem igual a $10kHz$, com um total de 50.000 pontos coletados;
- Resolução da entrada analógica $R_{AI(1)} = 30,518\mu V$, o seja, a faixa de medição utilizada foi de $\pm 1V$.

O desvio padrão σ do ruído foi medido em quatro configurações distintas:

1. Medição do ruído da entrada analógica AI0 em curto-circuito. (Ruído referente ao PC em conjunto com o sistema de aquisição);
2. Medição do ruído da entrada analógica AI0 conectada ao cabo de interligação entre a placa de aquisição (DAQ) e a saída do módulo MC900. (Ruído referente ao PC em conjunto com o sistema de aquisição + ruído referente ao cabeamento);
3. Medição do ruído da entrada analógica AI0 conectada à saída do módulo MC900 através do cabeamento do item 2. Nesta configuração, o módulo recebe o sinal de capacitância de um sensor capacitivo posicionado próximo a uma superfície alvo rígida em repouso (ruído referente ao PC em conjunto com o sistema de aquisição + ruído referente ao cabeamento + ruído referente ao sistema de medida);
4. Medição do ruído da entrada analógica AI0 conectada à saída do módulo MC900 através do cabeamento do item 2. Nesta configuração, o módulo recebe o sinal de capacitância de um sensor capacitivo posicionado próximo a superfície de medição do piezo B, o qual permanece em repouso e com seus terminais de alimentação elétrica em curto-circuito. (Ruído referente ao PC em conjunto com o sistema de aquisição + ruído referente ao cabeamento + ruído referente ao sistema de medida + ruído referente ao atuador piezoelétrico).

A seguir, na Figura 45, Figura 46, Figura 47 e Figura 48 são apresentados, respectivamente, as amplitudes dos espectros unilaterais dos sinais coletados referentes às Configurações 1, 2, 3 e 4.

Figura 45: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 1)

Fonte: Autor

Figura 46: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 2)

Fonte: Autor

Figura 47: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 3)

Fonte: Autor

Figura 48: Amplitude do espectro unilateral do sinal de deslocamento (Configuração 4)

Fonte: Autor

A seguir, na Tabela 8, são apresentados os valores de desvio padrão σ dos sinais mostrados na Figura 45, Figura 46, Figura 47 e Figura 48, respectivamente referentes às Configurações 1, 2, 3 e 4. Os valores de desvio padrão, em nanômetros, são calculados dividindo-se o valor do desvio padrão, em μV , pela sensibilidade $S_{medida_{400}}$, em nm , do módulos de conversão de $400\mu m$.

Tabela 8: Desvio padrão do ruído dos sinais coletados

Configuração	Desvio padrão σ (μV)	Desvio padrão σ (nm)
1	25,8	1,03
2	27,4	1,1
3	770,5	30,8
4	762,5	30,5

Fonte: Autor

Observando-se os dados da Tabela 8, podemos tirar as seguintes conclusões:

- I. O valor de desvio padrão calculado na Configuração 1 é menor do que o valor da resolução de medida $R_{AI(1)}$ das entradas analógicas da placa de aquisição, na faixa de medição utilizada ($\pm 1V$). Conclui-se, portanto, que o nível de ruído $\sigma_{PC/DAQ}$ do PC em conjunto com a placa de aquisição é tal que $\sigma_{PC/DAQ} \ll R_{AI(1)} = 30,518\mu V$;
- II. O valor de desvio padrão calculado na Configuração 2 é praticamente o mesmo do valor calculado para a Configuração 1, o que sugere que o ruído σ_{cabo} do cabeamento entre a placa de aquisição e o módulo de conversão não é significativo ($\sigma_{cabo} \ll \sigma_{PC/DAQ}$);
- III. O valor de desvio padrão calculado na Configuração 3, com a introdução do sistema de medida, é muito maior do que valor calculado para a Configuração 2, o que mostra que o ruído do sistema de medida σ_{medida} é muito maior do que o ruído do PC e da DAQ ($\sigma_{medida} \gg \sigma_{PC/DAQ}$);
- IV. O sistema de medida introduz componentes de ruído com amplitudes significativas entre $4500Hz$ e $5000Hz$.
- V. O valor de desvio padrão calculado na Configuração 3 é praticamente o mesmo do valor calculado para a Configuração 4, o que sugere que o nível de ruído do piezo σ_{piezo} não é significativo perto do ruído do sistema de medida ($\sigma_{piezo} \ll \sigma_{medida}$);
- VI. O nível de ruído do sistema de medida σ_{medida} é, na prática, menor do que o valor teórico de precisão esperado ($\sigma_{medida} = 30,8 nm rms < PREC_{medida_{400}} = 44,90 nm rms$);
- VII. Entre todos os componentes, o sistema de medida é o que possui maior contribuição em termos de ruído.

A seguir, na Figura 49, são apresentados, sobrepostos, os sinais temporais da Figura 45, Figura 46, Figura 47 e Figura 48, respectivamente referentes às Configurações 1, 2, 3 e 4. Na legenda, a sigla STD refere-se ao desvio padrão.

Figura 49: Amplitude do espectro unilateral dos sinais de deslocamento (Configurações 1, 2, 3 e 4)

Fonte: Autor

Os resultados obtidos nestes ensaios nos permitem determinar a contribuição relativa de ruído de cada um dos componentes de hardware do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, conforme efetivamente mostrado. No entanto, especificamente em relação ao sistema de medida, não se pode dizer com certeza qual o valor absoluto de seu nível ruído. Isto porque, ao longo de todo o projeto, diferentes configurações de hardware foram utilizadas, com o uso de diferentes PCs, placas de aquisição, cabos, slots PCI do PC etc. Dentre todas os experimentos realizados, diferentes valores de ruído de posicionamento foram obtidos, sendo que no melhor dos casos o ruído foi ainda menor do que os valores obtidos nas Configurações 3 e 4, nas mesmas condições de aquisição de dados. No pior dos casos, valores de ruído de posicionamento da ordem de 300nm rms foram obtidos.

A Figura 50 mostra o sinal temporal e a amplitude do espectro unilateral do ruído de posicionamento obtido no melhor caso. O desvio padrão de posicionamento obtido foi de $7,19\text{nm}$.

Figura 50: Sinal temporal (esquerda) e amplitude do espectro unilateral (direita) do ruído de posicionamento

Fonte: Autor

A Figura 51 mostra amplitude do espectro unilateral do melhor caso obtido, mostrado na Figura 50, sobreposto à amplitude do espectro unilateral da Figura 47 (Configuração 3). O sistema de medida utilizado em ambos os casos foi o mesmo, porém os resultados se mostraram bastante diferentes. Nota-se que a amplitude do sinal espectral, no melhor caso, é significativamente menor do que a amplitude do sinal espectral referente à Configuração 3. Além disso, no melhor caso a amplitude do sinal espectral é homogênea ao longo de todo o espectro, sem os elevados picos apresentados pelo sinal da Configuração 3, na faixa de frequência entre 4500Hz e 5000Hz.

A razão pela qual os valores de ruído de posicionamento encontrados são tão diferentes, nos diferentes experimentos realizados ao longo do projeto, ainda permanece aberta para discussões. Porém, notou-se que a equalização dos pontos de aterramento dos diversos equipamentos mostrou-se um fator importante para a obtenção de melhores resultados.

Figura 51: Amplitude do espectro unilateral do sinal de tensão

Fonte: Autor

6 ATENUAÇÃO DOS FENÔMENOS NÃO-LINEARES DOS ATUADORES PIEZOELÉTRICOS DO FABRY-PÉROT

6.1 ESCOLHA DA SOLUÇÃO

Conforme já mencionado, o ruído total de posicionamento σ_{total} dos espelhos do Fabry-Pérot deve ser limitado a $3nm\ rms$. Na seção 5.4, foi mostrado que o ruído σ_{medida} obtido do sistema de medida, no melhor dos casos, foi ligeiramente superior a $7nm\ rms$, para uma frequência de corte de $10kHz$. Isto significa que σ_{medida} é superior ao aceitável para esta frequência de corte.

Para lidar com este problema, duas soluções de contorno são possíveis:

1. Diminuir a banda passante do sistema de medida até que o ruído de medida esteja abaixo de $3nm\ rms$, o que penaliza o desempenho do sistema de controle;
2. Substituir o sistema de medida.

Ambas as soluções podem ser otimizadas se impusermos que $\sigma_{medida} \cong \sigma_{total} = \sqrt{\sigma_{medida}^2 + \sigma_{outros}^2}$, isto é, que σ_{medida} seja tal que $\sigma_{medida} \leq 3nm\ rms$. Isto requer que o ruído σ_{outros} , correspondente à soma dos ruídos de todos os sistemas do Fabry-Pérot, com exceção do sistema de medida, seja muito menor do que o ruído σ_{medida} do sistema de medida, ou seja, que $\sigma_{outros} \ll \sigma_{medida}$. Para tanto, basta fazer com que $\sigma_{outros} \cong 0,3nm\ rms$.

Desta forma, para a primeira solução obteríamos uma otimização da banda passante, e para a segunda solução, a possibilidade de substituição do sistema de medida por outro de menor precisão possível, ou seja, com ruído de $3nm\ rms$ para a banda passante do sistema de controle.

Os ruídos advindos dos demais subsistemas (σ_{outros}) são de natureza eletrônica, conforme apresentado no Capítulo 5, e de natureza não linear, conforme apresentado na seção 4.5. Os ruídos de natureza eletrônica podem ser minimizados de forma relativamente simples, através da aplicação de um projeto eletrônico suficientemente adequado, utilizando técnicas bem conhecidas e difundidas. Os ruídos em decorrência dos efeitos não lineares dos piezos, por sua vez, são muito mais difíceis de minimizar, sendo necessário para tanto o estudo e a aplicação de técnicas específicas para atenuação destes efeitos.

No projeto do Fabry-Pérot, além da necessidade de aplicação de técnicas para redução dos fenômenos não lineares dos piezos, para minimização de σ_{outros} , destaca-se ainda o fato de que o driver de acionamento dos piezos já existente não atender às necessidades do projeto, de acordo com as razões expostas no tópico 5.3.2.

A partir destas considerações, foram levantados os seguintes pontos a serem levados em conta na escolha da solução para atenuação das não linearidades dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot:

- I. Capacidade de atenuar ambos os fenômenos não lineares (histereze e *creep*) dos atuadores piezoelétricos;
- II. Utilização como driver de acionamento dos piezos;
- III. Não limitar os requisitos de desempenho do sistema;

No que se refere à redução da histereze, diversas técnicas foram desenvolvidas, e inúmeros trabalhos já foram publicados a respeito. Dentre as soluções pesquisadas para esta finalidade, dois métodos se destacam:

- i. Modelagem da histereze através de modelos de Preisach (Ge 1997), de Maxwell (Goldfarb 1997) ou então baseados em equações polinomiais (Comeaga, 1999);
- ii. Acionamento dos atuadores por carga elétrica, via sistema de realimentação digital (Bazghaleh, 2010) ou via eletrônica de comando analógica (Huang, 2010 e Agnus, 2003).

A prática de inversão dos modelos matemáticos de histereze é comumente utilizada para fins de pré-compensação. No entanto, apesar de sua reconhecida importância, tais modelos apresentam alguns inconvenientes. Primeiro, estes são predominantemente estáticos (Bazghaleh, 2010), o que faz com que o erro de modelagem aumente na medida em que a frequência de operação aumenta. Segundo, é necessária uma quantidade significativa de cálculos para que os parâmetros de modelo de cada atuador piezoelétrico possam ser adequadamente determinados.

Em relação ao método de atenuação de histereze via acionamento por carga, o mesmo se baseia no princípio de que o deslocamento do atuador piezoelétrico é proporcional à carga elétrica aplicada em seus terminais (Agnus, 2003). Existem basicamente duas formas de aplicar este conceito: via sistema de realimentação digital ou via eletrônica de comando analógica. Na forma digital, um sistema realimentado é utilizado para estimar a carga elétrica armazenada pelo piezo e ajustá-la a um sinal de referência de carga elétrica desejado. Esta forma de implementação possui a vantagem de ser relativamente simples de implementar, mas esbarra em problemas de precisão na estimação da carga devido às limitações dos conversores digital-analógicos, além de necessitar de um driver de potência para acionamento dos piezos. Na forma analógica, um amplificador linear de potência é normalmente utilizado para alimentar o piezo, numa configuração que garante que a carga armazenada pelo mesmo seja proporcional ao sinal de tensão de entrada do circuito.

No que se refere à redução do efeito de escorregamento dos piezos, não foram encontrados materiais que tratem especificamente deste fenômeno, ou que deem o mesmo tratamento e atenção dados ao fenômeno da histereze. Em Bazghaleh, 2010 são apresentadas algumas formas de atenuação do

escorregamento, porém todas estão associadas ao método de redução de histerese com acionamento por carga em ambiente digital. Na maioria dos casos, o efeito de escorregamento é deixado para ser lidado pelo sistema de controle. Conforme já discutido neste documento, no entanto, o uso de um compensador em malha fechada, por si só, acaba transferindo o problema do *creep* para o sinal de controle, deixando-o sujeito à saturação. Esta prática, portanto, não resolve efetivamente o problema.

Dentre os trabalhos pesquisados, foi encontrada uma única solução que oferecia a possibilidade de cobrir os pontos I, II e III citados nesta seção. A solução consiste em aplicar um comando híbrido de acionamento dos piezos por carga e tensão, com o uso de um amplificador linear. Esta técnica foi implementada por Agnus, 2003, o qual se baseou numa solução original de acionamento por carga desenvolvida por Comstock, 1981. Sendo assim, esta foi a solução escolhida para atenuação da histerese e do *creep* dos atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot.

6.2 CARACTERIZAÇÃO DA SOLUÇÃO

Nesta seção é feita a caracterização da solução escolhida, a qual consiste do acionamento dos piezos por carga e tensão, de maneira conjunta. Primeiramente, nos tópicos 6.2.1 e 6.2.2, é feita a caracterização individual dos métodos de acionamento por tensão e acionamento por carga, e em seguida, no tópico 6.2.3, é feita a caracterização detalhada da técnica que combina ambos os métodos. Para o projeto apresentado nesta dissertação, foi feita uma modificação da implementação original apresentada na tese de Agnus, 2003. As duas implementações, original e modificada, encontram-se apresentadas nos itens 6.2.3.1 e 6.2.3.2, respectivamente.

6.2.1 Acionamento de atuadores piezoelétricos por tensão elétrica

O Driver de Acionamento dos Piezos por Tensão (DAPT), cujo esquemático está representado na Figura 52, consiste de um circuito eletrônico que funciona como um ganho linear de tensão. Neste circuito, o piezo é conectado à saída de um amplificador operacional de alta potência, cuja tensão de saída $V_s(t)$ é proporcional à tensão de entrada $V_e(t)$.

Figura 52: Circuito eletrônico correspondente ao driver de controle por tensão

Fonte: Adaptado de Agnus, 2003

O ganho deste driver é definido pelos valores dos resistores R_1 e R_2 (Boylestad, 2004), conforme apresentado na Equação (33).

O valor da frequência de corte do DAPT (f_{cDAPT}), conforme mostra a Equação (34), é definido em função da máxima corrente elétrica de saída ($i_{s,max}$) que o amplificador operacional é ajustado para fornecer, da amplitude A_s do sinal de saída $V_s(t)$, considerando $V_s(t)$ senoidal, e do valor da capacitância equivalente C_{pzt} do piezo.

$$V_s(t) = V_{sDAPT}(t) = \frac{(R_2 + R_1)}{R_2} \cdot V_e(t) \quad (33)$$

$$f_{cDAPT} = \frac{i_{s,max}}{2 \cdot \pi \cdot A_s \cdot C_{pzt}} \quad (34)$$

6.2.2 Acionamento de atuadores piezoelétricos por carga elétrica

O esquemático do Driver de Acionamento dos Piezos por Carga (DAPC) está representado na Figura 53. Neste circuito, o piezo, com capacitância equivalente C_{pzt} , é conectado à saída de um amplificador operacional de alta potência e a um capacitor de referência C_{ref} conectado ao terra.

Figura 53: Circuito eletrônico correspondente ao driver de controle por carga

Fonte: Adaptado de Agnus, 2003

Nesta configuração, é possível mostrar (Boylestad, 2004) que a tensão V_{Cref} sobre o capacitor C_{ref} é igual à tensão de entrada $V_e(t)$ do circuito. Além disso, a corrente i_- que entra no terminal negativo do amplificador operacional é praticamente zero (da ordem de microampères). Considerando a natureza capacitiva do piezo, pode-se dizer que a saída do circuito possui, portanto, dois capacitores em série, nos quais é aplicada a tensão de saída $V_s(t)$. Sabe-se, a partir da teoria básica de circuitos, que quando uma tensão é aplicada a dois capacitores em série, os mesmos armazenam cargas idênticas. Ou seja, isto equivale a dizer, para o circuito da Figura 53, que:

$$Q_{pzt}(t) = Q_{C_{ref}} = C_{C_{ref}} \cdot V_{Cref} = C_{C_{ref}} \cdot V_e(t) \quad (35)$$

Ou seja, a carga armazenada pelo piezo é proporcional ao sinal de entrada do circuito. E, uma vez que nos atuadores piezoelétricos o deslocamento é linearmente proporcional à carga aplicada aos seus terminais, tem-se que, neste sistema, o deslocamento do piezo é linearmente proporcional ao sinal de entrada $V_e(t)$, determinando assim sua capacidade de mascarar o efeito da histerese do piezo.

De acordo com Agnus, 2003, o que efetivamente acontece neste circuito é que a histerese entre o deslocamento do piezo e a tensão $V_{pzt}(t)$ aplicada aos seus terminais continua existindo. No entanto, devido ao fato de a capacitância C_{pzt} do piezo variar em função da tensão $V_{pzt}(t)$ em seus terminais, isto faz com que a tensão do piezo $V_{pzt}(t)$ e tensão de entrada $V_e(t)$ possuam uma relação correspondente à histerese reversa do piezo. Ou seja, o deslocamento do piezo segue mantendo o comportamento de histerese em relação ao sinal de tensão $V_{pzt}(t)$ aplicado aos seus terminais, mas é linearmente proporcional ao sinal de entrada $V_e(t)$ do driver.

É possível mostrar que a tensão de saída $V_s(t)$ do circuito e a tensão $V_{pzt}(t)$ sobre os terminais do piezo podem ser determinadas de acordo com as Equações (36) e (37), respectivamente. Mostra-se ainda que o valor da frequência de corte (f_{CDAPC}) deste driver é definido em função da máxima corrente elétrica de saída (i_{s_max}) que o amplificador operacional é ajustado para fornecer, da amplitude A_e do sinal de entrada $V_e(t)$, considerando $V_e(t)$ senoidal, e do valor de capacitância C_{Cref} do capacitor C_{ref} em série com o piezo, conforme mostra a Equação (38).

$$V_s(t) = V_{sDAPC}(t) = \frac{(C_{Cref} + C_{pzt})}{C_{pzt}} \cdot V_e(t) \quad (36)$$

$$V_{pzt}(t) = V_s(t) - V_e(t) = \frac{C_{Cref}}{C_{pzt}} \cdot V_e(t) \quad (37)$$

$$f_{CDAPC} = \frac{i_{s_max}}{2 \cdot \pi \cdot A_e \cdot C_{Cref}} \quad (38)$$

6.2.3 Acionamento de atuadores piezoelétricos por carga e tensão elétrica

6.2.3.1 Solução original

A implementação de um sistema eletrônico de acionamento dos piezos por carga e tensão, apresentada por Agnus, 2003, e representada na Figura 54, consiste na combinação dos circuitos de controle por carga (Comstock, 1981) e controle por tensão apresentados nos tópicos 6.2.1 e 6.2.2, através de um mecanismo de chaveamento mecânico. Nesta montagem, o circuito de acionamento por carga é utilizado para reduzir a histerese, ao passo que o circuito de acionamento por tensão é utilizado para reduzir o *creep*.

Basicamente, este sistema funciona de acordo com uma rápida sequência de eventos, a saber:

1. Com os interruptores posicionados para configurar circuito em modo de acionamento por carga, um sinal de comando é enviado à entrada V_e do circuito, o que impõe uma determinada quantidade de carga ao atuador piezoelétrico e, portanto, um determinado deslocamento;
2. Para manter o deslocamento do atuador, sem o efeito do *creep*, é necessário manter a quantidade de carga armazenada em função do sinal de comando, o que por sua vez é possível somente mantendo-se fixa a tensão de saída V_s obtida após a aplicação do sinal de comando. Sendo assim, após o piezo ter concluído o deslocamento em razão do sinal de comando, o sinal de tensão V_s é medido;
3. Os interruptores são posicionados de forma a alterar a configuração do circuito para o modo de acionamento por tensão;
4. Um sinal de comando V_e é aplicado ao circuito, de forma a manter a tensão V_s previamente medida, na saída do circuito. Sendo assim, mantém-se uma tensão constante nos terminais do piezo, após a aplicação da carga.

Portanto, o circuito de acionamento por carga garante uma trajetória, durante o deslocamento do piezo, com histerese reduzida, ao passo que o circuito de acionamento por tensão garante que o deslocamento, em regime permanente, permaneça constante.

Figura 54: Implementação de um sistema de acionamento por carga e tensão proposta por Agnus, 2003

6.2.3.2 Solução modificada

O Driver de Acionamento dos Piezos por Carga e Tensão (DAPCT) modificado está representado na Figura 55. Trata-se de um circuito eletrônico que também consiste de uma combinação dos circuitos de controle por carga e controle por tensão apresentados nos tópicos 6.2.1 e 6.2.2, porém a comutação entre ambas as configurações é feita de forma natural e automática, como será mostrado a seguir.

Figura 55: Circuito eletrônico correspondente ao driver de controle híbrido por carga e tensão

Fonte: Adaptado de Agnus, 2003

No circuito da Figura 55, é possível mostrar que a tensão de saída $V_s(s)$ do circuito e a tensão $V_{pzt}(s)$ sobre os terminais do piezo, no domínio de Laplace, podem ser determinadas de acordo com as Equações (39) e (40), respectivamente. Mostra-se ainda que o valor da frequência de corte (f_{CDAPCT}) deste driver é definido em função da máxima corrente elétrica de saída ($i_{s,max}$) que o amplificador operacional é ajustado para fornecer, da amplitude A_e do sinal de entrada $V_e(t)$, considerando $V_e(t)$ senoidal, e do valor da capacitância do capacitor C_{ref} em série com o piezo, conforme mostra a Equação (41).

$$V_s(s) = V_{SDAPCT}(s) = \frac{(R_{Cref} + R_{pzt})}{R_{Cref}} \cdot \frac{1 + \frac{R_{Cref} \cdot R_{pzt}}{R_{Cref} + R_{pzt}} (C_{Cref} + C_{pzt})s}{1 + (R_{pzt} \cdot C_{pzt})s} \cdot V_e(s) \quad (39)$$

$$V_{pzt}(s) = V_s(s) - V_e(s) = \frac{\frac{R_{pzt}}{R_{Cref}} + (R_{pzt} \cdot C_{Cref})s}{1 + (R_{pzt} \cdot C_{pzt})s} \cdot V_e(s) \quad (40)$$

$$f_{CDAPCT} = f_{CDAPC} = \frac{i_{s,max}}{2 \cdot \pi \cdot A_e \cdot C_{Cref}} \quad (41)$$

Na Equação (40) é possível verificar que, para uma entrada degrau, quando s tende a zero, o ganho da função de transferência tende a R_{pzt}/R_{Cref} , e quando s tende a infinito, o ganho da função de transferência tende a C_{Cref}/C_{pzt} . Do ponto de vista físico, isto significa que quando a frequência do sinal tende a zero, os capacitores C_{pzt} e C_{ref} equivalem a um circuito em aberto, e toda a corrente passa apenas pelos resistores R_{pzt} e R_{Cref} , ou seja, o DAPCT se comporta como um driver de acionamento por tensão. Quando a frequência do sinal tende a infinito, os capacitores C_{pzt} e C_{ref} equivalem a um curto-circuito, e toda a corrente passa apenas por estes, ou seja, o DAPCT se comporta como se fosse um driver de acionamento por carga. Estas características podem ser visualizadas observando-se o diagrama de Bode do DAPCT, mostrado na Figura 56.

Figura 56: Diagrama de Bode do DAPCT com ganho da parte capacitiva maior do que o ganho da parte resistiva

Fonte: Autor

Analisando o gráfico, nota-se que existe uma faixa de frequência de transição na qual o DAPCT não se comporta nem como driver de acionamento por tensão nem como driver de acionamento por carga, e na qual o driver apresenta defasagem entre o sinal de entrada e o sinal de saída. Nos extremos de frequência, o driver não apresenta defasagem.

A corrente elétrica total $i_s(t)$ na saída do driver corresponde à soma das correntes $i_{sc}(t)$ e $i_{sR}(t)$ que passam pelo capacitor C_{ref} e pelo resistor R_{Cref} , respectivamente, em direção ao terra do circuito. O cálculo da corrente i_s é mostrado na Equação (42).

$$i_s(t) = i_{s_C}(t) + i_{s_R}(t) = \left(C_{C_{ref}} \cdot \frac{d}{dt} [V_e(t)] \right) + \left(\frac{V_e(t)}{R_{C_{ref}}} \right) \quad (42)$$

É possível escolher convenientemente valores de R_{pzt} , $R_{C_{ref}}$, C_{pzt} , e $C_{C_{ref}}$ de forma a configurar o driver como uma rede de avanço ou uma rede de atraso (Ogata, 2008). Na rede de avanço, tem-se que $\left(\frac{C_{C_{ref}}}{C_{pzt}} \right) > \left(\frac{R_{pzt}}{R_{C_{ref}}} \right)$, e na rede de atraso, $\left(\frac{R_{pzt}}{R_{C_{ref}}} \right) > \left(\frac{C_{C_{ref}}}{C_{pzt}} \right)$. A constante de tempo τ_{DAPCT} e o intervalo de tempo $t_{transDAPCT}$ de transição entre o patamar de ganho de alta frequência e o patamar de ganho de baixa frequência, para entradas do tipo degrau, são dados pelas Equações (43) e (44), respectivamente.

$$\tau_{DAPCT} = R_{pzt} \cdot C_{pzt} \quad (43)$$

$$t_{transDAPCT} = 5 \cdot \tau_{DAPCT} = 5 \cdot R_{pzt} \cdot C_{pzt} \quad (44)$$

É possível também igualar os termos $\left(\frac{C_{C_{ref}}}{C_{pzt}} \right)$ e $\left(\frac{R_{pzt}}{R_{C_{ref}}} \right)$, de forma que o sistema resultante possua um patamar de ganho homogêneo para qualquer valor de frequência.

No caso do DAPCT, será necessário fazer o casamento dos ganhos em baixa e alta frequência, para que o princípio de chaveamento das soluções de acionamento por carga e tensão, apresentado na implementação original, possa ser reproduzido automaticamente nesta configuração modificada.

Com o balanceamento dos ganhos, obtemos o seguinte comportamento: após a aplicação de um sinal de comando, o piezo se desloca para uma determinada posição, através de uma trajetória com histerese reduzida, pois na transição prevalece a parte capacitiva (acionamento por carga) do circuito. Em seguida, em regime permanente, prevalece a parte resistiva (acionamento por tensão) do circuito que, com o mesmo ganho da parte capacitiva, garante a manutenção do mesmo valor de tensão na saída obtido após a aplicação do sinal de comando, o que por sua vez garante que o valor de deslocamento obtido inicialmente permaneça fixo (sem *creep*), da mesma forma que na implementação original.

6.3 ARQUITETURA DE HARDWARE DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DOS PIEZOS POR CARGA E TENSÃO

Esta seção apresenta as arquiteturas de hardware preliminar e detalhada do DAPCT. A arquitetura preliminar apresenta os requisitos mínimos para o dimensionamento dos componentes eletrônicos deste sistema, a fim de que o mesmo seja capaz de atender aos requisitos técnicos de desempenho de alto nível do interferômetro Fabry-Pérot nos modos de operação apresentados na seção 3.2. A arquitetura detalhada apresenta os requisitos completos para o dimensionamento dos componentes eletrônicos,

bem como as características e os parâmetros reais dos componentes escolhidos conforme os requisitos definidos na arquitetura preliminar, e consolidados na arquitetura detalhada.

6.3.1 Arquitetura preliminar

6.3.1.1 Ganho

No Fabry-Pérot, o DAPCT deverá ser capaz de amplificar o seu sinal de tensão de entrada $V_e(t)$ com um ganho que seja suficientemente grande para que o piezo possa ser alimentado em toda sua faixa de tensão de operação, ou seja, de $-20V_{dc}$ a $+150V_{dc}$. Desta forma, o ganho a ser dimensionado para o DAPCT depende da faixa de tensão de saída da placa de controle que irá alimentá-lo. Já foi discutido, no tópico 3.5.1 deste documento, que a placa de controle atual do Fabry-Pérot não atende aos requisitos do projeto. Consequentemente, o parâmetro de tensão de saída da placa de controle não está definido, uma vez que o projeto de uma nova placa ainda não foi desenvolvido. Entretanto, admitindo-se que a nova placa seja capaz de fornecer, no mínimo, a mesma faixa de tensão de saída da nova placa de controle, ou seja, no mínimo tensões entre $-1V_{dc}$ e $+7.5V_{dc}$, tem-se que o DAPCT deve ter um ganho mínimo $G_{dapct_{min}}$ que garanta que, quando a tensão na sua entrada for igual à máxima tensão $V_{e_{max}}$ fornecida pela placa de controle ($+7.5V$), o piezo tenha a máxima tensão de alimentação $V_{pzt_{max}}$ em seus terminais ($+150V$), e quando a tensão na sua entrada for igual a mínima tensão $V_{e_{min}}$ fornecida pela placa de controle ($-1V$), o piezo tem a mínima tensão de alimentação $V_{pzt_{min}}$ em seus terminais ($-20V$). Esta hipótese está ainda de acordo com a CEDRAT, que recomenda ganho igual a vinte nos drivers de acionamento dos seus piezos.

Sendo assim, temos que:

$$V_{s_{max}} = G_{DAPCT} \cdot V_{e_{max}} = G_{DAPCT} \cdot (+7.5V) = V_{e_{max}} + V_{pzt_{max}} = +7.5V + 150V \quad (45)$$

$$V_{s_{min}} = G_{DAPCT} \cdot V_{e_{min}} = G_{DAPCT} \cdot (-1V) = V_{e_{min}} + V_{pzt_{min}} = (-1V) + (-20V) \quad (46)$$

Das Equações (45) e (46) obtemos, que $G_{DAPCT} = 21$. Sendo assim, o ganho mínimo $G_{dapct_{min}}$ necessário é tal como mostrado na Equação (47).

$$G_{dapct_{min}} \geq 21 \quad (47)$$

6.3.1.2 Capacitor C_{ref}

A escolha do valor de capacitância C_{Cref} do capacitor C_{ref} depende diretamente do ganho necessário para o sistema. Analisando a Equação (39), e utilizando o Teorema do Valor Inicial para funções no

domínio de Laplace, nota-se que o ganho da parte capacitiva $G_{C_{dapct}}$ do DAPTC, para uma entrada degrau, é dado por:

$$G_{C_{dapct}} = \lim_{s \rightarrow \infty} \left[s \cdot \left(\frac{V_s(s)}{V_e(s)} \right) \right] = \frac{C_{C_{ref}} + C_{pzt}}{C_{pzt}} \quad (48)$$

Cruzando o resultado da Equação (48) com o da Equação (47), temos que o ganho da parte capacitiva deve ser tal que:

$$G_{C_{dapct}} = \frac{C_{C_{ref}} + C_{pzt}}{C_{pzt}} \geq 21 \quad (49)$$

Utilizando este resultado com os valores de capacitância dos piezos da Tabela 5, no tópico 5.3.1.5, temos:

$$C_{C_{ref}} \geq 20 \cdot C_{pzt} = 20 \cdot (5,679\mu F) = 113,58\mu F \quad (50)$$

Portanto, para garantir que o ganho da parte capacitiva obedeça à Equação (47) para o piezo com a maior capacitância (Piezo B), tem-se que a capacitância $C_{C_{ref}}$ deve ser superior ou igual a $113,58\mu F$.

Além do valor de capacitância, o capacitor C_{ref} deve suportar valores de tensão correspondentes a todos os possíveis valores de tensão do sinal de entrada $V_e(t)$, ou seja, de tensões na faixa de $-1Vdc$ e $+7.5Vdc$. Isto implica também que o capacitor não poderá ter polaridade, já que será submetido a tensões positivas e negativas.

6.3.1.3 Resistores R_{pzt} e $R_{C_{ref}}$

De forma análoga ao que foi feito para cálculo do valor de $C_{C_{ref}}$, a escolha do valor dos resistores $R_{C_{ref}}$ e R_{pzt} depende diretamente do ganho necessário para o sistema. Analisando a Equação (39), e utilizando o Teorema do Valor Final para funções no domínio de Laplace, nota-se que o ganho da parte resistiva $G_{R_{dapct}}$ do DAPTC, para uma entrada degrau, é dado por:

$$G_{R_{dapct}} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \cdot \left(\frac{V_s(s)}{V_e(s)} \right) \right] = \frac{R_{C_{ref}} + R_{pzt}}{R_{C_{ref}}} \quad (51)$$

Cruzando o resultado da Equação (51) com o da Equação (47), temos que o ganho da parte capacitiva deve ser tal que:

$$G_{R_{dapct}} = \frac{R_{C_{ref}} + R_{pzt}}{R_{C_{ref}}} \geq 21 \quad (52)$$

Isso implica que:

$$R_{pzt} \geq 20 \cdot R_{C_{ref}} \quad (53)$$

Finalmente, para que os ganhos em baixa e alta frequência sejam equalizados, os resistores R_{pzt} e $R_{C_{ref}}$ devem ser tais que $\left(\frac{R_{pzt}}{R_{C_{ref}}}\right) = \left(\frac{C_{C_{ref}}}{C_{pzt}}\right)$, conforme discutido no tópico 6.2.3.2.

6.3.1.4 Amplificador Operacional

6.3.1.4.1 Tensão de alimentação

As Equações (45) e (46) mostram que as tensões de saída máxima ($V_{s_{max}}$) e mínima ($V_{s_{min}}$) do DAPCT são, respectivamente, $+157.5Vdc$ e $-21Vdc$, admitindo-se que o sinal de tensão da placa de controle do Fabry-Pérot situa-se na faixa entre $-1Vdc$ e $+7.5Vdc$.

Sabe-se que o sinal de saída em tensão dos amplificadores operacionais é limitado superiormente ao valor de tensão de sua fonte de alimentação positiva, e limitado inferiormente ao valor de tensão de sua fonte de alimentação negativa.

Sendo assim, do ponto de vista de alimentação do amplificador operacional, deve-se assegurar que o mesmo seja alimentado com fontes de tensão que forneçam um valor $V_{ao(+)}$ de tensão DC positiva e um valor $V_{ao(-)}$ de tensão DC negativa tais que:

$$V_{ao(+)} \geq 157.5Vdc \quad (13)$$

$$V_{ao(-)} \leq -21Vdc \quad (14)$$

6.3.1.4.2 Frequência de corte

O Fabry-Pérot não possui modos de operação com sinais de comando periódicos ou qualquer outro tipo de sinal variante no tempo, mas tão somente sinais de comando do tipo degrau. No entanto, o sistema está sujeito a ruídos, conforme apresentado na seção 5.4. Adicionalmente, é necessário considerar um estudo de análise de vibração, realizado pelo Dr. Fábio de Oliveira Fialho, do futuro local de instalação do instrumento Fabry-Pérot. Os dados de vibração foram adquiridos com dois acelerômetros a uma taxa de $500Hz$. A Figura 57 mostra o sinal temporal adquirido e a respectiva amplitude de espectro unilateral. O espectro revela diversas frequências de elevada amplitude em torno de $50Hz$ e entre $200Hz$ e $250Hz$. Estas amplitudes serão indiretamente transmitidas ao DAPCT através do sistema de controle e, portanto, devem ser levadas em conta como um dos sinais que excitarão a entrada do driver.

Figura 57: Estudo de vibração do ambiente de instalação do instrumento Fabry-Pérot

Fonte: Cortesia do Dr. Fábio de Oliveira Fialho

Sendo assim, do ponto de vista de pequenos sinais, o amplificador operacional não poderá filtrar os sinais de ruído até um determinado valor de frequência. A partir dos dados de vibração, temos que a frequência de corte f_{CDAPCT} do driver deve ser de, no mínimo, $250Hz$. De acordo com Arcila, 2014, o Fabry-Pérot, com os três atuadores piezoelétricos montados no *etalon*, possui uma frequência de corte de $450Hz$, e a frequência de amostragem do sistema de controle é de dez vezes este valor, ou seja, de $4500Hz$.

Portanto, a frequência de corte f_{CDAPCT} do amplificador operacional deverá ser tal que:

$$f_{CDAPCT} \geq 4500Hz \quad (54)$$

6.3.1.4.3 Corrente elétrica

A corrente elétrica é um parâmetro exigido na saída do driver, necessário para carregar e descarregar o piezo em função das variações nos sinais de comando na entrada do driver. Este parâmetro, portanto, está relacionado diretamente aos tipos de sinal de comando que serão aplicados durante a operação do Fabry-Pérot.

Como já esclarecido, existem basicamente dois modos de operação, o modo de posicionamento e o modo de varredura. Em ambos os modos, os sinais de comando são do tipo rampa com inclinações acentuadas, cuja amplitude varia de algumas dezenas de nanômetros até dezenas de micrômetros,

limitando-se à faixa máxima de deslocamento do piezo. Ou seja, no pior caso, haverá eventualmente um sinal de comando que demandará que o piezo vá de um extremo a outro de sua faixa de deslocamento. Para tanto, será necessário aplicar um sinal de comando $-1Vdc$ e $+7.5Vdc$, que fará com que a tensão no piezo varie de um extremo a outro de sua faixa de tensão de alimentação, isto é, de $-20Vdc$ a $+150Vdc$. Adicionalmente, isto deve ocorrer num intervalo de tempo de, no máximo, $250ms$.

A partir destas considerações, e utilizando a Equação (42) temos que, no modo de posicionamento, a corrente que passará através do capacitor C_{Cref} será de:

$$i_{sC}(t) = C_{Cref} \cdot \frac{d}{dt} [V_e(t)] = C_{Cref} \cdot \frac{7.5V - (-1V)}{250ms} = 34 \frac{V}{s} \cdot C_{Cref} \quad (55)$$

A corrente máxima através do resistor R_{Cref} , em qualquer condição, será quando $V_e(t)$ for máximo, ou seja:

$$i_{sR}(t) = \frac{V_e(t)}{R_{Cref}} = \frac{7.5V}{R_{Cref}} \quad (56)$$

Sendo assim, a corrente total $i_s(t)$ mínima exigida nos modos de operação é tal que:

$$i_s(t) = i_{sC}(t) + i_{sR}(t) = 34 \frac{V}{s} \cdot C_{Cref} + \frac{7.5V}{R_{Cref}} \quad (57)$$

No que se refere à corrente que o amplificador operacional deverá fornecer, deve ser levado em conta também que a frequência de corte do driver depende deste parâmetro, conforme mostra a Equação (41). Sendo assim, o amplificador operacional deverá ser capaz de fornecer um valor de corrente que permita que o driver seja capaz de responder até a frequência de corte especificada no tópico 6.3.1.4.2.

6.3.1.4.4 Dissipação de potência

Em função das condições de operação do Fabry-Pérot, o amplificador operacional terá de lidar com diferentes patamares de dissipação interna de potência. O pior caso se dá quando o amplificador operacional está com tensão nula na saída. Neste cenário, o amplificador consome uma corrente quiescente I_q através de ambas as linhas de alimentação (positiva e negativa), e na saída existe apenas ruído no sinal $V_s(t)$. A potência de entrada P_e , a potência de saída P_s e a potência máxima a ser dissipada são calculadas conforme a Equação (58), a Equação (59) e a Equação (60), respectivamente.

$$P_e = (|V_{ao(+)}| + |V_{ao(-)}|) \cdot I_q \quad (58)$$

$$P_s = V_s \cdot i_s \cong 0 \quad (59)$$

$$P_{d_{\max_op}} = |P_s - P_e| = (|V_{ao(+)}| + |V_{ao(-)}|) \cdot I_q \quad (60)$$

Portanto, no pior cenário, toda a potência que entra no amplificador operacional, através das linhas de alimentação, é dissipada internamente.

6.3.1.5 Ruído

Conforme já mencionado, o desvio padrão do ruído de posicionamento do Fabry-Pérot deve ser limitado a $3nm \text{ rms}$. Considerando a quantidade de componentes de hardware que fazem parte do Fabry-Pérot (placa de controle, sistema de atuação, sistema de medida etc.), e que todos esses componentes deverão ter ruídos que sejam desprezíveis face ao ruído de medida, é necessário que cada um seja projetado com níveis de ruído tais que suas contribuições individuais não sejam significativas frente a este valor. Sendo assim, foi definido que o DAPCT deve ter um nível de ruído σ_{DAPCT} , em tensão, que contribua, no máximo, com um ruído de posicionamento equivalente que esteja uma ordem de grandeza abaixo de $3nm \text{ rms}$.

Utilizando os valores de sensibilidade dos piezos A, B e C, apresentadas no tópico 5.3.1.3, temos que os valores de ruído $\sigma_{driverA}$, $\sigma_{driverB}$ e $\sigma_{driverC}$ dos drivers dos piezos A, B e C, respectivamente, devem ser tais que tal que:

$$\sigma_{driverA} \leq 0,3nm \cdot \frac{1V}{1,77\mu m} = 169,49\mu V \quad (61)$$

$$\sigma_{driverB} \leq 0,3nm \cdot \frac{1V}{1,78\mu m} = 168,54\mu V \quad (62)$$

$$\sigma_{driverC} \leq 0,3nm \cdot \frac{1V}{1,66\mu m} = 180,72\mu V \quad (63)$$

6.3.2 Arquitetura detalhada

6.3.2.1 Capacitor C_{Cref}

O capacitor C_{Cref} escolhido é um capacitor cerâmico com capacitância nominal de $150\mu F$, com tolerância de 20% e capaz de operar com tensões de até $25V$. Como cada um dos piezos A, B e C possui seu próprio driver de acionamento, foram adquiridos três capacitores distintos. Foi utilizado um

capacímetro digital para medir a capacitância real dos três componentes, e os valores medidos estão mostrados na Tabela 9. Estes valores satisfazem aos requisitos do tópico 6.3.1.2.

Tabela 9: Valores dos capacitores de referência dos drivers A, B e C

Driver	$C_{Cref} (\mu F)$
A	138,32 μF
B	131,53 μF
C	143,26 μF

Fonte: Autor

6.3.2.2 Resistores R_{pzt} e R_{Cref}

De acordo com o tópico 6.3.1.3, os resistores R_{pzt} e R_{Cref} devem ser escolhidos de tal forma que R_{pzt} seja, pelo menos, vinte vezes maior do que R_{Cref} , e que $\left(\frac{R_{pzt}}{R_{Cref}}\right) = \left(\frac{C_{Cref}}{C_{pzt}}\right)$. Existem infinitas combinações de R_{pzt} e R_{Cref} que satisfazem tais condições. No entanto, é necessário fazer algumas considerações a respeito dos valores absolutos destes resistores. Para tanto, é necessário olhar para o diagrama de Bode do DAPCT (Figura 58).

É possível mostrar que, para valores fixos de C_{pzt} e C_{Cref} , na medida em que os valores absolutos de R_{pzt} e R_{Cref} aumentam, a faixa de frequência de transição de ganhos diminui (se move para a esquerda em frequência), e na medida em que os valores absolutos de R_{pzt} e R_{Cref} diminuem, a faixa de frequência de transição de ganhos aumenta (se move para a direita em frequência).

Figura 58: Comportamento das curvas de magnitude e fase do Diagrama de Bode do DAPCT

Fonte: Autor

Ou seja, quanto menores os valores absolutos de R_{pzt} e R_{Cref} , mais o sinal de comando precisa ter componentes de alta frequência para que o DAPCT possa ser excitado na região onde este apresente o comportamento de driver de acionamento por carga. Considerando os sinais de comando do tipo rampa, utilizados nos modos de operação do Fabry-Pérot, significa dizer que, quanto menores os valores absolutos de R_{pzt} e R_{Cref} , maior deve ser a inclinação da rampa.

Contudo, o amplificador operacional tem restrições em relação a rampas demasiadamente acentuadas como sinal de entrada, pois tais sinais fazem com que grandes quantidades de corrente sejam drenadas na saída, podendo fazer com que haja danos elétricos ao componente.

Por outro lado, valores absolutos muito elevados de R_{pzt} e R_{Cref} também representam problemas. Sabe-se, da teoria de capacitores, que o dielétrico inserido entre as placas de um capacitor pode ser definido com um resistor de alto valor ôhmico, tipicamente da ordem de centenas de “Mega ohms”, podendo chegar a ordem de “Giga ohm”. O mesmo acontece para os piezos. Portanto, valores absolutos muito elevados de R_{pzt} e R_{Cref} ficariam na mesma ordem de grandeza dos valores de resistência dos capacitores, o que faria com que os valores de R_{pzt} e R_{Cref} fossem, na verdade, valores equivalentes entre seus próprios valores e os valores de resistência equivalente do piezo e do capacitor C_{ref} . Isto não seria necessariamente um problema se fosse possível medir com precisão os valores de resistência ôhmica destes componentes. Na prática, no entanto, isto não se mostrou viável, pois os valores medidos ultrapassavam as escalas de medida dos multímetros disponíveis no laboratório.

Sendo assim, os valores de R_{pzt} e R_{Cref} foram escolhidos procurando-se um compromisso em relação às considerações supra citadas. Para evitar problemas de imprecisão nos valores reais dos resistores R_{pzt} e R_{Cref} , devido à tolerância, foram adquiridos dois potenciômetros. Os valores de R_{pzt} e R_{Cref} definidos para os três drivers estão apresentados na Tabela 10:

Tabela 10: Valores dos resistores dos drivers A, B e C

Driver	$R_{Cref} (k\Omega)$	$R_{pzt} (k\Omega)$
A	30	$\left(\frac{C_{Cref(driver A)}}{C_{pzt(driver A)}}\right) \cdot R_{Cref} = \left(\frac{138,32\mu F}{5,457\mu F}\right) \cdot 30 = 760,42$
B	30	$\left(\frac{C_{Cref(driver B)}}{C_{pzt(driver B)}}\right) \cdot R_{Cref} = \left(\frac{131,53\mu F}{5,679\mu F}\right) \cdot 30 = 694,82$
C	30	$\left(\frac{C_{Cref(driver C)}}{C_{pzt(driver C)}}\right) \cdot R_{Cref} = \left(\frac{143,26\mu F}{5,557\mu F}\right) \cdot 30 = 773,40$

Fonte: Autor

Os valores de R_{Cref} e R_{pzt} adotados satisfazem aos requisitos do tópico 6.3.1.3.

6.3.2.3 Ganho

De posse dos valores de C_{pzt} , C_{Cref} , R_{pzt} e R_{Cref} , temos que os ganhos dos drivers, em baixa e alta frequência, são:

Tabela 11: Valores dos ganhos dos drivers A, B e C

Driver	Ganho de alta Frequência	Ganho de baixa Frequência
A	$\left(\frac{C_{Cref(driver\ A)} + C_{pzt(driver\ A)}}{C_{pzt(driver\ A)}} \right) = 26,347$	$\left(\frac{R_{pzt(driver\ A)} + R_{Cref(driver\ A)}}{R_{Cref(driver\ A)}} \right) = 26,347$
B	$\left(\frac{C_{Cref(driver\ B)} + C_{pzt(driver\ B)}}{C_{pzt(driver\ B)}} \right) = 24,161$	$\left(\frac{R_{pzt(driver\ B)} + R_{Cref(driver\ B)}}{R_{Cref(driver\ B)}} \right) = 24,161$
C	$\left(\frac{C_{Cref(driver\ C)} + C_{pzt(driver\ C)}}{C_{pzt(driver\ C)}} \right) = 26,780$	$\left(\frac{R_{pzt(driver\ C)} + R_{Cref(driver\ C)}}{R_{Cref(driver\ C)}} \right) = 26,780$

Fonte: Autor

Nota-se que, para os valores de C_{pzt} , C_{Cref} , R_{pzt} e R_{Cref} definidos, os valores de ganhos em baixa e alta frequência, para cada driver, estão equalizados conforme desejado.

6.3.2.4 Amplificador operacional

6.3.2.4.1 Características do componente

De acordo com as especificações da arquitetura preliminar, foi adquirido um amplificador operacional (modelo APEX PA92) modelo de alta potência, voltado para aplicações de posicionamento de atuadores piezoelétricos. Os principais parâmetros deste amplificador são mostrados na Tabela 12.

Tabela 12: Principais parâmetros do amplificador operacional dos drivers

Parâmetro	Valor
Tensão máxima de alimentação	$\pm 200Vdc$
Corrente quiescente	$\pm 200Vdc$
Corrente máxima de saída	$\pm 14mA$
Máxima dissipação de potência	$80W$
Faixa de temperatura de operação	$-40^{\circ}C$ a $+85^{\circ}C$
Slew Rate	$50V/\mu s$
Resistência térmica (junção para o invólucro)	$1,5^{\circ}C/W$
Resistência térmica (invólucro para o ar)	$28,5^{\circ}C/W$

Fonte: Adaptado de APEX Microtechnology

6.3.2.4.2 Corrente elétrica

Na arquitetura preliminar, foi determinado que seria necessário um valor de corrente mínima, apresentado na Equação (57), para garantir a operação do Fabry-Pérot de acordo com as especificações de operação definidas na seção 3.2. Substituindo os valores de C_{Cref} e R_{Cref} , para cada um dos drivers A, B e C, na Equação (57), obtemos os seguintes valores de corrente mínima (Tabela 13).

Tabela 13: Valores mínimos de corrente para garantir os modos de operação

Driver	C_{Cref} (μF)	R_{Cref} ($k\Omega$)	Valor mínimo de i_s para modos de operação (mA)
A	138,32	760,42	4,71
B	131,53	694,82	4,48
C	143,26	773,40	4,88

Fonte: Autor

Além do requisito mínimo de corrente em termos de modos de operação, ainda é necessário considerar que existe uma inclinação (*slew rate*) mínima do sinal de comando, na entrada do driver, para garantir sua operação no modo de acionamento por carga, conforme discutido no tópico 6.3.2.2. O *slew rate* mínimo do sinal de comando foi obtido experimentalmente, e seu valor é de $700V/s$. Nesta taxa de variação do sinal de entrada, obtemos os seguintes valores mínimos de corrente para os drivers A, B, C (Tabela 14).

Tabela 14: Valores mínimos de corrente para garantir acionamento por carga

Driver	C_{Cref} (μF)	R_{Cref} ($k\Omega$)	Valor mínimo de i_s para acionamento por carga (mA)
A	138,32	760,42	96,82
B	131,53	694,82	92,07
C	143,26	773,40	100,28

Fonte: Autor

Confrontando os dados da Tabela 13 e da Tabela 14, temos que o valor mínimo de corrente i_s na saída do driver, a ser fornecida pelo amplificador operacional, está na ordem de $100mA$, correspondente ao caso mais exigente. Ou seja, este valor corresponde ao limite inferior de corrente para o amplificador operacional.

No que se refere ao limite superior, seu valor foi definido a partir do gráfico de região de operação segura, ou *Safe Operating Area* (SOA) do amplificador, de acordo com o *datasheet* do fabricante (APEX Microtechnology, 2012).

O gráfico da SOA está representado na Figura 59. Ele mostra a curva de limitação de corrente elétrica (em azul) que deve ser empregada em função da máxima tensão diferencial possível entre a tensão de

alimentação e a tensão de saída do amplificador operacional. A curva em vermelho mostra o valor de tensão diferencial máxima aproximado de acordo com a Equação (13).

Nota-se que, para uma tensão diferencial máxima de $160V$, a corrente máxima que pode ser drenada do amplificador operacional é de $250mA$, considerando que o invólucro do amplificador operacional seja mantido até $85^{\circ}C$. Este valor de corrente corresponde, portanto, ao limite superior para os amplificadores operacionais dos drivers.

Finalmente, uma vez de posse dos limites inferiores e superiores, foi adotado como valor de corrente máxima i_{s_max} , para os amplificadores operacionais dos drivers A, B e C, o valor de $130mA$, que é um valor que garante uma boa margem (30%) acima do limite mínimo necessário, e ainda assim muito longe do limite máximo permitido para uso do componente sem risco de danificá-lo.

Figura 59: Região de operação segura do amplificador operacional (SOA)

Fonte: Adaptado de APEX Microtechnology

6.3.2.4.3 Rede de compensação de fase

No *datasheet* do fabricante do amplificador operacional PA92, é definido um parâmetro de compensação de fase (Tabela 15), ajustado em função dos valores de um resistor e um capacitor que devem ser instalados entre dois pinos do PA92.

Figura 60: Resistor e capacitor da rede de compensação de fase do PA92

Fonte: Autor

Tabela 15: Especificação da rede de compensação de fase

PHASE COMPENSATION		
GAIN	C_c^*	R_c
≥ 1	150pF	100 Ω
≥ 2	100pF	100 Ω
≥ 3	47pF	0 Ω
≥ 12	10pF	0 Ω
* C_c Never to be <10pF. C_c to be rated for the full supply voltage +V to -Vs. Use ceramic NPO (COG) type.		

Fonte: APEX Microtechnology

Nota-se que os valores do resistor R_C e do capacitor C_C da rede de compensação de fase são definidos em função do valor do ganho circuito. No caso dos drivers A, B e C dos piezos do Fabry-Pérot, seus respectivos ganhos são superiores a vinte, conforme mostrado no tópico 6.3.2.3, o que faz com que $R_C = 0$ e $C_C = 10pF$, de acordo com a Tabela 15.

6.3.2.4.4 Frequência de corte

Considerando o cálculo da frequência de corte do DAPCT, mostrado na Equação (41), temos que este parâmetro depende da máxima corrente de saída ajustada para o amplificador operacional, da capacitância C_{Cref} e da amplitude do sinal de entrada, que são todos parâmetros já definidos. As frequências de corte dos drivers A, B e C estão apresentadas na Tabela 16. Foram considerados sinais de entrada com amplitudes limitadas a 500 μV .

Tabela 16: Valores de frequência de corte dos drivers A, B e C

Driver	$i_{s,max}$ (mA)	C_{Cref} (μF)	Frequência de corte (kHz)
A	130	138,32 μF	29,92
B	130	131,53 μF	31,46
C	130	143,26 μF	28,88

Fonte: Autor

Nota-se que os valores de frequência de corte obtidos estão muito acima da especificação mínima de 4500Hz , definida no tópico 6.3.1.4.2. No que se refere aos limites de resposta em frequência do amplificador operacional para pequenos sinais, temos que para $C_c = 10\text{pF}$ o amplificador é capaz de amplificar, com um ganho superior a 20dB , pequenos sinais com frequências superiores a 1MHz , conforme mostra a o gráfico da Figura 61, extraído do *datasheet* do fabricante.

Ou seja, a frequência de corte do amplificador para pequenos sinais, nas condições citadas, é enormemente superior à frequência de corte dos drivers.

Figura 61: Gráfico de resposta a pequenos sinais do amplificador operacional

Fonte: Adaptado de APEX Microtechnology

6.3.2.4.5 Tensão de alimentação

Na arquitetura preliminar foram determinados os valores mínimos de alimentação positiva e negativa para o driver, conforme as necessidades de tensão na saída do mesmo. O fabricante do amplificador operacional PA92 especifica que existe um parâmetro de flutuação de tensão na saída deste componente (*output voltage swing*) que dever ser considerado, o qual depende da corrente de saída (Figura 62).

Considerando que a máxima corrente de saída é de 130mA , tem-se que a máxima flutuação de tensão na saída é de pouco mais do que 6V . Esta perda deve ser contabilizada e compensada através do valor de alimentação do amplificador operacional.

Figura 62: Flutuação de tensão na saída do amplificador operacional

Fonte: Adaptado de APEX Microtechnology

Além do parâmetro de flutuação de tensão, deve-se considerar mais um parâmetro particular do PA92, que refere-se ao mínimo valor absoluto de tensão de alimentação, que é de $50V$. Ou seja, a via de alimentação positiva não pode ser alimentada com tensões menores do que $50V$, e a via de alimentação negativa não pode ser alimentada com tensões maiores do que $-50V$.

Adicionalmente, o fabricante informa que, para condições nas quais a temperatura do invólucro do amplificador for inferior a $25^{\circ}C$, deve-se reduzir o valor absoluto das tensões de alimentação positiva e negativa por um fator de $0,625V/^{\circ}C$ em relação à máxima tensão de alimentação permitida ($200V$) em cada via. Para a menor temperatura de operação do Fabry-Pérot, que é de $-10^{\circ}C$, o valor máximo absoluto de tensão de alimentação permitido é de $178,1^{\circ}C$, de acordo com este critério.

Sendo assim, foram adotados os seguintes valores de $V_{ao(+)}$ de tensão de alimentação DC positiva e $V_{ao(-)}$ de tensão de alimentação DC negativa:

$$V_{ao(+)} = 170Vdc \quad (64)$$

$$V_{ao(-)} = -60Vdc \quad (65)$$

6.3.2.4.6 Dissipação de potência

A máxima potência a ser dissipada $P_{d_{\max_{op}}}$ pelo amplificador operacional, em operação, de acordo com o tópico 6.3.1.4.4 da arquitetura preliminar, é função da corrente quiescente do amplificador operacional, cujo valor é de $14mA$, de acordo com a Tabela 12. Sendo assim, $P_{d_{\max_{op}}}$ é tal que:

$$P_{d_{\max_{op}}} = (|V_{ao(+)}| + |V_{ao(-)}|) \cdot I_q = (170V + 60V) \cdot 14mA \cong 3,22W \quad (66)$$

Este valor corresponde à máxima dissipação de potência com o qual o amplificador teria de lidar internamente, em condições normais de operação. Se, no entanto, por alguma razão, a saída do amplificador operacional entrar em curto-circuito, a corrente drenada nas vias de alimentação seria o valor de limitação de corrente definido no tópico 6.3.2.4.2, que é de $130mA$. Supondo o cenário em que a tensão na saída tivesse em torno de $5V$, haveria uma quantidade crítica $P_{d_{crit}}$ de potência a ser dissipada internamente no amplificador operacional, conforme mostra a Equação (67). O valor $P_{d_{crit}}$ será considerado, deste ponto em diante, como o pior caso em termos de dissipação de potência.

$$\begin{aligned} P_{d_{crit}} &= |P_s - P_e| = |(V_s \cdot i_{s_{\max}}) - (|V_{ao(+)}| + |V_{ao(-)}|) \cdot i_{s_{\max}}| = \\ &= |5 \cdot 130mA - (170V + 60V) \cdot 130mA| = 29,25W \end{aligned} \quad (67)$$

6.4 ARQUITETURA DE HARDWARE DO SISTEMA DE PROTEÇÃO

6.4.1 Limitação da corrente elétrica de saída do circuito

No amplificador operacional PA92 é possível limitar sua corrente de saída utilizando-se um resistor R_{lim} entre dois de seus pinos (Figura 63). O valor da corrente de limitação, em função do valor de R_{lim} , é definido de acordo com o gráfico da Figura 64.

Figura 63: Resistor de limitação de corrente para o PA92

Fonte: Autor

Figura 64: Gráfico de limitação de corrente para os amplificadores operacionais PA92

Fonte: Adaptado de APEX Microtechnology

Observa-se que, para que a corrente de saída seja limitada em 130mA, conforme especificado no tópico 6.3.2.4.2, é necessário que:

$$R_{lim} = 5\Omega \quad (68)$$

6.4.2 Limitação da tensão de alimentação do circuito

Para limitar a tensão de alimentação do amplificador operacional, nas duas vias de alimentação (Figura 65), no valor máximo admissível de acordo com a Tabela 12, foram adquiridos dois diodos (D1 e D2) de supressão de tensão transiente (TVS) (*Transiente Voltage Suppression*), para cada amplificador operacional, com tensão de ruptura (*breakdown voltage*) de 250V.

Figura 65: Diodos de proteção das vias de alimentação o PA92

Fonte: Autor

6.4.3 Limitação da tensão de alimentação dos atuadores piezoelétricos

De maneira análoga ao que foi feito para as vias de alimentação dos amplificadores operacionais, foram adquiridos, para cada piezo, dois diodos TVS (D3 e D4), um com tensão de ruptura de 160V e outro com tensão de ruptura de 24V, a fim de protegê-los contra valores de tensão acima de sua faixa de operação, conforme mostra a Figura 66.

Figura 66: Diodos de proteção do piezo contra sobre tensão

Fonte: Autor

6.4.4 Limitação da tensão diferencial nas entradas do amplificador operacional

Seguindo a recomendação do fabricante, foram adquiridos, para cada amplificador operacional, dois diodos para proteção de suas entradas contra sobre tensão diferencial, conforme mostra o esquemático da Figura 67 (diodos D5 e D6).

Figura 67: Proteção contra sobre tensão diferencial nas entradas do amplificador operacional

Fonte: APEX Microtechnology

6.4.5 Dissipação térmica

Conforme determinado no tópico 0, os amplificadores operacionais dos drivers devem lidar com valores de dissipação interna de potência em torno de $3W$, em condições normais de operação, e com valores em torno de $30W$, nos casos críticos.

De acordo com o *datasheet* do fabricante do PA92, a potência interna dissipada pelos amplificadores deve ser controlada em função da temperatura do invólucro do componente, conforme mostra Figura 68. Nesta figura, a curva na cor azul representa a potência interna dissipada, a curva na cor vermelha representa o limite máximo que pode ser dissipado pelo PA92, de acordo com a Tabela 12, a curva na cor magenta representa o valor de $P_{d_{max_op}}$, e a curva na cor preta representa o valor de P_{crit} .

Nota-se que os valores de dissipação de potência $P_{d_{max_op}}$ e P_{crit} , calculados no tópico 0, estão abaixo dos valores máximos admissíveis estipulados, para toda a faixa de temperatura de operação do PA92. Portanto, em termos de valor absoluto, os valores de $P_{d_{max_op}}$ e P_{crit} estão abaixo dos limites máximos estipulados pelo fabricante.

Figura 68: Limites de dissipação térmica para os amplificadores operacionais

Fonte: Adaptado de APEX Microtechnology

De acordo com a Tabela 12, no entanto, nota-se que a resistência térmica do PA92 entre o invólucro e o ar é de $28,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Isto significa que, para o valor de dissipação de potência correspondente a $P_{d_{crit}} = 29,25\text{W}$, e supondo uma temperatura ambiente de 25°C , a temperatura T_c do invólucro atinge $(28,5^{\circ}\text{C}/\text{W}) \cdot 29,25\text{W} + 25^{\circ}\text{C} = 858,63^{\circ}\text{C}$. Este valor está demasiadamente acima da faixa de temperatura de operação do PA92, que é de 85°C (Tabela 12).

Sendo assim, é imprescindível o uso de um dissipador de potência para proteger o amplificador operacional em condições nas quais o valor crítico $P_{d_{crit}}$ de dissipação de potência seja atingido.

A Figura 69 mostra os valores de resistência térmica necessários, entre o invólucro do PA92 e o ambiente, em função da potência interna dissipada pelo amplificador, para que a temperatura do invólucro não ultrapasse 85°C . Tem-se que, para que o amplificador possa dissipar internamente o valor de P_{crit} , é necessário que haja uma resistência térmica de, no máximo, $1,709^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Figura 69: Dissipação de potência admissível em função da resistência térmica

Fonte: Autor

Sendo assim, foram adquiridos para cada amplificador operacional um dissipador de potência e um adesivo térmico para reduzir a resistência térmica entre o invólucro e o dissipador. O adesivo térmico possui uma resistência térmica de $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$, e o dissipador possui uma resistência térmica de

$1,16^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Sendo assim, reduz-se a resistência térmica total entre o invólucro e o ar de $28,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para apenas $2,16^{\circ}\text{C}/\text{W}$. A Figura 70 mostra os valores de temperatura do invólucro em função da temperatura ambiente, para as condições de dissipação de potência correspondentes a $P_{d_{\max_{op}}}$ e $P_{d_{crit}}$, com o novo valor de resistência térmica. Nota-se que no caso crítico de dissipação interna de potência, o invólucro do PA92 chega a uma temperatura máxima de $88,18^{\circ}\text{C}$, ou seja, $3,18^{\circ}\text{C}$ acima do valor máximo de operação do PA92. E quando a temperatura ambiente atinge $21,82^{\circ}\text{C}$, a temperatura do invólucro atinge o valor máximo.

Figura 70: Temperatura do invólucro do PA92 em função da temperatura ambiente

Fonte: Autor

Apesar de o limite de temperatura do invólucro ser ultrapassado nesta condição, deve-se também levar em conta que a temperatura possui uma dinâmica relativamente lenta, portanto existe a possibilidade de, monitorando-se a temperatura do invólucro, desligar o driver antes que esta condição seja atingida.

6.5 ANÁLISE ESTATÍSTICA DE RUÍDO DO DAPCT

Conforme especificado no tópico 6.3.1.5, o DAPCT deve ter um nível de ruído σ_{driver} limitado, afim de que o requisito de desempenho de ruído de posicionamento seja satisfeito quando todos os componentes

de hardware do Fabry-Pérot estiverem integrados. Portanto, uma nova medida de ruído foi feita numa nova configuração, complementar às configurações 1, 2, 3 e 4 da seção 5.4.

Nesta nova configuração, o desvio padrão σ_{DAPCT} do ruído do sinal da saída do DAPCT, com o piezo, foi medido utilizando-se a entrada analógica AI0 da placa de aquisição (DAQ), estando o sinal de entrada do DAPCT conectado ao terra. As condições de medição são as mesmas das demais configurações da seção 5.4. A Figura 71 mostra o sinal temporal do ruído da saída do DAPCT.

Figura 71: Ruído de tensão na saída do DAPCT

Fonte: Autor

O valor de desvio padrão do sinal medido da Figura 71 foi de:

$$\sigma_{DAPCT} = 583,04\mu V \quad (69)$$

Este valor refere-se, na verdade, ao desvio padrão do ruído do driver, propriamente dito, somado ao desvio padrão do ruído das fontes de tensão positiva e negativa que o alimentam. As fontes possuem, cada uma, dois capacitores de desacoplamento, um de $0,1\mu F$ e outro de $4,7\mu F$, perfazendo assim um total de $C_{fonte} = 4,8\mu F$. Considerando a resistência interna da fonte $R_{fonte} \cong 12\Omega$, tem-se que a Figura 71 apresenta um sinal já filtrado até uma determinada frequência de corte $f_{c_{fonte}}$ tal que:

$$f_{c_{fonte}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{fonte} \cdot C_{fonte}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 4,8 \cdot 10^{-6}} \cong 2763,11Hz \quad (70)$$

Para que se possa determinar o desvio padrão σ_{0DAPCT} do ruído do driver, sem a fonte de alimentação, é necessário medir o desvio padrão σ_{fonte} do ruído da fonte e descontá-lo do valor de σ_{DAPCT} . A Figura 72 mostra o sinal temporal do ruído da fonte de alimentação da fonte do DAPCT.

Figura 72: Ruído de tensão da fonte do DAPCT

Fonte: Autor

O valor de desvio padrão do sinal medido da Figura 72 foi de:

$$\sigma_{fonte} = 1,28mV \quad (71)$$

O valor σ_{fonte} corresponde ao ruído medido até 5kHz, ou seja, até metade da frequência de amostragem. Sendo assim, é necessário calcular a contribuição do desvio padrão $\sigma_{fc_{fonte}}$ do ruído da fonte até sua frequência de corte $f_{c_{fonte}}$ com os capacitores de desacoplamento. Este valor foi calculado somando-se as amplitudes do espectro do sinal até a frequência $f_{c_{fonte}}$. O resultado obtido foi de:

$$\sigma_{fc_{fonte}} = 547,16\mu V \quad (72)$$

É possível, agora, calcular o desvio padrão σ_{0DAPCT} do ruído do DAPCT propriamente dito, como se o mesmo estivesse sem a fonte de alimentação, conforme mostra a Equação (73).

$$\sigma_{0DAPCT} = \sqrt{(583,04\mu V)^2 - (547,16\mu V)^2} = 201,36\mu V \quad (73)$$

Nota-se que o desvio padrão efetivo σ_{0DAPCT} do ruído do DAPCT está acima dos valores limite estabelecidos para os drivers dos piezos no tópico 6.3.1.5. No entanto, este valor de ruído corresponde

a um valor equivalente, em nanômetros, de aproximadamente $0,36nm$, considerando a sensibilidade do piezo B. Isto satisfaz o requisito de que o desvio padrão do ruído do DAPCT deve ser tal que sua contribuição equivalente, em nanômetros, esteja uma ordem de grandeza abaixo do valor limite de $3nm$ estabelecido para o sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot.

A Figura 73 apresenta a amplitude dos espectros unilaterais sobrepostos dos ruídos do DAPCT e de sua fonte de alimentação.

Figura 73: Amplitude dos espectros unilaterais em amplitude sobrepostos dos ruídos do DAPCT e da fonte de alimentação

Fonte: Autor

Ainda em relação ao ruído do DAPCT, mais uma consideração deve ser feita. Conforme já discutido no tópico 3.5.1, a placa de controle atual do Fabry-Pérot não tem resolução suficiente, em bits, para garantir a precisão de posicionamento requerida pelas especificações técnicas de desempenho do sistema de nanoposicionamento. Para o projeto da nova placa de controle, deverá ser levado em conta que o número de bits mínimo necessário está relacionado com o ruído e o ganho do DAPCT, afinal o sinal de tensão da placa de controle, que será amplificado pelo DAPCT, deverá ter uma resolução limitada o suficiente para que as condições de ruído do DAPCT, estipuladas no tópico 6.3.1.5, sejam satisfeitas.

Sendo assim, uma análise cruzada dos parâmetros de ganho do DAPCT e de número de bits necessário para a placa de controle deverá ser realizada oportunamente.

6.6 ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DO DAPCT

A Figura 74 apresenta o circuito eletrônico (driver) para acionamento dos piezos através de um comando por carga e tensão. Cada piezo do Fabry-Pérot necessita de um driver.

Figura 74: Esquemático do Driver para Acionamento dos Piezos por Carga e Tensão

Fonte: Autor

6.7 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A Figura 75 mostra o protótipo da placa de circuito impressa que foi desenvolvida para os três atuadores piezoelétricos do Fabry-Pérot, equivalente a três circuitos iguais ao da Figura 74. Trata-se de uma placa de quatro camadas com componentes SMD que foi concebida em parceria com o doutorando Issa Ouattara do *Laboratoire d'Astrophysique de Marseille* (LAM). Os amplificadores operacionais, na parte superior da imagem, são componentes discretos. O desenvolvimento desta placa foi realizado neste mesmo laboratório.

Figura 75: Foto da placa de circuito impressa

Fonte: Issa Ouattara - *Laboratoire d'Astrophysique de Marseille* (LAM)

6.8 LISTA DE COMPONENTES DO DAPCT

A Tabela 17 apresenta a lista completa dos componentes que fazem parte do DAPCT de cada piezo. A coluna “TAG no circuito” remete à identificação do componente no circuito da seção 6.6.

Tabela 17: Lista de componentes do DAPCT

Item (Part Number)	Fabricante	Função	Características	TAG no Circuito
PA92	APEX Microtechnology	Amplificador Operacional	400V / 4A	PA92
MP930-5.00-1%	Caddock Electronics	Resistor de limitação de corrente	5 Ω / 1%	R_lim
421-K	Wakefield	Dissipador	1.16 $^{\circ}\text{C/W}$	Não consta
TW07	APEX Microtechnology	Adesivo térmico	$\sim 1^{\circ}\text{C/W}$	Não consta
501S42E120JV4E	American Technical Ceramics	Capacitor C_c da rede de compensação de fase	12pF / 5% / 500V	Cc
1.5KE160A	Littelfuse	Diodo TVS para proteção contra sobre tensão positiva do piezo	Breakdown voltage: 160V / 1500W	D3
1.5KE24A	Littelfuse	Diodo TVS para proteção contra sobre tensão negativa do piezo	Breakdown voltage: 24V / 1500W	D4
KHD250E157M90C0B00	United Chemicon	Capacitor de referência C_{ref}	150 μF / 20% / 25V Radial	Cref
KHD251E104M43A0B00	United Chemicon	Capacitor cerâmico para desacoplamento	0.1 μF / 20% / 250V Radial	C1, C3
ECA-2EM4R7	Panasonic	Capacitor eletrolítico para desacoplamento	4.7 μF / 20% / 250V Radial	C2, C4
1N4148	NXP Semiconductors	Diodo para proteção contra tensão diferencial nas entradas do amplificador operacional	Switching speed: 4 ns / 75V / 0.3A	D5, D6
P6KE250A	Littelfuse	Diodo TVS para proteção contra sobre tensão nas vias de alimentação positiva e negativa	Breakdown voltage: 250V / 600W	D1, D2

Fonte: Autor

6.9 COMPARAÇÃO DO DAPCT COM O DRIVER DESCONTINUADO

A Tabela 18 apresenta um comparativo dos principais parâmetros do DAPCT e do driver descontinuado do Fabry-Pérot.

Tabela 18:

Parâmetro	DAPT antigo	DAPCT
Banda de resposta em frequência	50Hz	até 30kHz
Corrente elétrica	100mA	até 4A
Ganho	fixo	ajustável
Quantidade de componentes (3 piezos)	> 150	~60

Fonte: Autor

Nota-se que o DAPCT apresenta desempenho muito superior com uma quantidade consideravelmente menor de componentes. O custo total aproximado para implementar três DAPCTs, de acordo com o esquemático da Figura 74, foi de aproximadamente 900 dólares, sem contar os piezos. O item mais caro é o amplificador operacional PA92, que representa em torno de 2/3 deste custo.

6.10 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

6.10.1 Resposta a uma rampa de tensão com inclinação acentuada

A fim de validar o comportamento do driver em termos de ganho em tensão, foi realizado um experimento, em tempo real, injetando-se um degrau na entrada do DAPCT e medindo-se a tensão na sua saída. Neste experimento foi utilizado o piezo B ($C_{pzt} = 5,679\mu F$), com $C_{cref} = 131,53\mu F$, $R_{pzt} = 300k\Omega$ e $R_{cref} = 30k\Omega$. Nesta configuração, o ganho da parte capacitiva esperado é de 24,16, e o ganho da parte resistiva esperado é de 30. O tempo de transição $t_{transDAPCT}$ entre os ganhos de alta e baixa frequência é de $(5 \cdot \tau_{DAPCT}) = 5 \cdot (R_{pzt} \cdot C_{pzt}) \cong 8,5s$. A frequência de amostragem utilizada para os conversores digital-analógico e analógico-digital foi de 500Hz.

A Figura 76 e a Figura 77 mostram, respectivamente, o sinal de entrada injetado e o sinal de saída no DAPCT.

Figura 76: Sinal de entrada do DAPCT

Fonte: Autor

Figura 77: Sinal de saída do DAPCT

Fonte: Autor

Nota-se que o ganho da parte capacitiva foi de $(8,941 \div 0,4) = 22,35$, abaixo do valor esperado de 24,16, o ganho da parte resistiva foi de $(4,442 \div 0,4) = 11,10$, conforme o esperado, e o tempo de transição $t_{transDAPCT}$ entre os ganhos de alta e baixa frequência foi de aproximadamente 8,5, conforme o esperado. A diferença no ganho da parte capacitiva deve-se à frequência de amostragem utilizada, a qual não permitiu a obtenção do valor de *slew rate* mínimo de $700V/s$ na entrada do DAPCT, o qual é necessário para excitar o driver integralmente na região de acionamento por carga, conforme especificado no tópico 6.3.2.4.2. Neste experimento, o valor de *slew rate* real do sinal de entrada foi de $0,4V \div 0,002s = 200V/s$.

A fim de verificar a validade da Equação (41), referente à frequência de corte f_{cDAPCT} , foi levantada a resposta em frequência do DAPCT utilizando o analisador de espectro modelo HP35665A, para uma faixa de frequências do sinal de entrada de $1Hz$ a $3kHz$, e para amplitudes de $0,25V$, $0,5V$ e $1V$. A Figura 78 mostra o diagrama de Bode do DAPCT para estas três diferentes amplitudes.

Figura 78: Resposta dinâmica do DAPCT

Fonte: Autor

Nota-se que, conforme esperado, a frequência de corte do DAPCT diminui na medida em que aumenta a amplitude A_e do sinal de entrada. Além disso, para $A_e = 0,25V$, $f_{c_{DAPCT}} = 629,21Hz$ de acordo com Equação (41) e, no gráfico, observa-se que a frequência de corte real obtida foi de $634,5Hz$.

Conclui-se, portanto, que o comportamento real do DAPCT, em termos de seus equacionamentos físicos, está de acordo com o esperado na teoria.

6.10.2 Magnitude da Histerese

Para verificar a magnitude da histerese com o DAPCT, foi feito um experimento similar ao realizado para levantamento da magnitude da histerese nominal dos piezos, no tópico 5.3.1.2. Ou seja, um sinal senoidal de $1Hz$ foi aplicado à entrada do DAPCT de forma a varrer toda a faixa de deslocamento dos piezos. A Figura 79, a Figura 80 e a Figura 81 mostram as magnitudes da histerese obtidas para os piezos A, B e C com o uso do DAPCT.

Figura 79: Curva de histerese atenuada do Piezo A com sinal de excitação senoidal de 1Hz

Fonte: Autor

Figura 80: Curva de histerese atenuada do Piezo B com sinal de excitação senoidal de 1Hz

Fonte: Autor

Figura 81: Curva de histerese atenuada do Piezo C com sinal de excitação senoidal de 1Hz

Fonte: Autor

Utilizando a métrica de cálculo da magnitude da histerese da Equação (6), apresentada no tópico 4.5.1.2, foram obtidos os seguintes valores aproximados de magnitude de histerese dos piezos A, B e C:

- $H_A = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% = \frac{125,6 - 123,6}{264,5 - 0,051} \times 100\% \cong 0,76\%$;
- $H_B = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% = \frac{135,9 - 133,5}{282,7 - 0,02594} \times 100\% \cong 0,85\%$;
- $H_C = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{max} - \delta_{min})} \times 100\% = \frac{125,7 - 124,9}{264 - 0,013} \times 100\% \cong 0,30\%$;

Nota-se, portanto, uma redução substancial da magnitude da histerese de todos os piezos. A Tabela 19 apresenta uma comparação dos valores de magnitude de histerese com e sem atenuação.

Tabela 19: Tabela comparativa de magnitude da histerese dos piezos com e sem atenuação

Piezo	Magnitude da Histerese sem atenuação (com uso do DAPT)	Magnitude da Histerese com atenuação (com uso do DAPCT)	Índice de redução	Ganho de atenuação
A	19,01%	0,76%	96%	$(19,01/0,76) = 25,01$
B	19,42	0,85%	95,62%	$(19,42/0,85) = 22,85$
C	16,82%	0,30%	98,22%	$(16,82/0,30) = 56,06$

Fonte: Autor

6.10.3 Fator de deriva

Para verificar os fatores de deriva obtidos com o uso do DAPCT, a ideia é realizar os mesmos experimentos do tópico 5.3.1.4, no qual cada piezo é submetido a sinais de excitação do tipo degrau, com diferentes amplitudes e valores iniciais e finais, para toda sua faixa de deslocamento. O cálculo do fator de deriva γ é igualmente feito segundo a métrica da Equação (7), apresentada no tópico 4.5.2.2.

Devido a problemas relacionados a descontinuidades no projeto do Fabry-Pérot, que implicaram a indisponibilidade de seus equipamentos na fase de testes do DAPCT, os experimentos de levantamento do fator de deriva foram realizados apenas para um dos piezos (piezo B).

Os testes realizados para a validação da atenuação do escorregamento dos piezos foram realizados nas seguintes condições:

- Frequência de amostragem do CAD e do CDA: 100Hz ;
- $\left(\frac{C_{Cref}}{C_{pzt}}\right) = \frac{131,53\mu F}{5,679\mu F} \cong 23$;
- $\left(\frac{R_{pzt}}{R_{Cref}}\right) = \frac{689,45}{29,97} \cong 23$;

Os primeiros testes foram feitos aplicando-se degraus na entrada do DAPCT de forma a se obter tensões entre $-1V$ e $+1V$ na saída do mesmo. A Figura 82 e a Figura 83 mostram os sinais temporais de

deslocamento do piezo B, em função dos degraus aplicados, em escala absoluta e em escala logarítmica, respectivamente.

Figura 82: Sinal temporal de deslocamento do piezo B para degraus de tensão entre $-1V$ e $+1V$

Fonte: Autor

Figura 83: Fatores de deriva obtidos para o piezo B para degraus de tensão entre $-1V$ e $+1V$

Fonte: Autor

Comparando os resultados de fator de deriva obtidos com o usado do DAPT (tópico 5.3.1.4) e com o uso do DAPCT (Figura 83), para tensões de saída V_s entre $1V$ e $-1V$, tem-se que, com o uso do DAPT, os

valores de fator de deriva ficaram entre $-0,0621\%$ (melhor caso entre os três piezos) e $8,863\%$ (pior caso entre os três piezos). Já com o uso do DAPCT, o fator de deriva variou entre $0,0073\%$ (melhor caso) e $0,0186\%$ (pior caso) para o piezo B. Embora não tenhamos os valores de fator de deriva, com o uso do DAPCT, para os piezos A e C, nota-se que houve redução na comparação com os resultados obtidos como uso do DAPT para o piezo B, além do fato de que com a aplicação da técnica de redução do escorregamento, os fatores de deriva deste piezo foram todos inferiores a $0,02\%$, na faixa de tensão avaliada.

O segundo jogo de testes foi feito aplicando-se degraus na entrada do DAPCT de forma a se obter tensões entre $-10V$ e $+10V$ na saída do mesmo. A Figura 84 mostra os resultados obtidos nestes testes.

Figura 84: Sinal temporal de deslocamento do piezo B para degraus de tensão entre $-10V$ e $+10V$

Fonte: Autor

Analisando a curva da Figura 84, nota-se que o escorregamento parece ser muito mais acentuado do que o observado na Figura 82, principalmente imediatamente após a aplicação do degrau. Além disso, nota-se que a duração da região de “escorregamento mais acentuado” coincide como o tempo $t_{transDAPCT}$ de transição entre o patamar de ganho de alta frequência e o patamar de ganho de baixa frequência, para entradas do tipo degrau, de acordo com as Equações (43) e (44), respectivamente. Observando a Figura 84, vê-se que este intervalo de tempo é aproximadamente igual a:

$$5 \cdot R_{pzt} \cdot C_{pzt} = 5 \cdot (689,45 \cdot 10^3) \cdot (5,679 \cdot 10^{-6}) \cong 19,6s$$

Isto sugere que há uma diferença entre os ganhos em alta e baixa frequência para este patamar de tensão de 10V. E se esta hipótese é verdadeira, então significa que a capacitância do piezo efetivamente varia em função da tensão aplicada em seus terminais, conforme previsto por Agnus, 2003. A fim de confirmar esta hipótese, foi realizado um experimento com os piezos A, B e C, utilizando o DAPC, aplicando-se um sinal senoidal de amplitude constante na entrada do driver, e variando-se o seu nível DC. Desta forma foi possível excitar o piezo em toda sua faixa de alimentação e medir a relação entre as amplitudes dos sinais na saída e na entrada do driver, ou seja, seu ganho, em função do nível DC da tensão na saída. Foi injetado um sinal senoidal na entrada do driver com uma frequência de 10Hz e amplitude constante de 40mV. O capacitor C_{ref} utilizado neste experimento possui capacitância $C_{C_{ref}} = 131,53\mu F$. Sendo assim, para determinar a capacitância C_{pzt} de cada piezo, em função do ganho G_{AC} medido, para cada nível DC de tensão, deve-se efetuar o seguinte cálculo:

$$C_{pzt} = \frac{C_{C_{ref}}}{(G_{AC} - 1)}$$

A Tabela 20, a Tabela 21 e a Tabela 22 apresentam os resultados de capacitância obtidos para os piezos A, B e C respectivamente.

Tabela 20: Valores de capacitância do Piezo A em função da tensão DC de alimentação

Nível DC na saída do DAPC	Amplitude do sinal na entrada do DAPC	Amplitude do sinal na saída do DAPC	G_{AC}	C_{pzt}
-15,50 V	40 mV	1,0700 V	26,750	5,108 μF
-3,00 V	40 mV	1,1025 V	27,563	4,952 μF
7,50 V	40 mV	1,1675 V	29,188	4,666 μF
17,00 V	40 mV	1,1150 V	27,875	4,894 μF
26,50 V	40 mV	1,1650 V	29,125	4,677 μF
36,00 V	40 mV	1,2450 V	31,125	4,366 μF
45,00 V	40 mV	1,2800 V	32,000	4,243 μF
55,00 V	40 mV	1,3300 V	33,250	4,078 μF
63,50 V	40 mV	1,4500 V	36,250	3,731 μF
72,50 V	40 mV	1,4150 V	37,375	3,616 μF
81,50 V	40 mV	1,5050 V	37,625	3,591 μF
91,00 V	40 mV	1,5250 V	38,125	3,543 μF
101,50 V	40 mV	1,5850 V	39,625	3,405 μF
111,50 V	40 mV	1,6500 V	41,250	3,628 μF
122,50 V	40 mV	1,7000 V	42,500	3,169 μF
133,50 V	40 mV	1,7500 V	43,750	3,077 μF
145,00 V	40 mV	1,8500 V	46,250	2,907 μF

Fonte: Autor

Tabela 21: Valores de capacitância do Piezo B em função da tensão DC de alimentação

Nível DC na saída do DAPC	Amplitude do sinal na entrada do DAPC	Amplitude do sinal na saída do DAPC	Ganho	C_{pzt}
-15,50 V	40 mV	1,135 V	28,375	4,805 μF
-3,00 V	40 mV	1,086 V	27,150	5,030 μF
7,50 V	40 mV	1,054 V	26,350	5,189 μF
17,00 V	40 mV	1,165 V	29,125	4,677 μF
26,50 V	40 mV	1,170 V	29,250	4,656 μF
36,00 V	40 mV	1,235 V	30,875	4,403 μF
45,00 V	40 mV	1,185 V	29,625	4,595 μF
55,00 V	40 mV	1,300 V	32,500	4,176 μF
63,50 V	40 mV	1,310 V	32,750	4,143 μF
72,50 V	40 mV	1,330 V	33,250	4,078 μF
81,50 V	40 mV	1,345 V	33,625	4,032 μF
91,00 V	40 mV	1,430 V	35,750	3,785 μF
101,50 V	40 mV	1,395 V	34,875	3,883 μF
111,50 V	40 mV	1,450 V	36,250	3,628 μF
122,50 V	40 mV	1,550 V	38,750	3,482 μF
133,50 V	40 mV	1,550 V	38,750	3,482 μF
145,00 V	40 mV	1,600 V	40,000	3,373 μF

Fonte: Autor

Tabela 22: Valores de capacitância do Piezo C em função da tensão DC de alimentação

Nível DC na saída do DAPC	Amplitude do sinal na entrada do DAPC	Amplitude do sinal na saída do DAPC	Ganho	C_{pzt}
-21,00 V	40 mV	1,070	26,750	5,108 μF
-8,00 V	40 mV	1,086	27,150	5,030 μF
3,00 V	40 mV	1,070	26,750	5,108 μF
13,00 V	40 mV	1,120	28,000	4,872 μF
23,00 V	40 mV	1,185	29,625	4,595 μF
33,00 V	40 mV	1,200	30,000	4,536 μF
43,00 V	40 mV	1,260	31,500	4,313 μF
52,00 V	40 mV	1,330	33,250	4,079 μF
62,00 V	40 mV	1,365	34,125	3,971 μF
72,00 V	40 mV	1,410	35,250	3,840 μF
82,50 V	40 mV	1,460	36,500	3,706 μF
93,00 V	40 mV	1,560	39,000	3,461 μF
104,00 V	40 mV	1,600	40,000	3,373 μF
115,50 V	40 mV	1,650	41,250	3,268 μF
127,50 V	40 mV	1,650	41,250	3,268 μF
140,00 V	40 mV	1,700	42,500	3,169 μF
152,50 V	40 mV	1,850	46,250	2,844 μF

Fonte: Autor

Analisando os dados das tabelas, nota-se claramente que a capacitância dos piezos diminui conforme aumenta a tensão aplicada em seus terminais. Como os resistores R_{pzt} e R_{Cref} foram configurados para dar um ganho igual ao ganho da parte capacitiva com $C_{pzt} = 5,679\mu F$ (capacitância do piezo B para tensão de alimentação nula), é natural portanto que, para valores de tensão na saída do DAPCT entre $-1V + 1V$, o escorregamento tenha sido menor do que para valores de tensão na saída do DAPCT entre $-10V + 10V$.

Portanto, conclui-se que apesar de a versão modificada do driver de acionamento dos piezos por carga e tensão garantir uma comutação automática entre os ganhos em alta e baixa frequência, ela não é capaz de ajustar o ganho de baixa frequência ao ganho de alta frequência em função da variação da capacitância dos piezos.

Uma maneira de contornar este problema seria substituindo-se o resistor R_{Cref} por um potenciômetro digital cuja resistência fosse controlada por tensão. Desta forma, seria possível utilizar uma das saídas analógicas da placa de controle para ajustar o valor de R_{Cref} em função do nível de tensão DC na saída do driver, de forma a equalizar os ganhos em alta e baixa frequência para qualquer valor de C_{pzt} .

O estudo e implementação de tal adaptação no DAPCT ainda está em aberto.

7 INFLUÊNCIA DA ATENUAÇÃO DAS NÃO LINEARIDADES DOS ATUADORES PIEZOELÉTRICOS SOBRE O SISTEMA DE CONTROLE

O real interesse em avaliar a atenuação das não linearidades dos piezos sobre o sistema de controle, ou seja, em malha fechada, é de comparar o desempenho do DAPT e do DAPCT em termos de ruído de posicionamento. Conforme já mencionado, a principal motivação deste trabalho é de verificar a hipótese de que a redução das não linearidades dos piezos permite a obtenção de um menor nível de ruído de posicionamento. No escopo deste trabalho, isto significa afirmar que o uso do DAPCT deve permitir, em tese, a obtenção de um menor desvio padrão de ruído de posicionamento do que com o uso do DAPT. Sendo assim, a fim de verificar esta hipótese, o DAPT e o DAPCT foram testados em malha fechada com o uso de um compensador de mesma estrutura e com o uso de um mesmo sistema de medida, e o desvio padrão do ruído de posicionamento do sistema de medida foi calculado em cada caso.

Para tanto, foram realizadas as seguintes etapas:

- I. Levantamento das especificações de desempenho;
- II. Definição da estrutura do compensador;
- III. Obtenção dos parâmetros do compensador;
- IV. Teste do compensador com o modelo da planta e com o modelo do DAPT;
- V. Teste do compensador com o modelo da planta e com o modelo do DAPCT;
- VI. Teste do compensador com o piezo e o DAPT;
- VII. Teste do compensador com o piezo e o DAPCT;
- VIII. Comparação dos resultados obtidos nas etapas VI e VII em termos de ruído de posicionamento.

Os detalhes de cada etapa estão descritos nas seções 7.1 e 7.2 a seguir.

7.1 O SISTEMA DE CONTROLE DO FABRY-PÉROT

O Fabry-Pérot consiste de um sistema MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*) de três entradas e três saídas. Um modelo de compensador para este sistema foi proposto e desenvolvido por Arcila, 2014. Trata-se de um compensador robusto projetado com a técnica LQR/LTR (*Linear Quadratic-Gaussian method with Loop Transfer Recovery*) (Cruz, 1996).

Devido aos problemas de indisponibilidade dos componentes de hardware do Fabry-Pérot a partir de uma determinada etapa do projeto, conforme já mencionado, não foi possível realizar a comparação de desempenho entre o DAPT e o DAPCT com este compensador. A realização desta comparação foi possível apenas com um dos piezos (piezo B), o qual consiste de um sistema SISO (*Single Input Single Output*) cujo modelo está apresentado na Equação (31) do tópico 5.3.1.7 desta dissertação. Uma vez

que o compensador robusto funciona apenas com o sistema completo, foi necessário implementar um novo compensador para a realização da análise comparativa desejada.

7.1.1 Especificações de desempenho

Os requisitos de desempenho para o sistema de controle do Fabry-Pérot, considerando os modos de operação e as características conhecidas do ambiente onde o telescópio será instalado, são:

- i. Seguir sinais de referência do tipo degrau;
- ii. Prover erro médio nulo em regime permanente para entradas do tipo degrau;
- iii. Limitar o tempo de resposta a, no máximo, $250ms$;
- iv. Minimizar o sobressinal da resposta transiente.
- v. *Limitar o ruído de posicionamento a, no máximo, $3nm\ rms$;*
- vi. *Rejeitar sinais de perturbações do ambiente do telescópio;*

Levando-se em conta as limitações impostas pelos equipamentos e instrumentos do laboratório onde são feitos os testes com o Fabry-Pérot atualmente, o erro de modelagem dos piezos e, principalmente, o escopo do compensador a ser implementado para análise comparativa de desempenho do DAPT e do DAPCT, os requisitos supra citados referentes ao ruído de posicionamento (v) e à rejeição de perturbações (vi) foram descartados.

7.1.2 Estrutura do compensador

Considerando-se as especificações de desempenho levantadas, um compensador Proporcional-Integral (PI) foi implementado para a comparação de desempenho entre o DAPT e o DAPCT, em termos de ruído de posicionamento. A parte derivativa não foi utilizada por conta dos níveis de ruído relativamente elevados dos componentes de hardware do Fabry-Pérot.

A estrutura do compensador implementado, no domínio de Laplace, é tal como mostra a (74):

$$K_{PI} = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (74)$$

7.1.3 Parâmetros do compensador

Para determinação dos parâmetros k_p e k_i do compensador, foi utilizada como ponto de partida a sintonia apresentada em Arcila, 2014, igualmente para um compensador PI, a qual foi obtida a partir de um algoritmo genético seguindo determinados critérios de otimização. Esta sintonia, no entanto, foi determinada para ser aplicada no sistema completo. Foi necessário, portanto, ajustar a mesma sintonia para o sistema com apenas um piezo. O ajuste foi feito a partir de testes de tentativa e erro com o modelo

do piezo B no software Matlab/Simulink®, até que uma sintonia que satisfizesse os requisitos de desempenho do tópico 7.1.1 fosse encontrada. Os valores de k_p e k_i obtidos são:

$$k_p = 2 \cdot 10^{-4}$$

$$k_i = 5 \cdot 10^3$$

A seguir, nas seções 7.2 e 7.3, são apresentados, respectivamente, os resultados das simulações realizadas com o modelo do piezo B e com o sistema real, utilizando os valores de k_p e k_i supra citados.

7.2 SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

7.2.1 Fluxo de dados

A Figura 85 apresenta o fluxo de dados das simulações realizadas com o sistema de controle SISO do Fabry-Pérot em malha fechada. Este fluxo de dados é similar ao apresentado no tópico 3.5.3 (Figura 25). A diferença reside no fato de que, no fluxo de dados da Figura 85, o bloco da Planta representa o piezo e o sistema de medida do fluxo de dados da Figura 25. Sendo assim, a entrada da planta é a tensão de alimentação do piezo e a saída da planta é a tensão da saída do módulo MC900. A função $f(x)$ converte o sinal de tensão do módulo em sinal de deslocamento do piezo, segundo a Equação (15).

Figura 85: Fluxo de dados das simulações do sistema de controle em malha fechada

Fonte: Autor

A fim de garantir uma reconstituição adequada dos sinais presentes na malha de controle, segundo do Critério de Nyquist, a frequência de amostragem e a frequência de controle utilizadas nas simulações corresponde a $5kHz$, ou seja, pouco mais do que o dobro da frequência de corte do piezo, cuja dinâmica é dominante em relação ao driver e ao sistema de medida.

7.2.2 Simulação com o modelo equivalente do DAPT

7.2.2.1 Parâmetros

A Figura 86 apresenta o diagrama em blocos de simulação da malha de controle de posicionamento do piezo B alimentado pelo DAPT. O atraso do modelo do piezo, por ser desprezível, foi desconsiderado.

Nesta simulação são monitoradas as seguintes variáveis:

- Sinal de referência, ou *setpoint* (r_d);
- Esforço de controle do compensador ($u_d = V_e$);
- Esforço de controle do DAPT ($u_a = V_s = V_{pzt}$);
- Corrente elétrica na saída do DAPT (i_s);
- Deslocamento do piezo (d);

Figura 86: Diagrama em blocos da malha de controle de posicionamento do piezo B alimentado pelo DAPT

Fonte: Autor

Os valores dos componentes considerados no DAPT são:

- $C_{pzt} = 5,679\mu F$;
- $R_{pzt} = 664,82k\Omega$;
- $R_{Cref} = 30k\Omega$;

Para estes valores de componentes temos que o ganho do G_{DAPT} é:

$$G_{DAPT} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_{pzt}}{V_e} = \left(\frac{R_{pzt} + R_{Cref}}{R_{Cref}} \right) = \left(\frac{664,82k\Omega + 30k\Omega}{30k\Omega} \right) = 23,161$$

A frequência de corte, para $i_{s_max} = 130mA$, é:

$$f_{cDAPT} = \frac{i_{s_max}}{2 \cdot \pi \cdot A_s \cdot C_{pzt}} = \frac{i_{s_max}}{2 \cdot \pi \cdot (A_e \cdot G_{DAPT}) \cdot C_{pzt}} = \frac{157,3}{A_e} Hz$$

7.2.2.2 Resultados

A Figura 87, a Figura 88 e a Figura 89 apresentam os resultados obtidos com a simulação do diagrama em blocos da Figura 86, para um sinal de referência (*setpoint*) de $10\mu m$.

Figura 87: Sinal de referência (r_d) e deslocamento (d) do piezo B

Fonte: Autor

Figura 88: Esforço de controle do compensador ($u_d = V_e$) e esforço de controle do driver ($u_a = V_s = V_{pzt}$)

Fonte: Autor

Figura 89: Corrente elétrica na saída do driver (i_s)

Fonte: Autor

Analisando os resultados da simulação, nota-se que o sistema em malha fechada com o DAPT é capaz de seguir sinais de referência do tipo degrau, apresenta erro médio nulo de posicionamento em regime permanente, não apresenta sobressinal e possui um tempo de resposta de 250ms . Sendo assim, este sistema atende aos requisitos de desempenho do tópico 7.1.1.

7.2.3 Simulação com o modelo equivalente do DAPCT

7.2.3.1 Parâmetros

A Figura 90 apresenta o diagrama em blocos de simulação da malha de controle de posicionamento do piezo B alimentado pelo DAPCT. O atraso do modelo do piezo foi desconsiderado.

Nesta simulação são monitoradas as seguintes variáveis:

- Sinal de referência, ou *setpoint* (r_d);
- Esforço de controle do compensador ($u_d = V_e$);
- Esforço de controle do DAPCT ($u_a = V_{pzt} = V_s - V_e$);
- Corrente elétrica na saída do DAPT (i_s);
- Deslocamento do piezo (d);

Figura 90: Diagrama em blocos da malha de controle de posicionamento do piezo B alimentado pelo DAPCT

Fonte: Autor

Na Figura 90, o DAPCT é a função transferência correspondente à Equação (40) do tópico 6.2.3.2.

Os valores dos componentes considerados no DAPCT são:

- $C_{pzt} = 5,679\mu F$;
- $C_{Cref} = 131,53\mu F$;
- $R_{pzt} = 694,82k\Omega$;
- $R_{Cref} = 30k\Omega$;

Para estes valores de componentes temos que o ganho do G_{DAPCT} , para altas e baixas frequências, é:

$$G_{DAPCT} = \frac{V_s}{V_e} = \left(\frac{C_{Cref} + C_{pzt}}{C_{pzt}} \right) = \left(\frac{131,53\mu F + 5,679\mu F}{5,679\mu F} \right) = \left(\frac{R_{pzt} + R_{Cref}}{R_{Cref}} \right) = \left(\frac{694,82k\Omega + 30k\Omega}{30k\Omega} \right) = 24,161$$

A relação entre tensão no piezo e a tensão na entrada do driver é:

$$\frac{V_{pzt}}{V_e} = \frac{(V_s - V_e)}{V_e} = \frac{V_s}{V_e} - 1 = G_{DAPCT} - 1 = \left(\frac{C_{Cref}}{C_{pzt}} \right) = \left(\frac{R_{pzt}}{R_{Cref}} \right) = 23,161$$

A frequência de corte, para $i_{s_max} = 130mA$, é:

$$f_{cDAPCT} = \frac{i_{s_max}}{2 \cdot \pi \cdot A_e \cdot C_{Cref}} = \frac{i_{s_max}}{2 \cdot \pi \cdot A_e \cdot [(G_{DAPCT} - 1) \cdot C_{pzt}]} = \frac{157,3}{A_e} Hz$$

7.2.3.2 Resultados

A Figura 91, a Figura 92 e a Figura 93 apresentam os resultados obtidos com a simulação do diagrama em blocos da Figura 90, para um sinal de referência (setpoint) de $10\mu m$.

Figura 91: Sinal de referência (r_d) e deslocamento (d) do piezo B

Fonte: Autor

Figura 92: Esforço de controle do compensador ($u_d = V_e$) e esforço de controle do driver ($u_a = V_{pzt} = V_s - V_e$)

Fonte: Autor

Figura 93: Corrente elétrica na saída do driver (i_s)

Fonte: Autor

Analisando-se os resultados da simulação, nota-se que o sistema em malha fechada com o DAPCT possui, conforme esperado, comportamento idêntico ao sistema em malha fechada com o DAPT, e portanto, é capaz de seguir sinais de referência do tipo degrau, apresenta erro médio nulo de posicionamento em regime permanente, não apresenta sobressinal e possui um tempo de resposta de $250ms$. Sendo assim, este sistema também atende aos requisitos de desempenho do tópico 7.1.1.

7.3 DESEMPENHO REAL DO SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

Nos tópicos 7.2.2 e 7.2.3 foi possível verificar que, escolhendo-se apropriadamente os componentes do DAPT e do DAPCT, é possível fazer com que ambos apresentem, em teoria, as mesmas características em termos de ganho e banda de resposta em frequência. Consequentemente, fechando-se a malha e aplicando-se um compensador com a mesma sintonia de controle para ambos os drivers, é possível fazer uma comparação, em condições de igualdade, no sentido de verificar qual driver propicia o melhor desempenho em termos de ruído de posicionamento. Em outras palavras, nestas condições é possível testar se a hipótese de que a atenuação das não linearidades dos piezos, sobretudo a histerese, propicia um melhor desempenho em termos de ruído de posicionamento, quando os mesmos são operados em malha fechada.

Sendo assim, a fim de finalmente testarmos esta hipótese, as simulações apresentadas nos tópicos 7.2.2 e 7.2.3 foram reproduzidas com o piezo B num experimento em tempo real. Os resultados dos testes estão apresentados nos tópicos 7.3.1, 7.3.3 e 7.3.4.

7.3.1 Diagrama em blocos

A Figura 94 mostra o diagrama de blocos de simulação do sistema de controle de posicionamento do piezo B em tempo real, com compensador PI. Este diagrama é similar aos diagramas mostrados na Figura 86 e na Figura 90, diferenciando-se pelo fato de o modelo do driver e o modelo da planta terem sido substituídos pelos componentes reais (DAPT ou DAPCT, piezo B e sistema de medida).

A interface entre o ambiente digital e o ambiente analógico se dá através das entradas e saídas analógicas da placa de aquisição. Uma saída analógica é utilizada para alimentar o driver e três entradas analógicas são utilizadas para a medição dos sinais de tensão de alimentação V_e do driver (esforço de controle do compensador), de tensão de alimentação V_{pzt} do piezo (esforço de controle do driver) e tensão de saída do módulo MC900 de $400\mu m$.

A frequência de amostragem utilizada nas entradas e saídas analógicas foi de $5kHz$. A duração dos testes realizados foi de 50 segundos. Assim como feito nas simulações, uma função $f(x)$ converte o sinal de tensão do módulo em sinal de deslocamento do piezo, segundo a Equação (15).

Figura 94: Diagrama em blocos de simulação da malha de controle de posicionamento do piezo B em tempo real

Fonte: Autor

Um sistema de proteção composto de um bloco (*Rate limiter*) para limitar o *slew rate* do sinal de entrada do driver e um bloco (*Saturation*) para limitar a faixa de tensão da saída analógica foram adicionados em série com o compensador. A limitação do *slew rate* na entrada do driver serve para limitar a corrente elétrica na saída no valor de $130mA$.

A seguir, nos tópicos 7.3.2 e 7.3.3, são apresentados os resultados obtidos nos testes de malha fechada com o DAPT e o DAPCT, respectivamente.

7.3.2 Resultados obtidos com o uso do DAPT

A Figura 95 apresenta o resultado obtido com a simulação do diagrama em blocos da Figura 94 com o uso do DAPT, para um sinal de referência (*setpoint*) do tipo degrau de $10\mu m$. No mesmo gráfico foi plotada a curva da Figura 87, referente ao resultado da simulação com o modelo do piezo B e com o modelo do DAPT.

Figura 95: Sinal de referência (r_d) e deslocamento (d) do piezo B com o uso do DAPT

Fonte: Autor

Analisando a Figura 95, nota-se que o comportamento real do deslocamento do piezo B é bastante semelhante ao comportamento simulado, diferindo apenas em relação ao tempo de resposta. Esta diferença deu-se, possivelmente, devido às incertezas do modelo do piezo B. Sendo assim, conclui-se que o sistema real com o DAPT também atende aos requisitos de desempenho do tópico 7.1.1, ou seja, é capaz de seguir sinais do tipo degrau com erro médio nulo em regime permanente e possui um tempo de resposta menor do que $250ms$ sem apresentar sobressinal.

A Figura 96 e a Figura 97 apresentam os resultados obtidos em termos de ruído de posicionamento no domínio do tempo e no domínio da frequência, respectivamente. Este sinal de ruído foi retirado de um trecho da resposta ao degrau da Figura 95 em regime permanente. O valor obtido de desvio padrão σ_{medida} do ruído de posicionamento foi de aproximadamente $57,55nm$.

Figura 96: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo com o uso do DAPT

Fonte: Autor

Figura 97: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência com o uso do DAPT

Fonte: Autor

A Figura 98 mostra os sinais de esforço de controle do compensador ($u_d = V_e$) e esforço de controle do driver ($u_a = V_s = V_{pzt}$) obtidos no teste.

Figura 98: Esforço de controle do compensador e do DAPT

Fonte: Autor

Avaliando-se a relação entre o sinal de esforço de controle do compensador e o sinal de esforço de controle do driver, nota-se que a relação entre a tensão de alimentação V_{pzt} do piezo e a tensão de entrada V_e do DAPT é de aproximadamente 22,730, um pouco abaixo do valor teórico esperado de 23,161, conforme calculado no tópico 7.2.2.1. Nota-se ainda que o efeito de escorregamento é transferido ao sinal de esforço de controle.

A Figura 99 e a Figura 100 apresentam os resultados obtidos em termos de ruído de esforço de controle do DAPT no domínio do tempo e no domínio da frequência, respectivamente. Este sinal de ruído foi retirado de um trecho da resposta ao degrau da Figura 98 em regime permanente. O valor obtido de desvio padrão σ_{DAPT} do ruído de esforço de controle foi de aproximadamente $5,448mV$.

Figura 99: Ruído de esforço de controle do DAPT no domínio do tempo

Fonte: Autor

Figura 100: Ruído de esforço de controle do DAPT no domínio da frequência

Fonte: Autor

7.3.3 Resultados obtidos com o uso do DAPCT

A Figura 101 apresenta o resultado experimental obtido do diagrama em blocos da Figura 94 com o uso do DAPCT, para um sinal de referência (*setpoint*) do tipo degrau de $10\mu m$. No mesmo gráfico foi plotada a curva da Figura 91, referente ao resultado da simulação com o modelo do piezo B e com o modelo do DAPCT.

Figura 101: Sinal de referência (r_d) e deslocamento (d) do piezo B com o uso do DAPCT

Fonte: Autor

Analisando a Figura 101, nota-se que o comportamento real do deslocamento do piezo B é bastante semelhante ao comportamento simulado, diferindo apenas em relação ao tempo de resposta. Esta diferença deu-se, possivelmente, devido às incertezas do modelo do piezo B. Sendo assim, conclui-se que o sistema real com o DAPCT também atende aos requisitos de desempenho do tópico 7.1.1, ou seja, é capaz de seguir sinais do tipo degrau com erro médio nulo em regime permanente e possui um tempo de resposta igual a $250ms$ sem apresentar sobressinal.

A Figura 102 e a Figura 103 apresentam os resultados obtidos em termos de ruído de posicionamento no domínio do tempo e no domínio da frequência, respectivamente. Este sinal de ruído foi retirado de um trecho da resposta ao degrau da Figura 101 em regime permanente. O valor obtido de desvio padrão σ_{medida} do ruído de posicionamento foi de aproximadamente $47,72nm$.

Figura 102: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo com o uso do DAPCT

Fonte: Autor

Figura 103: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência com o uso do DAPCT

Fonte: Autor

A Figura 104 mostra os sinais de esforço de controle do compensador ($u_d = V_e$) e esforço de controle do driver ($u_a = V_s - V_e = V_{pzt}$) obtidos no teste.

Figura 104: Esforço de controle do compensador e do DAPCT

Fonte: Autor

Avaliando-se a relação entre o sinal de esforço de controle do compensador e o sinal de esforço de controle do driver, nota-se que a relação entre a tensão de alimentação V_{pzt} do piezo e a tensão de entrada V_e do DAPCT, para altas frequências, é de aproximadamente 21,320, e o ganho para baixas frequências é de aproximadamente 21,684. Ambos os valores estão abaixo do valor teórico esperado de 23,161, conforme calculado no tópico 7.2.3.1. Nota-se ainda que o efeito de escorregamento é transferido ao sinal de esforço de controle.

A Figura 105 e a Figura 106 apresentam os resultados obtidos em termos de ruído de esforço de controle do DAPCT no domínio do tempo e no domínio da frequência, respectivamente. Este sinal de ruído foi retirado de um trecho da resposta ao degrau da Figura 104 em regime permanente. O valor obtido de desvio padrão σ_{DAPCT} do ruído de esforço de controle foi de aproximadamente $4,724mV$.

Figura 105: Ruído de esforço de controle do DAPCT no domínio do tempo

Fonte: Autor

Figura 106: Ruído de esforço de controle do DAPCT no domínio da frequência

Fonte: Autor

7.3.4 Comparação dos resultados

A Figura 107 mostra os resultados da Figura 95 e da Figura 101 sobrepostos. Nota-se que o comportamento real do sistema em malha fechada, com o uso do DAPT (curva em vermelho), se mostrou ligeiramente mais rápido do que com o uso do DAPCT (curva em preto).

Esta diferença nos tempos de resposta se deve muito provavelmente à diferença dos ganhos reais apresentados pelo DAPT (22,730) e pelo DAPCT (21,320 para altas frequências e 21,684 para baixas frequências), conforme mostraram a Figura 98 e a Figura 104.

Figura 107: Sinal de referência (r_d) e deslocamento (d) do piezo B com o uso do DAPT e do DAPCT

Fonte: Autor

Em teoria, os ganhos entre os drivers não deveriam ter apresentado uma diferença desta ordem. Após uma investigação da razão pela qual estes ganhos teriam apresentado tal diferença, foi efetivamente constatado um pequeno equívoco no experimento realizado com o DAPT. O ocorrido foi que o valor de R_{pzt} utilizado no teste com o DAPT foi o mesmo valor utilizado no teste com o DAPCT, isto é, $R_{pzt} = 694,82k\Omega$. No entanto, o valor que deveria de fato ter sido utilizado no teste com o DAPT, e que equalizaria os ganhos entre os dois drivers, deveria ter sido de $R_{pzt} = 664,82k\Omega$, conforme calculado no tópico 7.2.2.1.

No cálculo de G_{DAPT} mostrado item 7.2.2.1, se substituirmos os de valor de R_{pzt} por $694,82k\Omega$, obteremos um ganho igual a 24,161, ou seja, uma unidade acima do valor desejado. E esta diferença de uma unidade é quase a diferença observada na prática, o que portanto justifica a diferença observada entre os tempos de resposta da Figura 107.

A Figura 108 mostra os resultados da Figura 96 e da Figura 102 sobrepostos, referentes ao ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo.

Figura 108: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio do tempo com o uso do DAPT e do DAPCT

Fonte: Autor

Nota-se uma diferença significativa em relação aos valores de desvio padrão dos sinais de ruído de posicionamento obtidos com o uso do DAPT e com o uso do DAPCT. Entretanto, é necessário aplicar uma correção do valor de ruído obtido com o uso do DAPCT, pelo fato de este ter sido utilizado com um valor ganho menor do que o valor de ganho do DAPT, conforme anteriormente explicado. Para tanto, podemos utilizar o seguinte raciocínio: A relação entre o deslocamento d do piezo e a tensão V_{pzt} aplicada em seus terminais, no DAPCT, é praticamente um ganho por conta da quase remoção da histerese. Portanto, podemos afirmar nestas condições que uma determinada variação Δv_1 de tensão nos terminais do piezo acarreta uma determinada variação Δd_1 em seu deslocamento de acordo com um ganho g tal que:

$$\Delta d_1 = g \cdot \Delta v_1$$

Se a variação de tensão Δv_1 sofre uma amplificação e passa a ser uma variação de tensão $\Delta v_2 = k \cdot \Delta v_1$, então a variação de deslocamento Δd_1 passa a ser uma variação de deslocamento Δd_2 tal que:

$$\Delta d_2 = g \cdot \Delta v_2 = g \cdot (k \cdot \Delta v_1) = k \cdot (\Delta d_1)$$

Ou seja, a variação de deslocamento Δd_2 passa a ser k vezes maior do que a variação de deslocamento Δd_1 . Trazendo esta ideia para o sinal de ruído de posicionamento obtido com o DAPCT, estamos interessados em saber qual seria a variação $\Delta d_{DAPCT_{corrigida}}$, caso o ganho do DAPCT fosse idêntico ao ganho do DAPT, em função da variação $\Delta d_{DAPCT_{original}}$ obtida com o ganho original do DAPCT. Dado que o ganho real do DAPT é igual a 22,730, e que o ganho real de alta frequência do DAPCT é igual a 21,320, temos que se o DAPCT tivesse um ganho real de alta frequência de 22,730, este seria $22,730/21,320 = 1,0707$ vezes maior do que seu ganho original. Ou seja, a variação $\Delta d_{DAPCT_{corrigida}}$ seria tal que:

$$\Delta d_{DAPCT_{corrigida}} = 1,0707 \cdot \Delta d_{DAPCT_{original}}$$

Finalmente, uma vez que o desvio padrão de um sinal amplificado por uma constante é igual ao desvio padrão do sinal não amplificado vezes a própria constante, temos que o desvio padrão do ruído de medida $\sigma_{medida_{DAPCT_{CO}}}$ corrigido com o uso do DAPCT, em função do desvio padrão de medida $\sigma_{medida_{DAPCT_{NC}}}$ não corrigido com o uso do DAPCT é tal que:

$$\sigma_{medida_{DAPCT_{CO}}} = 1,0707 \cdot \sigma_{medida_{DAPCT_{NC}}} = 1,0707 \cdot 47,72nm = 51,09nm$$

Portanto, a real diferença $\Delta \sigma_{medida_{DAPT/DAPCT}}$ entre o desvio padrão do ruído de medida obtido com o DAPT e o desvio padrão do ruído de medida obtido com o DAPCT é:

$$\Delta \sigma_{medida_{DAPT/DAPCT}} = 57,55nm - 51,09nm = 6,46nm$$

Em termos percentuais, esta diferença corresponde a uma redução do desvio padrão do ruído de medida de aproximadamente 11,22%.

A Figura 109 mostra os resultados da Figura 100 e da Figura 103 sobrepostos, referentes ao ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência. Observa-se o ruído de posicionamento com o uso do DAPCT possui amplitudes menores em praticamente toda faixa do espectro.

Figura 109: Ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência com o uso do DAPT e do DAPCT

Fonte: Autor

A Figura 110 mostra os resultados da Figura 99 e da Figura 105 sobrepostos, referentes ao esforço de controle no domínio do tempo. Nota-se que o uso do DAPCT propiciou também uma redução no desvio padrão do ruído do esforço de controle em relação ao desvio padrão do ruído do esforço de controle obtido com o uso do DAPT.

Figura 110: Ruído de esforço de controle do DAPT e do DAPCT no domínio do tempo

Fonte: Autor

Em relação ao desvio padrão σ_{DAPCT} do ruído do esforço de controle obtido com o uso do DAPCT, é necessário aplicar a mesma correção aplicada ao desvio padrão do ruído de posicionamento obtido com o uso do DAPCT. Sendo assim, o desvio padrão corrigido $\sigma_{DAPCT_{corrigido}}$ é tal que:

$$\sigma_{DAPCT_{corrigido}} = 1,0707 \cdot \sigma_{DAPCT} = 1,0707 \cdot 4,724mV = 5,058mV$$

Portanto, a real diferença $\Delta\sigma_{DAPT/DAPCT}$ entre o desvio padrão do ruído de esforço de controle obtido com o DAPT e o desvio padrão do ruído de esforço de controle obtido com o DAPCT é:

$$\Delta\sigma_{medida_{DAPT/DAPCT}} = 5,448mV - 5,058mV = 0,39mV$$

Em termos percentuais, esta diferença corresponde a uma redução do desvio padrão do ruído de esforço de controle de aproximadamente 7,16%.

A Figura 111 mostra os resultados da Figura 100 e da Figura 106 sobrepostos, referentes ao ruído de posicionamento do piezo B no domínio da frequência. Observa-se o ruído de esforço de controle com o uso do DAPCT possui amplitudes significativamente menores na faixa do espectro entre 1kHz e 2kHz.

Figura 111: Ruído de esforço de controle do DAPT e do DAPCT no domínio da frequência

Fonte: Autor

A Tabela 23 apresenta um comparativo dos parâmetros de desempenho de ruído do sistema de controle de posicionamento do Fabry-Pérot, obtidos com o uso do DAPT e com o uso do DAPCT.

Tabela 23: Tabela comparativa de desempenho do sistema de controle de posicionamento do Fabry-Pérot com o uso do DAPT e com o uso do DAPCT

Parâmetro	DAPT	DAPCT (corrigido)	Ganho de ruído percentual	Ganho de ruído <i>rms</i>
Desvio padrão do ruído de posicionamento	57,55nm	51,09nm	11,22%	26,49nm
Desvio padrão do ruído de esforço de controle do driver	5,448mV	5,058mV	7,16%	2,024mV

Fonte: Autor

8 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

Esta dissertação apresentou o projeto e a implementação de um sistema eletrônico de acionamento para os atuadores piezoelétricos do interferômetro de Fabry-Pérot do espectrômetro BTFI. Tal sistema foi desenvolvido com a finalidade de atenuar os efeitos não lineares dos atuadores, na expectativa de melhorar o desempenho do sistema de controle de nanoposicionamento dos espelhos do Fabry-Pérot em malha fechada, no que se refere ao ruído de posicionamento, dado que o principal requisito técnico de desempenho deste sistema é tal que o ruído de posicionamento deve ser limitado a $3nm\ rms$.

A primeira etapa deste trabalho consistiu da caracterização do modelo e da instrumentação do sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot, durante a qual constatou-se que a placa de controle e o driver de acionamento dos piezos, que haviam sido desenvolvidos para o Fabry-Pérot, limitavam o desempenho do sistema de controle, fato que levou ao descarte destes equipamentos do projeto. Em termos de ruído, nesta etapa foi definido que, para que o requisito técnico de desempenho de ruído de posicionamento de $3nm\ rms$ possa ser atingido, e para que o ruído total seja apenas dado pelo sistema de medida, cada um dos demais componentes do sistema de nanoposicionamento deve ter níveis de ruído tais que suas contribuições individuais não sejam significativas frente ao valor de $3nm\ rms$. Matematicamente isto significa variância 100 vezes menor, ou seja, desvio padrão 10 vezes menor. Sendo assim, foi definido que cada componente deve ter um nível de ruído, em tensão, que contribua no máximo com um ruído de posicionamento equivalente que esteja uma ordem de grandeza abaixo de $3nm\ rms$.

Dessa forma, um estudo estatístico para levantamento dos níveis de ruído de cada equipamento foi realizado. Neste estudo constatou-se que, entre todos os equipamentos, o sistema de medida, como esperado, é o que mais contribui em termos de ruído. Entretanto, devido às limitações do laboratório onde foram realizados os testes, bem como dos equipamentos utilizados, não foi possível determinar o valor absoluto do nível de ruído deste sistema. Porém, verificou-se que melhores resultados de ruído eram obtidos ao se aplicar um aterramento comum a todos os equipamentos. Portanto, obteve-se como principal conclusão deste estudo de ruído que a questão do aterramento será um ponto crucial para o atingimento do principal requisito técnico de desempenho do sistema de controle de nanoposicionamento. Além disso, dado o nível de precisão requerido, entende-se que um estudo de compatibilidade eletromagnética para o local de instalação e operação do BTFI é altamente recomendado. Apesar de todas limitações, entretanto, foi possível obter um resultado de ruído de posicionamento, no melhor dos casos, de $7,19nm\ rms$, ou seja, na mesma ordem de grandeza do valor alvo de $3nm\ rms$.

Após a caracterização dos componentes de hardware e software do Fabry-Pérot, foram apresentados os critérios para escolha da solução a ser adotada para atenuação das não linearidades dos piezos do Fabry-Pérot. Os seguintes critérios foram levados em conta: possibilidade de que ambos os fenômenos não lineares (histerese e *creep*) dos atuadores piezoelétricos pudessem ser atenuados simultaneamente, possibilidade de utilização da solução também como driver de acionamento dos piezos, a fim de substituir o driver original que tornara-se inadequado para o projeto, e não limitação dos requisitos de desempenho do sistema. Foram avaliadas diferentes formas de atenuação de histerese e *creep*, através de pesquisa e estudo de diversos trabalhos já realizados e publicados no assunto. Entre todas as formas avaliadas, a única que atendia aos três critérios estabelecidos era a de um sistema eletrônico de acionamento dos piezos por carga e tensão elétricas. Em tal sistema, um comando híbrido de acionamento por carga, para atenuação da histerese no regime transitório, e acionamento por tensão, para atenuação do *creep* em regime permanente, é realizado através de um mecanismo de comutação.

Em Agnus, 2003, a comutação entre os dois tipos de comando é feita através de interruptores mecânicos. Para o driver de acionamento por carga e tensão do Fabry-Pérot, no entanto, foi realizada uma modificação nesta forma de implementação, de forma que a comutação entre os comandos por carga e tensão acontece de forma natural, sem necessidade de dispositivos mecânicos. Tal implementação é mais vantajosa, pois elimina os efeitos transitórios decorrentes do uso de interruptores, contribuindo assim para uma redução dos níveis de ruído eletrônico. Adicionalmente, o uso de interruptores representa um risco, pois um mal funcionamento de tais dispositivos pode acarretar em tensões transitórias fora da faixa de alimentação dos piezos, reduzindo assim sua vida útil ou até mesmo danificando-os.

Uma vez definida a solução para atenuação das não linearidades dos piezos, ou seja, o Driver de Acionamentos dos Piezos por Carga e Tensão (DAPCT), foi realizado todo o equacionamento deste sistema, a fim de que o projeto do circuito real pudesse ser desenvolvido. Neste projeto, a especificação técnica de desempenho de $3nm\ rms$ e os modos de operação do Fabry-Pérot foram traduzidos em requisitos de engenharia para o dimensionamento dos seguintes parâmetros de desempenho do driver: ganho, frequência de corte, tempo de resposta, *slew rate* e ruído. Adicionalmente, foram dimensionados os seguintes parâmetros relacionados à proteção do driver: corrente elétrica, tensão de alimentação, dissipação de potência, faixa de temperatura de operação, diodos de proteção contra sobre tensão e resistor de limitação de corrente. Foi realizada também uma análise estatística de ruído do DAPCT utilizando-se a mesma metodologia aplicada na análise de ruído dos demais componentes do Fabry-Pérot, durante a etapa de caracterização. Após esta análise constatou-se que o nível de ruído do driver era composto, em sua maior parte, pelo ruído de sua fonte de alimentação. Extraindo-se o ruído da fonte,

foi constatado que o nível de ruído do DAPCT está uma ordem de grandeza abaixo do requisito técnico de $3nm\ rms$, cujo resultado valida seu uso no sistema de nanoposicionamento do Fabry-Pérot.

Uma vez concluído o projeto do driver, um protótipo foi implementado e testado com o sistema real, a fim de se verificar experimentalmente a atenuação dos efeitos não lineares. No que se refere à histerese, verificou-se que houve uma redução significativa deste fenômeno nos três piezos do Fabry-Pérot, com índices de redução superiores a 95%. No que se refere ao *creep*, houve redução apenas para uma faixa restrita de alimentação dos piezos. Isto aconteceu pois o dimensionamento dos componentes do DAPCT acabou sendo válido apenas para tensões de alimentação do piezo próximas de zero, pois foi considerado um valor fixo de capacitância dos piezos para dimensionamento do ganho do DAPCT. Após alguns experimentos, no entanto, constatou-se que a capacitância dos piezos varia em função da tensão aplicada em seus terminais. Sendo assim, apesar de o driver fornecer uma comutação automática entre os comandos de acionamento por carga e tensão, a implementação que foi feita não adapta o ganho em regime permanente em função da alteração do valor de capacitância dos piezos ao longo de toda sua faixa de alimentação, o que portanto justifica a não atenuação do *creep* para toda a faixa. Neste caso, propõe-se o uso de um potenciômetro digital controlado por tensão, a fim de que a adaptação do ganho do driver em regime permanente possa ser aplicada de acordo com uma tabela que foi levantada experimentalmente, a qual associa o valor de tensão de alimentação ao valor de capacitância de cada piezo. A implementação de tal mecanismo deverá ser fruto de trabalho futuro.

Após a validação do funcionamento do DAPCT e da redução das não linearidades, foi realizado um experimento com o sistema de nanoposicionamento em malha fechada, controlado por um compensador PI, em duas configurações: uma realizando-se o acionamento dos piezos com o driver de acionamento por tensão (DAPT) e outra realizando-se o acionamento dos piezos com o driver de acionamento por carga e tensão (DAPCT). O objetivo deste teste foi de verificar a influência da atenuação das não linearidades dos piezos, comparando-se o desempenho de ambas as configurações em termos de ruído de posicionamento. A fim de que a comparação fosse feita em iguais condições, certificou-se de que em ambos os casos fosse utilizada a mesma sintonia do compensador PI e de que em ambos os casos os drivers apresentassem os mesmos valores de ganho e frequência de corte.

Após a análise dos resultados experimentais obtidos, verificou-se uma redução no nível de ruído de esforço de controle, em malha fechada, de aproximadamente $2mV\ rms$. Adicionalmente, verificou-se que o ruído de posicionamento do sistema, em malha fechada, é significativamente menor quando o fenômeno de histerese dos piezos é atenuado, com uma redução de aproximadamente $26,5nm\ rms$ nos testes realizados. Portanto, a hipótese inicial que motivou o desenvolvimento deste trabalho, de que a redução das não linearidades dos piezos, sobretudo a histerese, permite a obtenção de melhores

resultados de ruído de posicionamento em malha fechada, está validada. No que se refere ao erro médio de posicionamento em regime permanente, no entanto, é importante que a adaptação do DAPCT para atenuação do *creep*, para toda a faixa de alimentação dos piezos, seja concluída para que seja evitado o problema de saturação do esforço de controle num curto espaço de tempo após o início de cada operação de varredura com o Fabry-Pérot. Espera-se, portanto, que com a redução do *creep* seja possível estender o tempo de operação do Fabry-Pérot sem a necessidade de recalibração dos instrumentos. No que se refere à substituição do driver original do Fabry-Pérot pelo DAPCT, foi mostrado que o DAPCT possui desempenho superior em diversos aspectos, como por exemplo ganho, banda de resposta em frequência e corrente elétrica, além de possuir uma quantidade bem menor de componentes. O custo total de cada DAPCT é de aproximadamente 300 dólares. Considerando que cada piezo do Fabry-Pérot custa em torno de 3000 euros, pode-se dizer que o DAPCT possui também uma boa relação custo/benefício.

Portanto, de forma geral, considerando os resultados obtidos frente às limitações, os principais objetivos propostos neste trabalho foram satisfatoriamente atingidos.

9 TRABALHO FUTURO

O trabalho desenvolvido nesta dissertação é parte da fase de estudo e definição do interferômetro Fabry-Pérot, e servirá como base para trabalhos futuros até que este instrumento seja integrado ao BTFI e comissionado no telescópio SOAR. Em relação aos trabalhos que ainda devem ser realizados especificamente no projeto do Fabry-Pérot, podemos destacar:

- Levantamento do ruído absoluto do sistema de medida, a fim de verificar se o mesmo é adaptado ao projeto de acordo com as especificações de ruído;
- Estudo de compatibilidade eletromagnética do local de instalação e operação do Fabry-Pérot;
- Adaptação no DAPCT para redução do *creep* em toda a faixa de alimentação dos piezos;
- Projeto e desenvolvimento de uma fonte de tensão para o DAPCT, de acordo com as especificações de ruído;
- Projeto e desenvolvimento de uma placa de circuito impresso para o DAPCT;
- Projeto e desenvolvimento de uma placa de controle para o sistema de nanoposicionamento;
- Realização de testes do DAPCT com o sistema completo controlado pelo compensador robusto projetado e implementado por Arcila, 2014;
- Realização de testes de longa duração, para análise de estabilidade operacional dos sistemas.

REFERÊNCIAS

Agnus, J. **Contribution à la micromanipulation. Etude, Réalisation, Caractérisation et Commande d'une Micropince Piézoélectrique**. Thesis, Laboratoire d'Automatique de Besançon, Besançon, 2003. http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/36/68/08/PDF/Joel_Agnus.pdf. Acesso: Agosto, 2014.

APEX Microtechnology Inc. PA92U_P Datasheet, 2012. <http://www.apexanalog.com/wp-content/uploads/2012/08/PA92U.pdf>. Acesso: Agosto, 2014

Arcila, A. M. M. **High resolution Fabry-Pérot interferometer – Dynamic system modeling and nanopositioning control system design**, 2014.

Bazghaleh, M. **An innovative digital charge amplifier to reduce hysteresis in piezoelectric actuators**. Proceedings of the 2010 Australasian Conference on Robotics & Automation, 1-3 December, 2010.

Boylestad, R. L.; Nashelsky, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Prentice Hall. 8ª Edição, 2004.

CAVALCANTI, L.E.M. **Sistema de controle para o filtro óptico sintonizável Fabry-Perot do instrumento BTFI**, 95p. Dissertação (Mestrado). Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Sistemas Eletrônicos, São Paulo, 2011.

Cedrat Technologies. **Products Catalogue Version 4.1**, 2013. http://www.cedrat-technologies.com/download/CEDRAT_TEC_Catalogue.pdf. Acesso: Agosto, 2014.

Comeaga, C.D.; Grecu, E. **Control of piezoelectric actuator to diminish the influence of nonlinearities and hysteresis**. 1999.

Comstock, R.H. **Charge control of piezoelectric actuators to reduce hysteresis effects**. *United States Patent* nº US 4,263,527, 1981. <http://www.freepatentsonline.com/4263527.pdf>. Acesso: Agosto, 2014.

Cruz, J.J. **Controle Robusto Multivariável: O Método LQG/LTR**. Editora da Universidade de São Paulo, 1996.

Curie, J.; Curie, P. **Contractions et dilatations produites par des tensions dans les cristaux hémiedres à faces inclinées**, vol. 93, pages 1137 – 1140, 1881.

FOGALE NANOTECH, **Technical Manual Capacitive Measurement system MC900**, 2008.

Ge P.; Jouaneh M. **Generalized Preisach model for hysteresis nonlinearity of piezoceramic actuators**. Journal of Precision Engineering, 20:99-111, 1997.

Goldfarb M.; Celanovic N. **A flexure-based gripper for small-scale manipulation**. Journal of Robotica, 17:181-187, 1999.

Hariharan, P. **Basics of Interferometry**. Elsevier Inc. ISBN 0-12-373589-0, 2007.

Huang L. et al. **Switched capacitor charge pump reduces hysteresis of piezoelectric actuators over a large frequency range**. Review of Scientific Instruments 81, 094701, 2010.

Lippmann, G. **Principe de la conservation de l'électricité**. Annales de chimie et de physique, 24:145, 1881.

NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION, **DAQ M Series User Manual. NI 622x, NI 625x, and NI 628x Devices**, 2008.

Ogata, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Prentice Hall. 4ª Edição, 2008.

de Oliveira, Cláudia Mendes, et al. **The Brazilian Tunable Filter Imager for the SOAR Telescope**. Publications of the Astronomical Society of the Pacific 125.926 (2013): 396-408.

Shan, Y.; Leang K. K. **Design and Control for High-Speed Nanopositioning**. IEEE Control Systems Magazine, Volume 33, Número 6, Dezembro, 2013.

Vatansever, D.; Siores E.; Shah T. **Alternative Resources for Renewable Energy: Piezoelectric and Photovoltaic Smart Structures**. Chapter 10. ISBN 978-953-51-0755-2. University of Bolton, Institute for Materials Research and Innovation, United Kingdom, 2012.

APÊNDICE A – ARTIGOS PUBLICADOS

22nd International Congress of Mechanical Engineering (COBEM 2013)
November 3-7, 2013, Ribeirão Preto, SP, Brazil
Copyright © 2013 by ABCM

DESIGN AND REALIZATION OF AN ELECTRONIC CHARGE CONTROL CIRCUIT TO ATTENUATE THE HYSTERESIS OF THE HIGH RESOLUTION FABRY-PÉROT INTERFEROMETER'S AMPLIFIED PIEZOELECTRIC ACTUATORS

Victor Atilio Marchiori

Fábio de Oliveira Fialho

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brazil

victoratilio@usp.br

fabio.fialho@usp.br

Issa Ouattara

Laboratoire d'Astrophysique de Marseille

38, rue Frédéric Joliot-Curie, Marseille, France

issa.ouattara@oamp.fr

Ana Maria Molina Arcila

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brazil

ammolina@usp.br

Fernando Moya Orsatti

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brazil

fernando.orsatti@oepe.com.br

Jair Pereira de Souza

Laboratório de Microeletrônica – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brazil

jpsouza@lme.usp.br

Claudia Lúcia Mendes de Oliveira

Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas da Universidade de São Paulo

Rua do Matão, nº 1226, São Paulo, Brazil

oliveira@astro.iag.usp.br

Abstract. This paper presents the design and the realization of a technique to attenuate the hysteresis nonlinear phenomenon of high displacement Amplified Piezoelectric Actuators (APA) mounted in a state-of-the-art Fabry-Pérot interferometer. This interferometer is to be installed in the 3D-spectrometer Brazilian Tunable Filter Imager (BTFI) on the Southern Astrophysical Research (SOAR) telescope in Chile. The hysteresis attenuation technique presented in this paper aims to assist the Fabry-Pérot's nan positioning control system to attain its main scientific specification. In such system, each APA has a maximum stroke of $270\mu\text{m}$ within a 170V range, and they are used to position a high reflective mirror plate. The Fabry-Pérot's nan positioning control system is specified to limit the APA's positioning steady-state noise to 3nm rms , but the hysteresis limits the positioning accuracy. In order to attenuate hysteresis, an electronic charge control circuit built with a high power operational amplifier has been designed and applied for each APA. The experiments results show that the hysteresis effect has almost been eliminated, and consequently the positioning steady-state noise has significantly been reduced.

Keywords: Piezoelectric Actuator, Hysteresis, Charge Control, Nan positioning Systems, Fabry-Pérot Interferometer

V. A. Marchiori; F. O. Fialho; I. Ouattara

Design And Realization Of Electronic Charge Control System For Attenuating Hysteresis

1. INTRODUCTION

The Brazilian Tunable Filter Imager (BTFI) is a highly versatile, new technology, tunable optical imager to be used both in seeing-limited mode and at higher spatial fidelity using the SAM Ground-Layer Adaptive Optics facility (SOAR Adaptive Module) which is being deployed at the Southern Astrophysical Research (SOAR) telescope. The BTFI employs Fabry-Pérot interferometers in order to achieve high spectral resolutions up to $R \sim 30,000$ (de Oliveira), as well as the use of an innovating technique of combining holographic nets to build a tunable filter. BTFI will be useful for the study of a variety of topics, from solar system bodies, stars, interstellar medium, galaxies, to cosmology.

The BTFI's Fabry-Pérot interferometer (Fig. 1a), or etalon, is an instrument that permits optical filtration by interference processes (Fig. 1d), given by multiple reflection and refraction of light between two parallel highly reflective surfaces (Fig. 1b). The refracted rays interfere on each other, forming a pattern which takes the appearance of a set of concentric rings (Fig. 1e). By tuning the distance between the parallel plates one tune the wavelength of light. In Fabry-Pérot interferometer, the distance between the parallel surfaces is controlled by Amplified Piezoelectric Actuators – APA – CEDRAT TECHNOLOGIES (Fig. 1c), which are fixed on the inner side of the etalon.

Figure 1. (a) Fabry-Pérot interferometer. (b) Mirror plate. (c) APA. (d) Interference process. (e) Visual pattern of concentric rings in Fabry-Pérot interferometer.

APA is a solid-state long-stroke actuator. It is based on the expansion of the active material and on a mechanism to amplify the displacement, which is also proportional to the applied voltage. The advantages of APA (Cedrat Technologies) are its relatively large displacements combined with its high forces and compact size along the active axis. Since APA is robust, it can also be used in dynamic applications, including in resonant devices. On the other hand, APA has a very typical type of nonlinearity encountered in piezoelectric transducers – the hysteresis – which limits the positioning accuracy.

Such non linearity, which appears when the piezoelectric transducers are submitted to conventional voltage control, is enormously undesirable for the Fabry-Pérot's nanopositioning system, since its main scientific specification imposes that the standard deviation of the positioning error must be limited to $3nm$ rms. Thus, in order to attenuate the hysteresis effect of each APA in Fabry-Pérot, an analog charge control circuit built with a high power operational amplifier has been designed and applied for each APA. This paper aims to present the design and the implementation of such a solution, and to show its benefits by comparing the performance of the Fabry-Pérot's nanopositioning system with and without hysteresis attenuation.

Other techniques to attenuate the hysteresis have been widely published in other papers (Bazghaleh M., Beck J., Huang L., Rodriguez-Fortun J.M., Vautier B.J.G.). However, they are mostly limited to evaluate the results only in terms of the hysteresis magnitude reduction, without analyzing its improvements on a positioning accuracy point of view. With a more comprehensive approach, this paper focuses the analysis of the hysteresis attenuation in terms of the positioning accuracy of a real and challenging positioning application, giving an interesting contribution on this subject.

This paper is organized as follows: Section 2 describes the main characteristics of the Fabry-Pérot nanopositioning system's parts, Section 3 presents the method used to characterize the APA's hysteresis magnitude, Section 4 presents the charge control technique used to attenuate the APA's hysteresis and Section 5 presents the results obtained with the experiments performed with the APAs for both the classic voltage control (no hysteresis attenuation) and the designed charge control solutions. Finally, the experiment results are discussed in Section 6.

2. FABRY-PÉROT'S NANOPositionING SYSTEM

The actuating system of the Fabry-Pérot's nanopositioning system is composed by three APA400MML model (CEDRAT Technologies) Amplified Piezoelectric Actuators (APA).

The APA400MML (Fig. 2a) has a maximum stroke of $270\mu\text{m}$ ($-50\mu\text{m}$ to $210\mu\text{m}$) and it is proportional to the applied voltage within a 170V range (-20V to $+150\text{V}$). The APA400MML has two different excitation conditions: the quasistatic and the dynamic ones. The quasistatic excitation condition corresponds to operations in frequencies up to one-third of the first resonance frequency of the APA, which is about 600Hz. The dynamic excitation condition corresponds to operations in frequencies over the quasistatic bandwidth, in which the displacement becomes up to ten times more sensitive to the applied voltage than in quasistatic condition. Under an electronic point of view, each APA has an equivalent capacitance value of about $10\mu\text{F}$, which is valid in the quasistatic excitation condition.

The measuring system of the Fabry-Pérot's nanopositioning system is composed by three capacitive sensors and one converter module. Each capacitive sensor (Fig. 2b) have a measurement range of 1mm and a resolution of $0,4\text{ nm RMS } \sqrt{\text{Hz}}$. The converter module (Fig. 2c), which converts the signal coming from the capacitive sensors to a voltage signal, has a bandwidth of 10kHz and a maximum noise measure that is shorter than 0,005% RMS of the measure extent.

Figure 2. (a) Amplified Piezoelectric Actuator – APA. (b) Capacitive sensor. (c) Converter module.

3. HYSTERESIS CURVE CHARACTERIZATION

In general terms, the hysteresis on a dynamic system is a nonlinear phenomenon which presents a lag in response. In piezoelectric materials, this lag occurs between its displacement and the applied voltage. In other words, the displacement may assume different values for the same applied voltage. Like any other piezoelectric device, the Fabry-Pérot's APAs have this nonlinear characteristic, which limits the accuracy in positioning applications.

A graphical representation of the APA's displacement hysteresis is presented in Fig. 3. The hysteresis curve is partitioned into an ascending and into a descending branch, since the displacement trajectory depends on the sense of variation of the input voltage.

The calculation of the hysteresis magnitude (Agnus, J., 2003) is shown in Eq. (1):

$$H = \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{(\delta_{\max} - \delta_{\min})} \times 100 \quad (1)$$

H is the percentage hysteresis magnitude, $(\delta_1 - \delta_2)$ is the maximum displacement difference between the ascending and the descending branches of the hysteresis curve for a same input voltage value, and $(\delta_{\max} - \delta_{\min})$ is the difference between the displacement values at the maximum and the minimum applied voltages.

Figure 3. Hysteresis behavior of APA

The dashed ascending branches in Fig. 3 illustrate the variation on the hysteresis curve as the minimum input voltage level is increased. It is possible to note that the terms $(\delta_1 - \delta_2)$ and $(\delta_{\max} - \delta_{\min})$ depend on the maximum and minimum values of the input voltage being applied, so the hysteresis magnitude will therefore depend on the maximum and minimum values of the input voltage.

4. THE ANALOG CHARGE CONTROL SOLUTION

The charge control technique used in this paper lies on the principle that the displacement of a piezoelectric material is linearly proportional to the applied charge on it (Perez, R.). The electronic scheme shown in Fig. 4 presents one possible implementation of an analog charge control circuit.

In the scheme shown in Fig. 4, an APA with an inherent capacitance C_{pzt} is connected to the output and to the negative input of an operational amplifier (OA). This APA is also connected to a reference capacitor C_{ref} linked to the circuit ground. The input voltage signal is connected to the positive input of the operational amplifier.

Figure 4. Charge Control solution (Comstock R.H.)

Let V_- be the voltage at the negative input of the operational amplifier and V_{in} be the input voltage signal. In that configuration, the current i_- across the negative input of the operational amplifier is on the order of micro amperes, which implies that the voltage V_{Cref} across the reference capacitor is practically equal to the voltage V_+ at the positive input of the operational amplifier. In other words, V_{Cref} is such that:

$$V_{Cref} = V_- = V_+ = V_{in} \quad (2)$$

Moreover, it also implies that the charge Q_{pzt} across the APA is practically equal to charge Q_{Cref} across the reference capacitor, which is given by the expression in Eq. (4):

$$Q_{pzt} = Q_{Cref} \quad (3)$$

$$Q_{Cref} = C_{Cref} \times V_{Cref} = C_{Cref} \times V_{in} \quad (4)$$

C_{Cref} is the capacitance value of the reference capacitor C_{ref} . Combining Eq. (3) and Eq. (4), the charge Q_{pzt} across the APA is given by the expression in Eq. (5):

$$Q_{pzt} = Q_{Cref} = C_{Cref} \times V_{in} \quad (5)$$

Therefore, the charge Q_{pzt} across the APA is proportional to the input voltage signal V_{in} . Since the APA's displacement is linearly proportional to applied charge Q_{pzt} , it implies that the APA's displacement will be linearly proportional to the input voltage signal V_{in} .

It is possible to show that the circuit gain, which is the relation between V_{out} and V_{in} , is approximately given by the expression in Eq. (6) (Agnus, J., 2003).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_{Cref} + C_{pzt}}{C_{pzt}} \quad (6)$$

22nd International Congress of Mechanical Engineering (COBEM 2013)
November 3-7, 2013, Ribeirão Preto, SP, Brazil

5. EXPERIMENTAL PROCEDURES

In order to obtain the APA's hysteresis curves and hysteresis magnitudes for both voltage and charge control configurations, according to the characterization method described in Section 3, the experiments shown in Fig. 5 have been set up.

Figure 5. (a) Experiment scheme for determining the APA's hysteresis magnitude under voltage control. (b) Experiment scheme for determining the APA's hysteresis magnitude under charge control.

In these experiments, the PC runs simulation software which supports real-time communication with the data acquisition board (DAQ) connected to it. The DAQ provides a DC voltage signal varying from -10V to +10V, which supplies a voltage amplifier – driver (Fig. 5a) for voltage control configuration or an operational amplifier (Fig. 5b) for charge control configuration according to the scheme shown in Fig. 4. The driver has a fixed voltage gain which permits the APA to be supplied within its full voltage range (-20V to +150V). For the charge control configuration, a high power operational amplifier was applied, which is also capable to deliver the full voltage range of the APA. The gain of the charge control circuit can be tuned by varying the value of C_{Cref} , as shown by Eq. (6).

The capacitive sensor and the capacitance to voltage converter described in Section 2 are used to measure the APA's displacement, which value is acquired by the PC software through an analog input of the DAQ.

5.1 Obtaining the hysteresis curves

In order to obtain the hysteresis curves of each piezo (APA) under voltage control configuration (Fig. 5a), a ramp voltage signal varying from -1V to +7.5V was generated in the PC software. A single cycle of this signal was transmitted directly to the driver input. Since the driver's voltage gain is 20, each piezo was supplied with a voltage signal varying from -20V to +150V. It allowed the piezos to achieve its full stroke of $270\mu m$.

In order to obtain the hysteresis curves of each piezo under charge control configuration (Fig. 5b), a ramp voltage signal varying from -1V to +7.5V was generated in the PC software. A single cycle of this signal was transmitted directly to the circuit input. In this experiment, the charge control circuit's voltage gain was set at approximately 20, therefore supplying each piezo with a voltage signal varying from about -20V to about +150V. It allowed the piezos to achieve its full stroke of $270\mu m$.

Figure 6 and Fig. 7 show the hysteresis curves obtained for the three piezos (Piezo A, B and C) under voltage and charge control, respectively.

Figure 6. Hysteresis curves obtained for the piezos A (left), B (middle) and C (right) under voltage control.

V. A. Marchiori;F. O. Fialho;I. Ouattara

Design And Realization Of Electronic Charge Control System For Attenuating Hysteresis

Figure 7. Hysteresis curves obtained for the piezos A (left), B (middle) and C (right) under charge control

Table 1 presents a resume of the results shown from Fig. 6 and Fig. 7 in terms of the hysteresis magnitude of the piezos.

Table 1. Comparative of the experimental results obtained for the hysteresis magnitude, according to Eq. (1), with the voltage control scheme (Fig. 5a) and the charge control scheme (Fig. 5b)

Piezo	Parameter	Voltage Control configuration	Charge Control configuration	Attenuation
A	Hysteresis Magnitude	19,9 %	0,35 %	98,2 %
B	Hysteresis Magnitude	18,7 %	0,47 %	97,5 %
C	Hysteresis Magnitude	19,5 %	0,63 %	96,8 %

5.2 Evaluation of hysteresis attenuation in Closed Loop

In section 5.2, it was shown the benefits of using the analog charge control solution for attenuating the hysteresis magnitude. Nevertheless, in terms of nanopositioning, which is the subject of interest of this paper, the hysteresis magnitude does not give the real measure of the advantages that can be obtained by using such a solution.

Thus, additional experiments were performed in order to evaluate more directly the gains it brought for the Fabry-Pérot's nanopositioning system. To do such evaluation, the voltage control scheme of Fig. 5a and the charge control scheme of Fig. 5b were both set up in a closed-loop configuration, which was built with a digital PI compensator implemented within the simulation software running in the PC environment.

In such configuration (Fig. 8), the measured APA displacement signal $y(t)$ is compared to a reference (set-point) signal $r(t)$ in microns, whose error $e(t)$ is processed by the PI compensator (K) which generates a voltage control signal $u(t)$ (control effort) limited within a -10V to +10V range. The control signal is transmitted to the system (G) through the analog output of the DAQ. In voltage control configuration, G is the APA itself, while in charge control configuration G is the charge control circuit and the APA.

Figure 8. Closed-Loop configuration

For both voltage and charge control configurations, the PI compensator was manually tuned in order to provide the shorter response time possible without destabilizing the closed-loop system.

Figure 9 and Fig. 10 show the results obtained with the voltage control scheme (Fig. 5a) and the charge control scheme (Fig. 5b) submitted both to a closed-loop configuration. In Fig. 9, the control effort $u(t)$ is evaluated under voltage and charge control configurations for the three piezos, while in Fig. 10 the measured displacement signal $y(t)$ is evaluated under voltage and charge control configurations for the three piezos.

Figure 9. Control effort signals of the piezos A (left), B (middle) and C (right) obtained under voltage control (Hysteresis not Attenuated) and charge control (Hysteresis Attenuated) configurations in closed loop.

Figure 10. Displacement signals of the piezos A (left), B (middle) and C (right) obtained under voltage control (Hysteresis not Attenuated) and charge control (Hysteresis Attenuated) configurations in closed loop.

Table 2 presents a resume of the results shown from Fig. 9 and Fig. 10 in terms of the standard deviation of the control effort and the positioning error for each of the piezos.

Table 2. Comparative of the experimental results obtained for the control effort and the positioning error with the voltage control scheme (Fig. 5a) and the charge control scheme (Fig. 5b) submitted to a closed-loop configuration

Piezo	Parameter	Voltage Control configuration	Charge Control configuration	Attenuation
A	Control Effort's Standard Deviation	5,6 mV	1,1 mV	80,4%
	Positioning Error's Standard Deviation	108 nm	61 nm	43,5%
B	Control Effort's Standard Deviation	5,4 mV	2 mV	72,2%
	Positioning Error's Standard Deviation	122 nm	61 nm	50,0%
C	Control Effort's Standard Deviation	3,9 mV	1,2 mV	69,2%
	Positioning Error's Standard Deviation	133 nm	59 nm	55,6%

6. CONCLUSION

This paper describes the design and the realization of an analog charge control solution to attenuate the hysteresis nonlinear phenomenon of the Fabry-Pérot interferometer's Amplified Piezoelectric Actuators (APA). With the use of such system, the hysteresis magnitude is almost eliminated (up to 98,2% reduction) compared to the classic voltage control solution. Moreover, in order to verify the direct benefits of attenuating the hysteresis in positioning applications, the behavior of the charge control system is also evaluated in closed-loop. In such experiment, the standard deviations of the control effort and positioning error have significantly been reduced (up to 80,3% and up to 55,6% reduction respectively) compared to the voltage control solution.

7. ACKNOWLEDGEMENTS

V. A. Marchiori;F. O. Fialho;I. Ouattara

Design And Realization Of Electronic Charge Control System For Attenuating Hysteresis

8. REFERENCES

- Agnus, J., 2003. "Contribution à la micromanipulation. Etude, Réalisation, Caractérisation et Commande d'une Micropince Piézoélectrique". Thesis, Laboratoire d'Automatique de Besançon, Besançon.
<http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/36/68/08/PDF/Joel_Agnus.pdf>.
- Bazghaleh M., Grainger S., Cazzolato B., Lu T. "An innovative digital charge amplifier to reduce hysteresis in piezoelectric actuators". School of Mechanical Engineering, The University of Adelaide, SA 5005, Australia.
<<http://www.araa.asn.au/acra/acra2010/papers/pap111s1-file1.pdf>>.
- Beck, J., Noras M., Kieres J., E. Speich J. "Hysteresis characterization using charge feedback control for a LIPCA device," in *Smart Structures and Materials*, 2006, p. 61701M–61701M.
- de Oliveira, Cláudia Mendes, et al. "The Brazilian Tunable Filter Imager for the SOAR Telescope." *Publications of the Astronomical Society of the Pacific* 125.926 (2013): 396-408.
- Cedrat Technologies. *Products Catalogue* Version 4.1.
<http://www.cedrat-technologies.com/download/CEDRAT_TEC_Catalogue.pdf>
- Comstock R.H., 1981. "Charge control of piezoelectric actuators to reduce hysteresis effects". *United States Patent* n° US 4,263,527 <<http://www.freepatentsonline.com/4263527.pdf>>
- Huang L., Ma Y.T., Feng Z. H., Kong F.R., 2010. "Switched capacitor charge pump reduces hysteresis of piezoelectric actuators over a large frequency range," *Review of Scientific Instruments*, vol. 81, no. 9, pp. 094701–094701, 2010.
- Perez, R., Agnus, J., Breguet, J.M., Chaillet, N., Bleuler, H., Clavel R., 2001. "Characterization and control of a 1DOF monolitique piezoactuator (MPA)". *Proceedings of SPIE Microrobotics and Microassembly III*, Vol. 4568, Newton – USA, pp. 151-162.
- Rodriguez-Fortun J.M., Orus J., Alfonso J., Buil F., 2011. "Hysteresis in Piezoelectric Actuators: Modeling and Compensation". Grupo de Investigación Aplicada (GIA-MDPI), Instituto Tecnológico de Aragón, Zaragoza, Spain. Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A), Universidad de Zaragoza, Spain.
<<http://www.nt.ntnu.no/users/skoge/prost/proceedings/ifac11-proceedings/data/html/papers/1063.pdf>>
- Vautier B.J.G., Moheimani S.O.R., 2005. "Charge driven piezoelectric actuators for structural vibration control: issues and implementation". School of Electrical Engineering and Computer Science. University of Newcastle, Callaghan 2308, NSW, Australia <<http://routh.newcastle.edu.au/lab/pdf/J05d.pdf>>.

9. RESPONSIBILITY NOTICE

The authors are the only responsible for the printed material included in this paper.

HIGH RESOLUTION FABRY-PÉROT INTERFEROMETER – DYNAMIC SYSTEM MODELING AND NANOPositionING CONTROL SYSTEM DESIGN USING LQG/LTR TECHNIQUE

Ana María Molina Arcila

Fábio de Oliveira Fialho

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brasil

ammolina@usp.br

fabio.fialho@usp.br

Fernando Orsatti

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brasil

fernando.orsatti@oepe.com.br

Victor Atílio Marchiori

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brasil

victoratilio@usp.br

Issa Ouattara

Laboratoire d'Astrophysique de Marseille – 38, rue Frédéric Joliot-Curie, Marseille, France

issa.ouattara@oamp.fr

Leonardo Pinheiro da Silva

Laboratório de Automação e Controle – Departamento de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brasil

leonardo.pinheiro@oepe.com.br

Jair Pereira de Souza

Laboratório de Microeletrônica – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Avenida Professor Luciano Gualberto. Trv. 3, nº 158, São Paulo, Brasil

jpsouza@lme.usp.br

Claudia Lucia Mendes de Oliveira

Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas da Universidade de São Paulo – Rua do Matão, nº 1226, São Paulo, Brasil

oliveira@astro.iag.usp.br

Abstract. In this paper, we present the design of the mirror nanopositioning controller of the state-of-the-art Fabry-Pérot interferometer to be installed in the Brazilian Tunable Filter Imager (BTFI) on the Southern Astrophysical Research (SOAR) telescope in Chile. The three-input-three-output multivariable (MIMO) Fabry-Pérot system is composed of three high-range Amplified Piezoelectric Actuators (APA) of 230 μm stroke and three 400 μm -range capacitive measurement systems. Its positioning control system is specified to achieve a maximum steady-state noise of 3nm rms. A sixth-order non-minimum phase complete system model was built on top of a second-order piezoelectric actuator model with hysteresis effect compensation. The multivariable robust controller was designed following the Linear Quadratic Gaussian/Loop Transfer Recovery (LQG/LTR) method. The built controller was validated in the real system and its performance was compared against a proportional-integral (PI) controller as benchmark. Simulation results show that the control algorithm is valid.

Keywords: Dynamic Modeling, Multivariable Systems, Robust Controller, Fabry-Pérot Interferometer, Nanopositioning Systems.

1. INTRODUCTION

The Brazilian Tunable Filter Imager (BTFI) is a highly versatile, new technology, tunable optical imager to be used both in seeing-limited mode and at higher spatial fidelity using the SAM Ground-Layer Adaptive Optics facility (SOAR Adaptive Module) which is being deployed at the SOAR telescope. The BTFI employs Fabry-Perót interferometers in order to achieve high spectral resolutions up to $R \sim 30,000$ (Oliveira et al, 2013).

A scanning process is required to provide 2D-images within a given spectral band using a Fabry-Perót interferometer. Such process is implemented by changing the distance between its two highly reflective parallel mirrors. Current Fabry-Perót interferometers are designed to work in a fixed spectral resolution and allow for an initial adjustment of the distance between the mirrors in a range of $10 \mu\text{m}$ with a scan range of $2 \mu\text{m}$. The proposed Fabry-Perót interferometer is designed to work in a larger range of spectral resolutions ($R \sim 1000$ to $R \sim 30000$), which requires a range for the distance between the plates from zero to at least $200 \mu\text{m}$. To meet such specific requirement, high-excursion piezoelectric actuators (APA400MML, manufactured by CEDRAT Technologies Co) and high-sensitivity capacitive sensors compose the feedback nanopositioning system. Such feedback control system is needed to set and control the desired distance between the plates and is the aim of this work to develop different approaches to the design of a successful controller for the BTFI Fabry-Perót system.

For the purpose of designing the control system, a parametric second-order model of the piezoactuator was created for the specific stack actuator APA400MML. The parametric sixth-order model of the Fabry-Perót interferometer was created on top of the piezoactuator model. The result is a linear, time invariant model of the system.

With the parametric model of the Fabry-Perót system, the linear quadratic Gaussian with loop transfer recovery LQG/LTR robust MIMO (multiple input multiple output) controller design technique, presented in Athans (1986), was applied. This technique was chosen because it ends with a robust controller, able to reject disturbances and reject noise measurement with stability guaranteed in its entire range of operation. Another approach implemented for the controller was using the classic Proportional-Integral SISO (single input single output) design.

The paper is organized in the following way: Section 2 describes the instrumentation and physical configuration of the device, followed by a description of the parametric second-order model of the piezoactuators and the sixth-order model of the Fabry-Perót interferometer (Section 3). The control problem is introduced in Section 4, and the control design is presented in Section 5. The simulated and experimental results are presented in Section 6 and 7. Finally, the results are discussed in Section 8.

2. FABRY-PERÓT INSTRUMENT

The Fabry-Perót interferometer is composed of two parallel highly reflecting circular glass plates (commonly referred as the mirrors, or etalon). One plate is mounted firmly in a cylindrical mechanical system that comprises the body of the Fabry-Perót interferometer, and the second one is mounted on the same cylinder through three piezoelectric actuators (or piezoactuators), used for fine-positioning the mirrors. The piezoactuators APA400MML are solid-state long-stroke actuators based on the expansion of the active material and on a mechanism to amplify the displacement (CEDRAT 2013), allowing a maximum displacement of $250 \mu\text{m}$ at 150 V . Three capacitive sensors measure the distance between the two plates of the interferometer for feedback, with sub-nanometer resolution. Such capacitive sensors are MCC10HS ones, which have metal-resin technology and triaxial technology manufactured by FOGALE Nanotech Company.

Each of the three MCC10HS is fixed to the Fabry-Perót mount and the measurement target of each piezoactuator is fixed to the upper mirror of the etalon. In this way the sensors always measure the distance between the upper mirror and the fixed position of the sensor. The offset between the sensor fixed position and the bottom mirror is corrected a priori.

The outputs of the capacitive sensors are connected directly to MC900 modules. Such modules convert the capacitance of the sensors measure into a voltage value that is proportional to the measured distance. The modules output varies from 0 to 10 volts and the sensitivity can be calibrated based on the desired measurement range. The bandwidth of the MC900 modules is set and fixed in 10 kHz .

A picture of the Fabry-Perót etalon and the complete instrumentation of the system is shown in Fig. 1.

Figure 1. (a) Fabry-Perót upper mirror and piezoactuators. There is one measurement target between two piezoactuators, separated 60 degrees each. (b) Fabry-Perót control system instrumentation.

3. FABRY-PERÓT MODEL

3.1 Piezoactuator second-order model

The overall mechanical behavior of the piezoactuator practically equals that of a single mass-spring-damper system (Adriaens et al., 2000). The differential equation used in the model of the piezoactuator system, is the well-known general differential equation for linear time invariant second-order systems written as:

$$m\ddot{y} + c\dot{y} + ky = c\dot{u} + ku \quad (1)$$

Where y and u represent the actuator displacement and input voltage, respectively. The effective mass m , in Eq. (2) is a function of the natural frequency Wn , and the stiffness of the piezoactuator k , which is specified in the piezoactuator datasheet (CEDRAT TECHNOLOGIES, 2013).

$$m = \frac{k}{Wn^2} \quad (2)$$

The damping coefficient c , is calculated as in Eq. (3):

$$c = 2m\zeta Wn \quad (3)$$

where ζ is the damping coefficient, calculated as a function of the gain P , of the natural frequency Wn , as shown in Eq.(4). Both P and Wn are inferred from the piezoactuator frequency response.

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{4(P^2 - 1)}} \quad (4)$$

These equations are applied to the three piezoactuators of the system; therefore m_1 , c_1 , and k_1 refer to these variables in piezoactuator 1; m_2 , c_2 and k_2 to the variables in piezoactuator 2; and m_3 , c_3 and k_3 for piezoactuator 3. A small time delay τ was introduced to the model to give a good fit to the phase curve of the real system frequency response in Fig. 3.

After Laplace transformation of Eq. (1) the transfer function of the piezoactuator can be written as:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{cs + k}{ms^2 + cs + k} e^{-\tau s} \quad (5)$$

3.2 Identification of the piezoactuator second-order model

To build a model for the piezoactuators, the frequency response of the system was taken using a Dynamic Signal Analyzer (DSA HP35665A), where a sinusoidal input signal of 1 V of amplitude over the frequency range of interest (1 Hz to 3 kHz) was applied to the piezoactuator. The resulting low displacement of the piezoactuator ($\pm 1 \mu\text{m}$), in the z direction as shown in Fig. 2, was measured by the capacitive sensors and fed back to the DSA.

Figure 2 Test bench setup for the acquisition of the piezoactuator dynamic response.

The frequency response of the piezoactuator is plotted as a Bode plot shown in Fig. 3. The parameters P and W_n of the piezoactuators model were taken from this Bode plot, were P has a value of -5 dB and W_n has a value of 655 Hz.

The Bode plot of the transfer function of Eq. (5) is also shown in Fig. 3 (dashed red line). The system only shows one peak, while experimental results (solid black line) indicate that there are more peaks and valleys in between every two peaks. As stated by Adriaens et al. (2000), there can be infinite peaks and valleys because the mass of the piezoactuator is not concentrated in some points, as in linear mass-spring-damper systems of arbitrary order, but distributed over the element. Considering this, the model presented here is a good approximation up to the first natural frequency and such limitation imposes a constraint to the design of the control law (Sec. 5). In practice, as stated by Bashas et al. (2007), the working frequency of the piezoactuator barely exceeds its first natural frequency. Therefore, the distributed parameters nature of the piezoactuator could be safely neglected and the model could be reduced to a lumped parameter representation, especially when integrated with flexural mechanical compartments.

Figure 3 APA400MML piezoactuator frequency response. The solid black line represents the experimental frequency response taken with a Dynamic Signal Analyzer. The dashed red line is the Bode plot of the second order model.

3.3 Fabry-Perót sixth-order model

A sixth-order parametric model for the Fabry-Perót system, which is composed of three piezoactuators coupled with the mirror mass, was built on top of the previously presented model for the piezoactuator. The input of the MIMO system are the three piezoactuators voltage inputs, u_1 , u_2 and u_3 , and the outputs are the measurement of the capacitive sensors, s_{12} , s_{23} , s_{13} , all of them in Volts.

The model takes into account the geometrical position of the sensors. The measurement targets of the sensors are placed 60 degrees from each of the piezoactuators, as shown in Fig. 4b. The graphical representation of the system is shown in Fig. 4a.

Figure 4. a) Schematic of the Fabry-Perót instrument. The disk represents the upper mirror, the mass-spring-damper systems represent the piezoactuators, and the dots on the disk represent the capacitive sensors measurement targets. b) Fabry-Perót system geometrical representation and force diagram.

The total mass of the system is the sum of the masses of the mirror plate and the effective masses of the piezoactuators second order model, as stated in Eq. (6).

$$M_{total} = m_{mirror} + m_1 + m_2 + m_3 \quad (6)$$

Taking x as the total displacement of the mirror plate, the force-balance equation, applying the expression of Eq. (1) for every piezoactuator results in:

$$M_{total}\ddot{x} = -k_1 y_1 - k_2 y_2 - k_3 y_3 - c_1 \dot{y}_1 - c_2 \dot{y}_2 - c_3 \dot{y}_3 + k_1 u_1 + k_2 u_2 + k_3 u_3 + c_1 \dot{u}_1 + c_2 \dot{u}_2 + c_3 \dot{u}_3 \quad (7)$$

The moment of force for the plate in the y axis is:

$$I_y \ddot{\theta}_y = -[k_1(y_1 - u_1) + c_1(\dot{y}_1 - \dot{u}_1)] \frac{r\sqrt{3}}{2} + [k_3(y_3 - u_3) + c_3(\dot{y}_3 - \dot{u}_3)] \frac{r\sqrt{3}}{2} \quad (8)$$

Similarly, the moment of force for the plate in the z axis is:

$$I_z \ddot{\theta}_z = -[k_1(y_1 - u_1) + c_1(\dot{y}_1 - \dot{u}_1)] \frac{r}{2} + [k_2(y_2 - u_2) + c_2(\dot{y}_2 - \dot{u}_2)] r - [k_3(y_3 - u_3) + c_3(\dot{y}_3 - \dot{u}_3)] \frac{r}{2} \quad (9)$$

The distance output in the location of the capacitive sensors measurement targets:

$$s_{12} = x + \theta_y \frac{r\sqrt{3}}{2} - \theta_z \frac{r}{2} \quad (10)$$

$$s_{23} = x - \theta_y \frac{r\sqrt{3}}{2} - \theta_z \frac{r}{2} \quad (11)$$

$$s_{13} = x + \theta_z r \quad (12)$$

Finally, the space state representation is given by Eq. (13) and Eq. (14), with the matrix **A**, **B**, **C**, **D** defined as in Appendix 1a. The result is a linear and time-invariant (LTI) model with 3 controls, 3 outputs and 6 state variables.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (13)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \quad (14)$$

This space state representation can be transformed to a transfer function representation for each input/output relation.

The transfer functions for the Fabry-Perót system are showed in Appendix 1b.

3.4 Identification of the Fabry-Perót model

As in the modeling of the piezoactuators, presented in section 3.1, the frequency response of the system was taken for every input and output combination using the same dynamic signal analyzer, in the range of frequency of interest (1 Hz – 1 kHz). The Bode plots for each input and output combination are shown in Fig. 5.

Figure 5 Bode plot of the Fabry-Perót system when exciting only one input. a) Input signal only in u_1 , b) Input signal only in u_2 , c) Input signal only in u_3 . Solid black line is the Bode plot of the parametric model. Dashed red line is the real response of the system.

The presented model has limitations because some important effects, like hysteresis, creep, temperature and humidity, were not taken into account in order to simplify the modeling of the system allowing the use of linear control techniques like the LQG/LTR controller design. Nevertheless, an ongoing work (Atilio et al, 2013) that drives the piezoactuators by charge instead of voltage to eliminate the hysteresis and creep effects will make the linear dynamical model proposed here very close to the real system.

3.5 The Fabry-Perót modelling error

With the frequency response presented in Fig. 5 it was possible to calculate the modeling error EM , using the following multiplicative error formula on the acquired data points:

$$EM(s) = [G_R(s) - G_N(s)]G_N(s)^{-1} \quad (15)$$

Where G_R is the transfer function of the real plant and G_N is the nominal model of the system.

This representation for the error was adopted because it describes the error, reflected in the plant output, in the modeling of the plant transfer function as well as the error in the loop transfer function (Da Cruz, 1996).

Next, the frequency response of the inverse of the modeling error of Eq. (16) was taken, as presented in Fig. 6. This helped in the analysis of how well the model represents the system as a function of the frequency and is also needed for the LQG/LTR design method, which will be presented in the next section.

Figure 6 Fabry-Perót system multiplicative modeling error

Fig. 6 shows high-frequency modeling errors which impose a limit to the control system bandwidth, limiting the performance of the feedback system (Athans, 1986). For the current model of the system, the crossover frequency is on 200 Hz, which is taken into account in the robust control design in section 5.2.

4. FABRY-PERÓT CONTROL PROBLEM

4.1 Main operation mode

The main operation mode of the Fabry-Perót instrument is the scanning one, which consists in varying the distance between the mirrors of the interferometer, between one distance position to another, and going the way back, in n steps. This is repeated for a number m of times creating a sequence of ladders.

4.2 Performance specifications

The performance specifications for the feedback control system in scanning mode are the following:

1. Follow the reference (small steps) signal with null steady state average error, and steady state maximum standard deviation of 3nm rms.
2. Reject disturbances up to 100 Hz.

Finally, step response overshoots must be minimized in order to maximize the instrument operation range.

5. CONTROL SYSTEM DESIGN

5.1 Proportional-Integral Compensator

As a benchmark, and due to its simplicity of implementation and satisfactory performance on following step references with zero steady-state error, a simple Proportional Integral (PI) controller of the form of Eq. (16) has been implemented.

Figure 8 Fabry-Perót model step response with PI controller simulation

As it can be seen in the figure, the outputs of the system do not present overshoot in the dynamic response and follow the reference with null steady state error, achieving the performance requirements.

6.2 LQG/LTR compensator simulation results

The robust controller simulation block diagram is as shown in Fig. 9.

Figure 9 Robust controller simulation block diagram

The simulation results for a step input signal of $5\mu\text{m}$ is shown in Fig. 10.

Figure 10 Fabry-Perót system step response with robust controller

The outputs of the system do not present overshoot in the dynamic response and follow the reference with null steady state error, achieving the performance requirements.

7. EXPERIMENTAL VALIDATION OF COMPENSATORS

For the experimental validation of the compensators in the real system, the simulations presented in Fig. 7 and 9 are run in real time using a sample frequency of 4500 Hz. The digital to analog interface between the computer and the piezoactuators, and the analog to digital conversion between the MC900 output and the computer, is done by two data acquisition boards, NI 6221.

7.1 Proportional-Integral compensator experimental results

The experimental results for a step input signal of $5\mu\text{m}$ is shown in Fig. 11.

Figure 11 Fabry-Pérot system step response with PI controller

As it can be seen in the figure, the outputs of the system do not present overshoot in the dynamic response and follow the reference with null steady state error. However, the output signals of the system, acquired by the data acquisition boards, present a steady-state standard deviation of 140 nm. The source of this noise was studied, reaching the conclusion that the noise is introduced by the computer and the data acquisition boards, which will not be part of the system once the control algorithm is implemented in an isolated controller board in the future. For this reason, the noise specification used for the validation is the relative specification of noise-signal ratio of 0.3.

For these experimental results, the signal has a steady state standard deviation of $0.140\mu\text{m}$ for a $5\mu\text{m}$ mean step signal, resulting in a noise-signal ratio of 0.03.

7.2 LQG/LTR compensator experimental results

The experimental validation of the LQG/LTR robust controllers with hysteresis compensation is part of our current work. For the final version of this paper we are planning to show the results of this validation.

8. CONCLUSIONS

This paper has proposed a linear time-invariant second-order model for the amplified piezoactuator APA400MML and a sixth-order LTI model for the Fabry-Pérot system of the BTFI instrument. These models were used to design a PI and a robust LQG/LTR nanopositioning controllers for the Fabry-Pérot system.

The simulation and implementation results of the controllers have verified the effectiveness of the proposed control schemes, demonstrating that they can achieve a fast and smooth reference following response, rejecting disturbances up to 100 Hz and having a satisfactory noise-signal ratio.

9. ACKNOWLEDGEMENTS

We would like to thank the Laboratório de Microeletrônica do Departamento de Sistemas Eletrônicos of the Universidade de São Paulo for their support and for sharing their space and resources with us. The first author would also like to thank the Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo, FAPESP, process number 2011/11877-5 for financial support.

10. REFERENCES

- Adriaens, H. J. M. T. S., Willem L. De Koning, and Reinder Banning. "Modeling piezoelectric actuators." *Mechatronics*, IEEE/ASME Transactions on 5.4 (2000): 331-341.
- Athans, Michael. "A tutorial on the LQG/LTR method." American Control Conference, 1986. IEEE, 1986.
- CEDRAT TECHNOLOGIES, 2010. "Technical Datasheet APA400MML". 1 May 2010
http://www.cedrat_technologies.com/fileadmin/user_upload/cedrat_groupe/Mechatronic_products/Piezo_actuators_electronics/APAs/APA400MML_GB_v3.3.pdf
- CEDRAT TECHNOLOGIES, 2013. "CEDRAT TECHNOLOGIES Piezo Products Catalog Version 4.1"
- de Oliveira, Cláudia Mendes, et al. "The Brazilian Tunable Filter Imager for the SOAR Telescope." *Publications of the Astronomical Society of the Pacific* 125.926 (2013): 396-408.
- Doyle, J.C. "Analysis of Feedback Systems with Structured Uncertainties", *IEE proceedings*, vol. 129, Parte D, n 6, pp. 242-250, nov. 1982.
- J. J. Da Cruz, "Controle Robusto Multivariável", Edusp, São Paulo, SP, 1996.

11. RESPONSIBILITY NOTICE

The authors are the only responsible for the printed material included in this paper.

APPENDIX 1.

a. Fabry-Perót space state sixth order model matrix definition:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{ka+kb+kc}{M} & -\frac{ca+cb+cc}{M} & -\frac{ka-kc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca-cc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ka}{2}-\frac{kb}{2}+\frac{kc}{2}r & -\frac{ca}{2}-\frac{cb}{2}+\frac{cc}{2}r \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{ka-kc}{I_y}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca-cc}{I_y}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ka+kc}{I_y}r^2\frac{3}{4} & -\frac{ca+cc}{I_y}r^2\frac{3}{4} & -\frac{ka-kc}{I_y}r^2\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{ca-cc}{I_y}r^2\frac{\sqrt{3}}{4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\left(\frac{ka}{2}-\frac{kb}{2}+\frac{kc}{2}\right) & -\left(\frac{ca}{2}-\frac{cb}{2}+\frac{cc}{2}\right) & -\frac{ka-kc}{I_z}r^2\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{ca-cc}{I_z}r^2\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{ka}{4}+\frac{kb}{4}+\frac{kc}{4}r^2 & -\frac{ca}{4}+\frac{cb}{4}+\frac{cc}{4}r^2 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{ca}{M} & \frac{cb}{M} & \frac{cc}{M} \\ -\frac{ca+cb+ccc}{M} & -\frac{ca-cc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{ca+cb+ccc}{M} & -\frac{ca-cc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{ca+cb+ccc}{M} & -\frac{ca-cc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{ca+cb+ccc}{M} & -\frac{ca-cc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{ca+cb+ccc}{M} & -\frac{ca-cc}{M}r\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{ca}{M}r^2\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & r\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{r}{2} & 0 \\ 1 & 0 & -r\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{r}{2} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & r & 0 \end{bmatrix}$$

b. Fabry-Perót system model transfer function representation:

$$G_{11} = \frac{-0.7765s^5 - 3.378 \times 10^4 s^4 - 7.549 \times 10^6 s^3 - 1.661 \times 10^{11} s^2 - 1.345 \times 10^{13} s - 2.004 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{12} = \frac{0.6612s^5 + 2.875 \times 10^4 s^4 + 5.228 \times 10^6 s^3 + 1.161 \times 10^{11} s^2 + 6.726 \times 10^{12} s + 1.002 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{13} = \frac{-0.7764s^5 - 3.378 \times 10^4 s^4 - 7.409 \times 10^6 s^3 - 1.661 \times 10^{11} s^2 - 1.345 \times 10^{13} s - 2.004 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

Ana María Molina Arcila, Fábio de Oliveira Fialho, Fernando Orsatti
High Resolution Fabry-Pérot Interferometer – Dynamic System Modeling And Nanopositioning Control System Design

$$G_{21} = \frac{-0.8499s^5 - 3.378 \times 10^4 s^4 - 7.705 \times 10^6 s^3 - 1.661 \times 10^{11} s^2 - 1.345 \times 10^{13} s - 2.004 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{22} = \frac{-0.8499s^5 - 3.378 \times 10^4 s^4 - 7.613 \times 10^6 s^3 - 1.661 \times 10^{11} s^2 - 1.345 \times 10^{13} s - 2.004 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{23} = \frac{0.7237s^5 + 2.875 \times 10^4 s^4 + 5.354 \times 10^6 s^3 + 1.161 \times 10^{11} s^2 + 6.726 \times 10^{12} s + 1.002 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{31} = \frac{-0.6361s^5 + 2.859 \times 10^4 s^4 - 3.377 \times 10^5 s^3 + 1.157 \times 10^{11} s^2 + 1.046 \times 10^{12} s - 1.00 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{32} = \frac{0.5416s^5 - 3.362 \times 10^4 s^4 - 1.833 \times 10^6 s^3 - 1.657 \times 10^{11} s^2 - 7.772 \times 10^{12} s - 2.002 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

$$G_{33} = \frac{-0.636s^5 - 3.376 \times 10^4 s^4 - 7.109 \times 10^6 s^3 - 1.661 \times 10^{11} s^2 - 1.345 \times 10^{13} s - 2.004 \times 10^{17}}{s^6 + 163.4s^5 + 7.311 \times 10^6 s^4 + 7.79 \times 10^8 s^3 + 1.742 \times 10^{13} s^2 + 9.014 \times 10^{14} s + 1.342 \times 10^{19}}$$

APPENDIX 2.

The LQG/LTR design methodology starts designing a plant, called the target loop that meets the performance requirements using Kalman Filter techniques, choosing a proper μ constant and L matrix.

$$G_{TL} = \frac{1}{\sqrt{\mu}} C(j\omega I - A)^{-1} L$$

Using the algebraic Ricatti equation (ARE) and the chosen value for μ , find the Kalman Filter observer gain matrix H.

$$0 = -A\Sigma - \Sigma A' - LL' + \frac{1}{\mu} \Sigma C' C \Sigma$$

$$H = \frac{1}{\mu} \Sigma C'$$

After the Kalman Filter gain matrix is obtained the recovery process is made. As stated in Doyle (1982), if the system is a square system the **A** and **B** matrices of the system are controllable, the **A** and **C** matrices are observable and the transmission zeros of the system have all negative values, a controller gain matrix can be calculated as:

$$G = \frac{1}{\rho} B' K_p$$

Where $\rho > 0$ and K_p is obtained solving the following ARE:

$$0 = -K_p A - A' K_p - C' C + \frac{1}{\rho} K_p B B' K_p$$

With the compensator gain matrix, G, the compensator K for the target loop is defined as:

$$K(s) = G(sI - A + BG + HC)^{-1} H$$

This compensator is made for the design plant model that had augmented dynamics (three integrators in the input signal). Given that we want to design a compensator for the model of the system we need to include the integrators on the compensator as in:

$$K(s) = K(s) * \frac{I_3}{s} = G(sI - A + BG + HC)^{-1} H * \frac{I_3}{s}$$