

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

RODRIGO BARBOSA PAZOTE

**IMPLEMENTAÇÃO ANALÓGICA DE UM CONTROLADOR
POR MODOS DESLIZANTES E ALTO GANHO APLICADO
AO INTERFERÔMETRO DE DOIS FEIXES**



Ilha Solteira
2025

RODRIGO BARBOSA PAZOTE

**IMPLEMENTAÇÃO ANALÓGICA DE UM CONTROLADOR
POR MODOS DESLIZANTES E ALTO GANHO APLICADO
AO INTERFERÔMETRO DE DOIS FEIXES**

Trabalho de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Estadual Paulista–UNESP, Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Laboratório de Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Cláudio Kitano

Ilha Solteira
2025



FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

P348i Pazote, Rodrigo Barbosa.
Implementação analógica de um controlador por modos deslizantes e alto ganho aplicado ao interferômetro de dois feixes / Rodrigo Barbosa Pazote. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2025
51 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2025

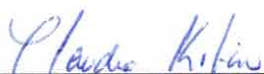
Orientador: Cláudio Kitano

Inclui bibliografia

1. Interferômetro. 2. Detecção de fase. 3. Controle por modos deslizantes.

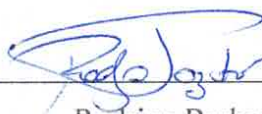
ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos vinte e um dias do mês de maio do ano de dois mil e vinte e cinco, o discente *Rodrigo Barbosa Pazote*, matriculado sob o nº 191052981, tendo como banca examinadora o seu orientador, o *Prof. Dr. Cláudio Kitano*, o *Prof. Dr. Marcelo Carvalho Minhoto Teixeira* e a *Dra. Stephany de Souza Lyra*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado "IMPLEMENTAÇÃO ANALÓGICA DE UM CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES E ALTO GANHO APLICADO AO INTERFERÔMETRO DE DOIS FEIXES". Obtendo a nota 8,0 (cito) e conceito aprovado.



Prof. Dr. Cláudio Kitano

- Orientador -



Rodrigo Barbosa Pazote

- Discente -



Prof. Dr. Marcelo Carvalho Minhoto Teixeira

- Membro da Banca -



Dra. Stephany de Souza Lyra

- Membro da Banca -

*Dedico este trabalho à minha família,
e companheiros de laboratório
por seu apoio infinito*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais amados, Arivaldo e Angela, e irmão Gustavo que sempre acreditaram em mim e aos meus demais familiares.

Ao professor Dr. Cláudio Kitano por aceitar me orientar neste trabalho, pelos ensinamentos, por compartilhar comigo seus conhecimentos acadêmicos, pela paciência, pelas sugestões a este trabalho, por acreditar em mim e no meu potencial e tornar este trabalho um aprendizado prazeroso. Se cheguei até aqui foi porque tive pessoas iguais a você que acreditaram em mim.

Aos técnicos de laboratório, Everaldo, Bruno, Valdemir Chaves e Wendel que me auxiliaram na realização dos experimentos.

Aos amigos do Laboratório de Optoeletrônica que, de forma direta ou indireta, me ajudaram: Murilo, Luis e Stephany e aos discentes de outros laboratórios como Hugo e Rafael que me deram muito apoio durante a jornada.

A todos os meus amigos que tive a oportunidade de conhecer durante a minha vida acadêmica, por terem me motivado a prosseguir, dividirem comigo seus conhecimentos e tornarem essa jornada mais alegre e prazerosa.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

"É muito melhor lançar-se em busca de conquistas grandiosas, mesmo expondo-se ao fracasso, do que alinhar-se com os pobres de espírito, que nem gozam muito nem sofrem muito, porque vivem numa penumbra cinzenta, onde não conhecem nem vitória, nem derrota."
(Theodore Roosevelt)

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um controlador analógico por modos deslizantes com alto ganho, aplicado a um interferômetro em quadratura. A proposta é inspirada em pesquisas anteriores realizadas no Laboratório de Optoeletrônica (LOE) da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, visando superar limitações de desempenho em frequências além de 500 Hz e propor uma solução de baixo custo que dispense algoritmos de desdobramento de fase. Para isso, foi projetado um controlador que passou por testes experimentais utilizando o interferômetro de Michelson modificado. Os resultados apresentaram erros de até 10%, atribuídos ao chaveamento, ao baixo ganho do sistema e a ruídos eletrônicos — desafios que ainda precisam ser superados. No entanto, esses resultados forneceram subsídios importantes para ajustes futuros, pois os problemas identificados podem ser mitigados com o uso de componentes eletrônicos mais precisos, aumento do ganho e a possível atualização para um observador implementado de forma analógica.

Palavras-chave: interferômetro; detecção de fase óptica; realimentação; controle com modos deslizantes.

ABSTRACT

This work aims to develop a high-gain sliding mode controller applied to a quadrature interferometer. The approach is inspired by previous research carried out at the Laboratório de Optoeletrônica (LOE) of the University of Engineering of Ilha Solteira, with the goal of overcoming performance limitations at high frequencies (above 500 Hz) and proposing a low-cost solution that eliminates the need for phase unwrapping algorithms. To this end, a controller was designed and subjected to experimental tests using a modified Michelson interferometer. The results showed errors of up to 10%, attributed to switching effects, low system gain, and electronic noise — challenges that still need to be addressed. Nevertheless, these results provided valuable insights for future adjustments, as the identified issues can be mitigated by using more precise electronic components, increasing system gain, and potentially upgrading to a virtually implemented analog closed-loop system.

ME ARRUMA

Keywords: optical sensor; quadrature homodyne interferometry; optical phase detection; closed-loop feedback; sliding mode control.

SUMÁRIO

| | | |
|--------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 9 |
| 1.1 | Objetivos | 10 |
| 1.2 | Conteúdo dos capítulos | 10 |
| 2 | PRINCÍPIOS DE INTERFEROMETRIA | 11 |
| 2.1 | Dualidade onda-partícula | 11 |
| 2.2 | Interferômetro de Michelson | 14 |
| 2.3 | Interferômetro de Michelson modificado | 16 |
| 2.4 | Desvanecimento do sinal interferométrico | 17 |
| 3 | CONTROLE APLICADO AO INTERFERÔMETRO | 19 |
| 3.1 | Controle com estrutura variável e modos deslizantes | 19 |
| 3.2 | Análise da estabilidade do sistema | 21 |
| 4 | PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE | 26 |
| 4.1 | Supressor DC | 27 |
| 4.2 | Multiplicador Analógico | 29 |
| 4.3 | Comparador | 30 |
| 4.4 | Integrador | 31 |
| 4.5 | Amplificadores e Montagem | 33 |
| 4.6 | Simulações do sistema | 35 |
| 5 | RESULTADOS | 38 |
| 5.1 | Resultados práticos do sistema em bancada | 38 |
| 5.2 | Montagem e resultados experimentais. | 40 |
| 5.2.1 | Atuadores piezoelétricos flexensionais | 41 |
| 5.2.2 | Medidas práticas realizadas | 44 |
| 6 | CONCLUSÃO | 49 |
| | REFERÊNCIAS | 50 |

1 INTRODUÇÃO

A nanotecnologia e a microeletrônica, dois campos de grande relevância científica e tecnológica, dependem fortemente de técnicas avançadas como a microscopia de varredura e de tunelamento. Tais métodos são fundamentais para aplicações como o alinhamento de máscaras de wafers e o posicionamento preciso de amostras, processos que exigem mecanismos de deslocamento com resolução nanométrica. Atualmente, esses mecanismos utilizam atuadores controlados eletronicamente, cuja relação entre a tensão aplicada e o deslocamento resultante precisa ser compreendida com exatidão. Para isso, é essencial contar com equipamentos de calibração precisos e, preferencialmente, não invasivos — ou seja, que não interfiram diretamente no sistema em análise. Nesse contexto, o uso de interferômetros a laser mostra-se altamente eficaz.

No Laboratório de Optoeletrônica (LOE) da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (UNESP), diversas pesquisas vêm sendo conduzidas com o intuito de aplicar técnicas de controle não linear à estabilização de sistemas interferométricos e à demodulação de fase óptica. Essas técnicas viabilizam medições de deslocamentos em escalas micro e nanométricas, com aplicações na caracterização de atuadores piezoelétricos, técnicas de controle em malha fechada e técnicas de demodulação de fase (Felão *et al.*, 2022; Felão *et al.*, 2019; Martin *et al.*, 2017; Galeti *et al.*, 2015; Galeti; Kitano; Connelly, 2015; Galeti *et al.*, 2013; Marçal; Higuti; Kitano, 2012; Marçal *et al.*, 2012; Barbosa *et al.*, 2010; Marçal *et al.*, 2007). Avanços recentes em processamento digital de sinais permitiram o desenvolvimento de métodos inovadores para detecção de fase óptica, que combinam circuitos ópticos e eletrônicos de baixo custo com alta precisão.

Grande parte dos sistemas desenvolvidos no LOE foi implementada digitalmente em plataformas embarcadas, devido à facilidade de programação e simulação que esses sistemas oferecem. O ambiente digital também proporciona agilidade no desenvolvimento e ganhos elevados, uma vez que o controle digital é limitado, principalmente, pela memória disponível. No entanto, esses sistemas ainda enfrentam limitações relacionadas à frequência de amostragem, banda passante, taxa de processamento e resolução dos conversores analógico-digitais (A/D), fatores que exigem maior investimento ou avanços tecnológicos para serem superados.

Em Felão *et al.* (2019), foi desenvolvido um controle não linear baseado na abordagem de modo de operação com alto ganho, implementado em FPGA na plataforma myRIO. Apesar dos bons resultados, o sistema enfrentou limitações em frequências acima de 500 Hz. Em 2022, Felão *et al.* (2022) propuseram um observador operando em malha aberta, que dispensava transdutores pré-calibrados e mantinha a filosofia de alto ganho e controle por modos deslizantes, embora as limitações em frequência ainda não tivessem sido superadas.

1.1 Objetivos

Diante disso, este trabalho propõe a exploração das vantagens oferecidas pelos sistemas analógicos, que podem apresentar maior banda passante e menor custo em relação às soluções digitais. O objetivo principal é projetar e implementar um controlador por modos deslizantes com alto ganho, inspirado no modelo descrito por Felão *et al.* (2019), utilizando eletrônica analógica simples, reduzindo os custos e ampliando a faixa de operação para frequências acima dos 500 Hz.

Para isso, foi desenvolvido um sistema de controle analógico baseado no referido trabalho e aplicado a um interferômetro prático, cuja estrutura e funcionamento serão detalhados ao longo deste trabalho.

Serão apresentados, neste documento, os fundamentos teóricos de interferometria e controle utilizados, seguidos das etapas de desenvolvimento do circuito eletrônico e dos resultados experimentais obtidos, com a respectiva análise de desempenho.

1.2 Conteúdo dos capítulos

O Capítulo 1 apresenta os princípios de interferometria, O Capítulo 2 apresenta o método de controle em alto ganho e modos deslizantes, O Capítulo 3 apresenta os detalhes do projeto do circuito de controle, O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos e por fim, O capítulo 5 apresenta as conclusões.

2 PRINCÍPIOS DE INTERFEROMETRIA

Neste capítulo, serão apresentados os principais conceitos teóricos abordados nesta pesquisa, dispostos para fundamentar as próximas seções e o entendimento do trabalho realizado como um todo.

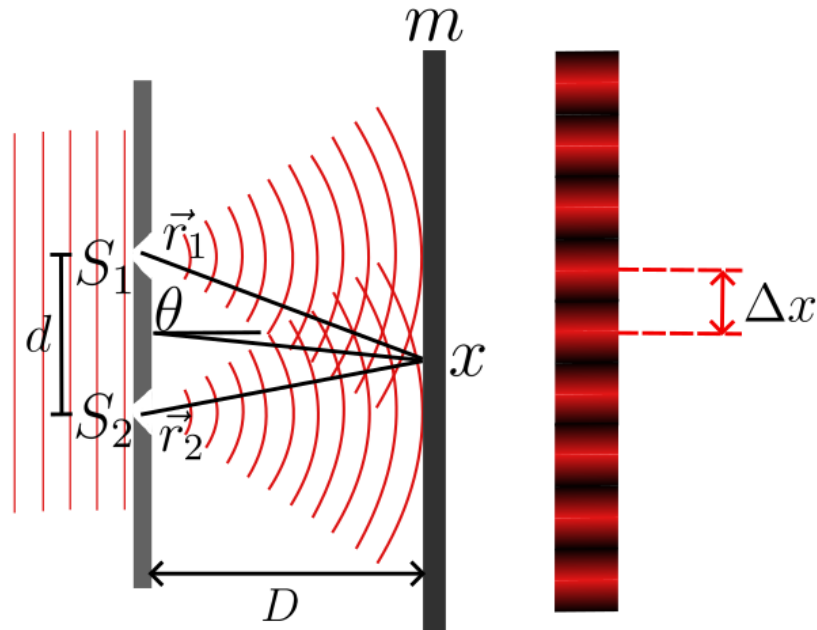
Interferômetros são instrumentos óticos utilizados para medir grandezas físicas como variações de deslocamento, índice de refração e outras propriedades de materiais. Eles funcionam dividindo um feixe de luz em dois ou mais caminhos, permitindo que esses caminhos sejam recombinados e observados para determinar diferenças de fase. Essa diferenças de fase é então usadas para caracterizar as propriedades do material ou medidas físicas sob análise com grande precisão, graças ao alto grau de coerência espacial e temporal proveniente dos lasers (He-Ne vermelho) usados com o comprimento de onda constante, $\lambda = 633 \text{ nm}$. O conjunto de seções a seguir apresenta fundamentos teóricos relacionados à interferometria.

2.1 Dualidade onda-partícula

O trabalho experimental de Young revelou a percepção ondulatória da luz a partir do experimento da fenda dupla, onde a luz que passava por duas fendas interferiam uma na outra. Na época denominado como 'principio da interferência de ondas' fundamenta a ideia de que ondas podem interagir em um meio comum ao coincidirem na mesma direção resultando em um efeito combinatório de acordo com as características particulares de cada uma (Hecht; Zajac, 1974).

O experimento consistia em duas fontes de luz pontuais distanciadas no mesmo plano, gerados a partir de uma fonte incidindo sob a fenda dupla. Se a luz não tivesse a característica ondulatória observada, haveriam apenas dois feixes de luz, um para cada fenda. Porém, observou-se várias frentes de onda que interagem apresentando pontos de diferentes intensidades (interferência construtiva e destrutiva). Posteriormente, Louis de Broglie encontrou estas características presentes em todas as partículas. A Figura 1 apresenta uma representação visual do experimento de Young mostrando onde as frentes de onda interagem formando as franjas de interferência.

Figura 1 – Representação do experimento de Young.



Fonte: Adaptado de Hecht e Zajac (1974).

Na Figura 1, S_1 e S_2 são as fendas por onde a luz incide sendo separadas por uma distância d [m]; Sendo D [m], a distância entre o plano das fendas, e o aparato m ; \vec{r}_1 e \vec{r}_2 os raios de incidência das ondas no aparato e Δx a a distância entre as franjas observadas no anteparo.

Os campos elétricos dos feixes gerados por S_1 e S_2 podem ser expressos por:

$$\begin{cases} \vec{E}_1(r, t) = \vec{E}_{01} e^{j(\omega_1 t + \vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1)} \\ \vec{E}_2(r, t) = \vec{E}_{02} e^{j(\omega_2 t + \vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2)}, \end{cases} \quad (1)$$

onde \vec{k}_1 e \vec{k}_2 correspondem aos vetores de onda [rad/m], na direção de propagação dos feixes, \vec{r}_1 e \vec{r}_2 aos raios vetores até o ponto de superposição que está no aparato e ω_1 e ω_2 são as frequências de cada feixe. Os vetores \vec{E}_{01} e \vec{E}_{02} [V/m] indicam os módulos e polarização das ondas.

Considerando $d \ll D$, os vetores \vec{k}_1 ; \vec{k}_2 ; \vec{r}_1 e \vec{r}_2 podem ser aproximados a vetores paralelos que, através do produto escalar apresentado resulta no seguinte conjunto:

$$\begin{cases} \vec{E}_1(r, t) = \vec{E}_{01} e^{j(\omega_1 t + k_1 r_1)} \\ \vec{E}_2(r, t) = \vec{E}_{02} e^{j(\omega_2 t + k_2 r_2)}. \end{cases} \quad (2)$$

O campo elétrico total (\vec{E}_t) da interferência no anteparo será a soma dos vetores apresentados em (2) podendo ser expresso por:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1(r, t) + \vec{E}_2(r, t). \quad (3)$$

A intensidade óptica é proporcional ao valor médio do vetor de Poyting e pode ser expressa pelo produto escalar:

$$I_t(r, t) = \frac{\vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^*}{2}. \quad (4)$$

Substituindo (2) em (4) teremos (5), temos a equação de intensidade óptica:

$$I_t(r, t) = \frac{1}{2} [|\vec{E}_{01}|^2 + |\vec{E}_{02}|^2] + 2\vec{E}_{01} \cdot \vec{E}_{02} \cos((\omega_1 - \omega_2)t + k_2r_2 - k_1r_1). \quad (5)$$

A intensidade possui pontos de máximo e mínimo que afetam o contraste do padrão de interferência. A visibilidade (V), apresentada simplificada em (6), apresenta o comportamento do contraste das franjas.

$$V = \frac{2\vec{E}_{01} \cdot \vec{E}_{02}}{|\vec{E}_{01}| + |\vec{E}_{02}|}. \quad (6)$$

A partir de (5) é possível perceber três componentes, onde apenas uma é dependente do tempo. A componente variante no tempo corresponde ao termo de interferência e pode ser estudada através do padrão de interferência.

Considerando as intensidades dos feixes iguais e com a mesma polarização, $|\vec{E}_{01}|^2 = |\vec{E}_{02}|^2 = \frac{I_o}{2}$, pode-se reescrever a intensidade óptica normalizada como:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{1}{2} [1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + k_2r_2 - k_1r_1)]. \quad (7)$$

Através da Figura 1, pode-se ver a relação (8), onde x é a altura do ponto de interferência em relação a S_2

$$\frac{r_2}{D} = \sqrt{1 + \frac{x^2}{D^2}}, \quad (8)$$

Considerando ainda que $x \ll D$ e aplicando a série de Taylor, temos que:

$$\begin{cases} r_1 = D + \frac{(x-d)^2}{2D} \\ r_2 = D + \frac{x^2}{2D}. \end{cases} \quad (9)$$

Assim, substituindo (9) em (8), mostra-se que (7) torna-se:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + k_2 \left(D + \frac{x^2}{2D} \right) - k_1 \left(D + \frac{(x-d)^2}{2D} \right)) \right]. \quad (10)$$

Considerando $(\omega_1 - \omega_2) \ll \omega_1$ e $(k_2 - k_1) \ll k_1 = k_2 = k$, tem-se:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \frac{k \cdot d^2}{2D} + kx \frac{d}{D}) \right]. \quad (11)$$

Analisando (11), a intensidade óptica varia ao longo do anteparo formando uma onda progressiva, assim é possível observar as franjas de interferência dispostas no eixo com uma frequência espacial. No caso de uma onda homódina, onde $\omega_1 = \omega_2$, a equação se reduz:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{k \cdot d^2}{2D} + kx \frac{d}{D} \right) \right]. \quad (12)$$

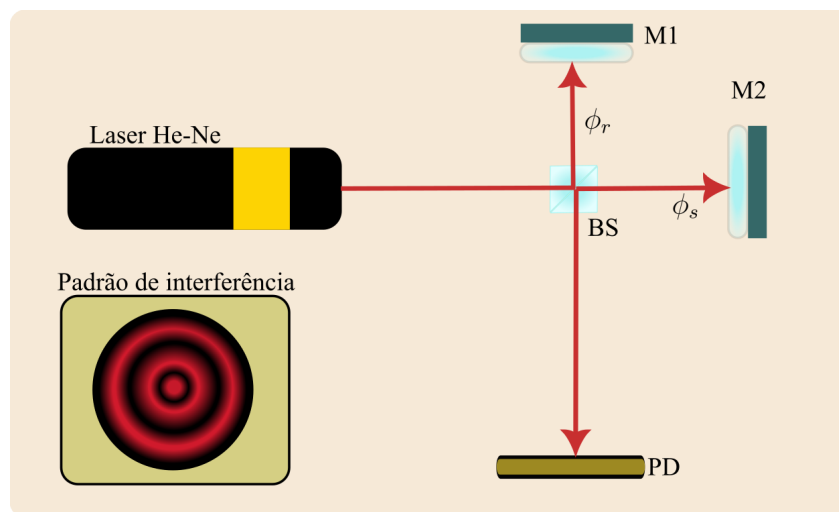
Neste caso, as franjas são estacionárias, quando a diferença de fase é igual a $2\pi m$, sendo m um número inteiro pontos de intensidade máxima, e, para uma diferença de fase de $(m + \frac{1}{2}) \cdot 2\pi$ a intensidade é igual a zero, formando assim os pontos máximos e mínimos de franja.

O Experimento de Young é base para diversos tipos de sensores interferométricos, entre eles o interferômetro de Michelson utilizado neste experimento e disposto na próxima sessão.

2.2 Interferômetro de Michelson

O projeto foi realizado tendo como base o interferômetro de Michelson modificado proposto em (Lemes, 2014). A Figura 2 apresenta o interferômetro de Michelson convencional para fundamentar a próxima sessão onde será apresentado a configuração utilizada.

Figura 2 – Interferômetro de Michelson.



Fonte: Próprio autor.

O interferômetro de Michelson convencional consiste em um laser, um divisor de feixe (BS), dois espelhos (M1 e M2), sendo um espelho móvel e o outro fixo, e o fotodetector (PD). O laser incide no divisor de feixe formado por um espelho semi-refletor separando a luz da fonte em uma parte transmitida e outra refletida criando dois caminhos. Quando

os feixes são refletidos eles são recombinados no divisor de feixe onde possibilita a criação dos padrões de interferência que podem ser captados por um fotodetector adequado.

A partir de (12) é possível equacionar o comportamento dos feixes do interferômetro de Michelson. A fase do braço de referência ϕ_r [rad] pode ser calculada através de seu comprimento L_r [m] em uma fase estática apresentado na equação (13).

$$\phi_r = \frac{2\pi}{\lambda} 2L_r. \quad (13)$$

No braço sensor, a fase ϕ_s também feita a partir do cálculo de seu comprimento L_s , [m]. O atuador acoplado produz um deslocamento ΔL , [m] que resulta em uma variação de fase determinada pela equação (14).

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2\Delta L, \quad (14)$$

onde ΔL corresponde a grandeza a ser medida e $\Delta\phi + \phi_0 = \phi_r - \phi_s$, sendo $\Delta\phi$ a variação de fase referente ao deslocamento e ϕ_0 uma fase que depende da diferença de distância entre os braços do interferômetro e varia com base em efeitos ambientais.

Desta forma, teremos o equacionamento da intensidade óptica para o interferômetro de Michelson:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(kx \frac{d}{D} - k \frac{d^2}{2D} + \phi_r - \phi_s \right) \right]. \quad (15)$$

Agrupando as constantes como uma referência em fase quase-estática, podemos agrupá-la a:

$$\phi_0 = k \frac{d^2}{2D} + kx \frac{d}{D} + \phi_r - \phi_s = \frac{4\pi}{\lambda} (\Delta L), \quad (16)$$

sendo x a posição do fotodiodo podendo ser considerada constante ao considera-lo em um ponto fixo.

Assim, teremos a intensidade óptica definida por:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{1}{2} [1 + \cos(\phi_0 + \Delta\phi)]. \quad (17)$$

Esta equação é válida para feixes emergidos no divisor de feixes que possuem a mesma polarização e potência. Neste experimento será usado o equacionamento em função da visibilidade, usada em casos gerais:

$$\frac{I_t(r, t)}{I_o} = \frac{I_o}{2} [1 + V \cos(\phi_0 + \Delta\phi)]. \quad (18)$$

No fotodetector, a intensidade é transformada em tensão através do circuito amplificador de transimpedância. Assim, a tensão introduzida será:

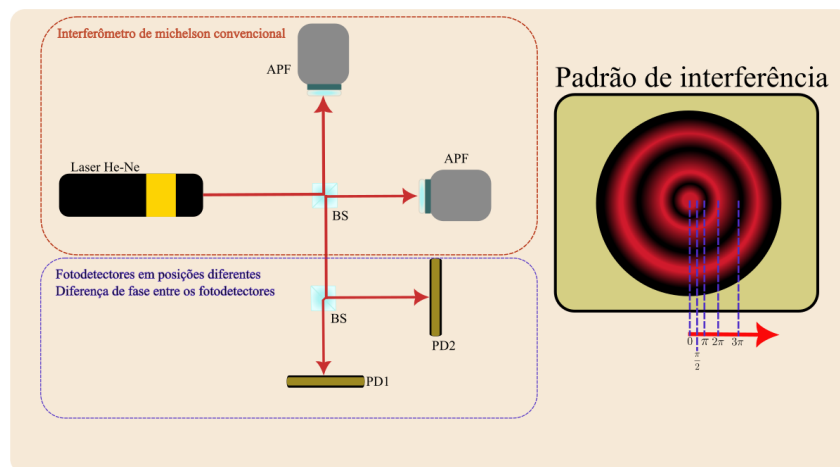
$$v(t) = A[1 + V \cos(\phi_0 + \Delta\phi)]. \quad (19)$$

onde $v(t)$ é o sinal proporcional a intensidade óptica; A [mV] uma constante de proporcionalidade que depende da intensidade da fonte óptica [W/m^2], da responsividade de tensão do fotodetector e do ganho do circuito de condicionamento de sinal [V/V]; V [adimensional] é a visibilidade, diretamente ligada com o contraste entre as franjas; e $\phi_o(t)$ é uma diferença de fase proveniente da diferença de distância entre os dois braços do interferômetro que varia por motivos ambientais como turbulências, vibrações e temperatura e $\Delta\phi$ [rad] é a variação na fase proporcional ao sinal de interesse.

2.3 Interferômetro de Michelson modificado

O interferômetro de Michelson modificado é uma adaptação proposta por Lemes (2014) adaptando a saída do interferômetro com um divisor de feixes fazendo da saída original duas podendo introduzir diferenças de fase a partir do posicionamento dos fotodetectores. O arranjo está apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Interferômetro de Michelson modificado.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3, a metade superior da imagem apresenta uma forma semelhante ao interferômetro de Michelson convencional com exceção da utilização de atuadores piezoelétricos flexionáveis (APF) no lugar do espelho. Esta mudança possibilita a introdução de fases no sistema através da tensão mecânica dos atuadores. A parte inferior contém a principal diferença: A utilização de um divisor de feixes que possibilita a utilização de dois fotodetectores os quais, através de mudanças de posição, podem obter sinais com fases diferentes.

O interferômetro de Michelson modificado possui um divisor de feixe na saída obtendo dois sinais com defasagem de fase devido a diferença na posição dos fotodetectores

posicionando em pontos diferentes do padrão de interferência. Desta forma, é possível deixar os dois sinais com defasagem de $\pi/2$ movendo os fotodetectores PD1 e PD2 obtendo assim, quadratura de fase.

As tensões obtidas nos fotodetectores (PD1 e PD2) ainda são expressas por (19), onde as tensões se assemelham com aquela deduzida para o interferômetro de Michelson tradicional mas defasadas em δ [rad] entre si.

$$\begin{cases} v_1(t) = A_1[1 + V_1 \cos(\phi_0 + \Delta\phi)] \\ v_2(t) = A_2[1 + V_2 \cos(\phi_0 + \Delta\phi + \delta)], \end{cases} \quad (20)$$

sendo $v_1(t)$, [V] o sinal elétrico obtido do fotodetector 1 (PD1); $v_2(t)$, [V] o sinal elétrico obtido do fotodetector 2 (PD2) e δ a defasagem de fase entre os dois sinais fotodetectados.

A partir de (20) será implementado o sistema proposto por Felão *et al.* (2019) onde um sinal de controle é aplicado de forma a compensar a variação de fase induzida nos braços do interferômetro. O sinal é aplicado no sistema a partir do atuador piezoelétrico (APF). Assim, introduz-se uma defasagem de $\delta = \frac{\pi}{2}$. Desta forma, as tensões serão:

$$\begin{cases} v_1(t) = A_1[1 + V_1 \cos(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c)] \\ v_2(t) = A_2[1 - V_2 \sin(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c)], \end{cases} \quad (21)$$

onde, ϕ_c representa a fase proporcional de controle que será introduzido ao sistema. Como ambos os sinais estão defasados em $\frac{\pi}{2}$, teremos a figura de Lissajous formando um círculo perfeito (com os sinais normalizados).

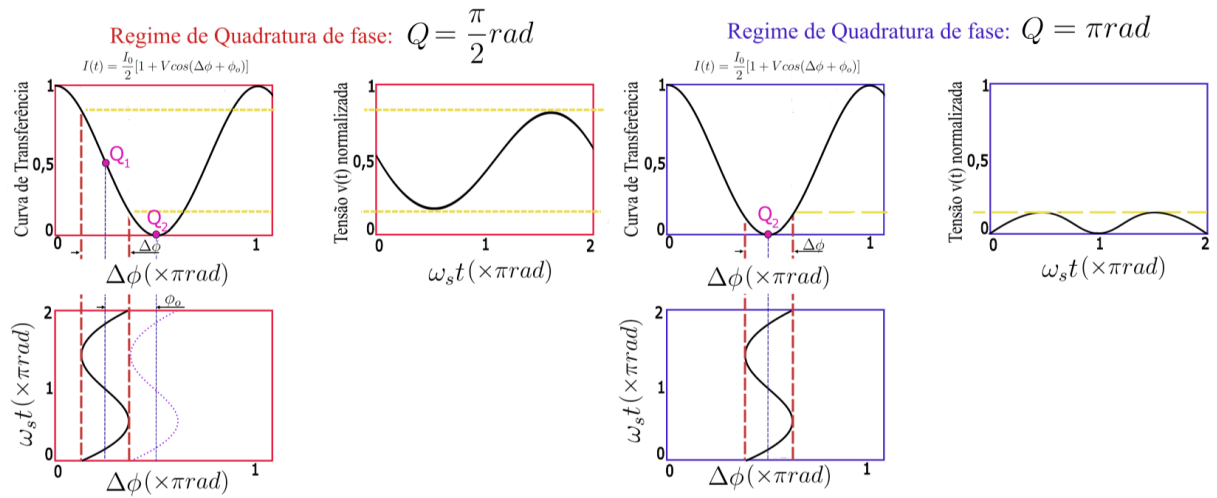
2.4 Desvanecimento do sinal interferométrico

Nesta seção serão comentados as características de operação do interferômetro em relação aos efeitos de desvanecimento do sinal.

Observando (19) destacam-se alguns dos desafios encontrados ao trabalhar com interferometria. Primeiramente, a relação é não linear, tornando necessária a utilização de métodos adequados de compensação. Além disso, o termo $\phi_o(t)$ representa uma fase que varia de forma não determinística, sendo uma das principais causas do problema de desvanecimento do sinal (fading) degradando o sinal interferométrico, onde os métodos de compensação atuam diretamente.

O ideal seria que $\phi_o(t)$ permanecesse em $\frac{\pi}{2}$ pois é nesta condição que ocorre a maior linearidade do sistema. Ou seja, a variação máxima da intensidade para uma pequena variação em $\Delta\phi$ ocorre nesse ponto, tornando-o a condição ideal de operação do interferômetro. A Figura 4 apresenta uma representação gráfica.

Figura 4 – Representação simples de desvanecimento do sinal.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 4 que a tensão $v(t)$ no lado vermelho, quando $Q = \frac{\pi}{2}$ rad apresenta uma saída com amplitude significativamente maior, sem afetar o sinal de entrada na modulação. No entanto, quando o mesmo sinal é aplicado em $Q = \pi$ rad, representado pelo lado azul, ocorrem atenuações que dificultam a extração da informação.

Como $\phi_o(t)$ varia de forma imprevisível (*drift*) são necessárias contramedidas para mitigar esse efeito. Entre as soluções possíveis, destacam-se o controle rigoroso das condições ambientais, a redução das dimensões do interferômetro e a implementação de métodos ativos e passivos de compensação de ϕ_o .

3 CONTROLE APLICADO AO INTERFERÔMETRO

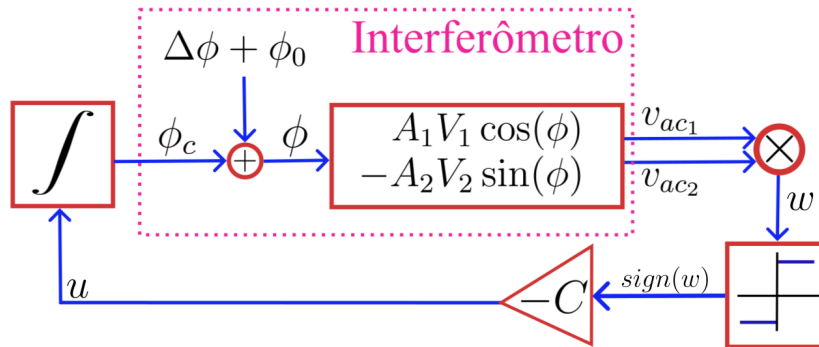
Esta seção aborda o sistema de controle implementado neste trabalho integrando suas características técnicas, funcionamento e equacionamento.

3.1 Controle com estrutura variável e modos deslizantes

O primeiro trabalho aplicado de técnica de controle com estrutura variável e modos deslizantes (DeCarlo; Zak; Matthews, 1988) aplicado ao interferômetro foi publicado por (Martin *et al.*, 2017), usando um controlador em baixo ganho e atuando sobre um interferômetro de Michelson convencional, visando caracterizar um atuador piezoelétrico flexensional com dois graus de liberdade.

O controle não linear operando em modo de alto ganho com estrutura variável e modos deslizantes foi a estratégia empregada por (Felão, 2019) para estabilizar um interferômetro de Michelson modificado com duas saídas em quadratura de fase. Durante o chaveamento, o estado do sistema oscila em uma superfície no espaço de estados. Basicamente, a estratégia consiste em levar a trajetória dos estados da planta em direção a uma superfície deslizante onde o sistema se mantém. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada projetado por (Felão *et al.*, 2019) está disposto na Figura 5.

Figura 5 – Diagrama de blocos do controle em modo de alto ganho.



Fonte: Adaptado de Felão *et al.* (2019).

Partindo das relações interferométricas apresentadas em (22), os sinais são multiplicados w , e assim o produto levará a informação de como deve atuar a função sinal $sign(w)$ que integrada aplicará uma fase ϕ_c de compensação. A etapa de ganho será descrita apropriadamente nas próximas seções.

A seguir, será apresentado o desenvolvimento matemático do controle com estrutura variável e modos deslizantes proposto por (Felão, 2019).

Conforme descrito na Figura 5:

$$\begin{cases} v_{ac1}(t) = +A_1V_1 \cos(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c) \\ v_{ac2}(t) = -A_2V_2 \sin(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c). \end{cases} \quad (22)$$

A partir de (22), Felão (2019) adota a superfície deslizante: $S(x) = x(t) = v_{ac1}$, e então, tem-se:

$$\dot{S}(x) = \dot{x} = -A_1V_1 \sin(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c)(\dot{\phi}_0 + \dot{\Delta\phi} + \dot{\phi}_c), \quad (23)$$

e, assumindo $f = f(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c) = -A_1V_1 \sin(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c)$:

$$\dot{S}(x) = f.(\dot{\phi}_0 + \dot{\Delta\phi} + \dot{\phi}_c) = f.\dot{\phi}_c + f(\dot{\phi}_0 + \dot{\Delta\phi}). \quad (24)$$

Quanto a realimentação do sistema, tem-se $u = \dot{\phi}_c$, desta forma (24) pode ser reescrito como:

$$\dot{x} = f.u + f(\dot{\phi}_0 + \dot{\Delta\phi}). \quad (25)$$

Desenvolvendo a outra saída v_{ac2} do bloco interferométrico.

$$v_{ac2} = \frac{A_2.V_2}{A_1.V_1} f. \quad (26)$$

O sistema de alto ganho compensa tanto o $\Delta\phi$ quanto ϕ_0 levando a saída v_{ac1} a zero: $v_{ac1} = A_1V_1 \cos(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c) = 0$ com o objetivo de manter o interferômetro em um dos pontos de quadratura. Assim, uma escolha clara para a superfície deslizante é:

$$S(x_1) = v_{ac1} = x \quad (27)$$

$$S(x_1) = A_1V_1 \cos(\phi_c + \Delta\phi + \phi_0). \quad (28)$$

Considerando o sistema na superfície deslizante, a variável deslizante deve corresponder a $v_{ac1} = 0$; $S(x_1) = x_1 = 0$ e $\dot{S}(x) = \dot{x}_1 = 0$:

$$\begin{cases} \phi_c = -\Delta\phi - \phi_0 + \frac{K\pi}{2} \\ \dot{\phi}_c = -\dot{\Delta\phi} - \dot{\phi}_0, \end{cases} \quad (29)$$

onde K é ímpar.

De acordo com (29), é possível afirmar que ϕ_c compense ϕ_0 e $\Delta\phi$ levando o sistema a operar em $K\frac{\pi}{2}$.

Agora, é necessário atender o critério de alcançabilidade através da análise da convergência para a superfície deslizante. A partir de (23):

$$S(x)\dot{S}(x) = (x.f)(u + \dot{\Delta\phi} + \dot{\phi}_0). \quad (30)$$

Escolhendo a lei de controle:

$$u = -C.sign(x.f), \quad (31)$$

onde a função sinal é definida como:

$$\text{sign}(x) \triangleq \begin{cases} 1, & \text{para } x > 1 \\ -1, & \text{para } x < 1 \\ 0, & \text{para } x = 0, \end{cases} \quad (32)$$

e substituindo a lei de controle (31) em (30), obtém-se:

$$S(x)\dot{S}(x) = [-C + (\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0)\text{sign}(x.f)](x.f)\text{sign}(x.f). \quad (33)$$

sendo $C > C_n + (\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0)\text{sign}(x.f)$, onde C_n é uma constante positiva, (33) pode ser reduzida para:

$$S(x)\dot{S}(x) \leq [-(C_n + (\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0)\text{sign}(x_1.f)) + (\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0)\text{sign}(x.f)](x.f)\text{sign}(x.f) \quad (34)$$

$$S(x)\dot{S}(x) \leq -C_n(x.f)\text{sign}(x.f)$$

$$S(x)\dot{S}(x) \leq -C_n(f.\text{sign}(f))(x\text{sign}(x)),$$

$$S(x)\dot{S}(x) \leq -C_n|f||x|. \quad (35)$$

Assim, considerando $\eta = C_n|f|$ o critério de alcançabilidade é atendido uma vez que para o sistema convergirá para x tal que $f = 0$ ou $x = 0$. (Felão, 2019)

3.2 Análise da estabilidade do sistema

Esta seção aborda a estabilidade do sistema em malha fechada analisando seus pontos de equilíbrio a partir da análise qualitativa, encontrando os pontos de equilíbrio e analisando este ponto a direita e a esquerda com o objetivo de identificar se o sistema se afasta ou converge para o ponto.

Os pontos de equilíbrio do sistema são determinados onde a derivada das variações no espaço de estados é zero (Slotine; Li, 1991), então, de (34) e considerando $\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0 = 0$, pode-se obter os pontos de equilíbrio " ϕ_{c*} ":

$$\dot{x} = f.u = f.(-C.\text{sign}(x.f)) = -C|f_{\phi_{c*}}|\text{sign}(x_{\phi_{c*}}) = 0. \quad (36)$$

A partir das relações obtidas em (36) obtêm-se duas condições:

$$\begin{cases} f_{\phi_c} = -A_1 V_1 \sin \phi_{c*} = 0 & \Rightarrow \phi_{c*} = K\pi \\ \text{sign}(A_1 V_1 \cos \phi_{c*}) = 0 & \Rightarrow \phi_{c*} = \frac{K\pi}{2}, \end{cases} \quad (37)$$

sendo K um número pertencente ao conjunto dos inteiros.

Tendo em vista ambas as condições apresentadas em (37) elas podem ser definidas em conjunto como:

$$\phi_c = \frac{K\pi}{2}, K \in \mathbb{Z}, \quad (38)$$

sendo \mathbb{Z} o conjunto dos reais incluindo o zero.

A estabilidade nos pontos de equilíbrio encontrados podem ser analisados analiticamente através da aplicação de limites laterais (Felão, 2019) aplicados a \dot{x} definindo se x está convergindo ou divergindo. A análise será feita dividindo o espaço de estado em quatro sub-regiões para facilitar a análise:

Na área $\phi_c^* = -\frac{\pi}{2} + 2K\pi/K \in \mathbb{Z}$, pode-se desenvolver os limites:

$$\liminf_{\phi_c \rightarrow (-\frac{\pi}{2} + 2K\pi)} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi, \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \liminf_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= \liminf_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \\ \liminf_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= CA_1V_1 > 0. \end{aligned} \quad (40)$$

Analisando (40), conclui-se que quando aproximado negativamente do ponto de equilíbrio, o mesmo aumenta seu valor. Analisando uma aproximação positiva, teremos:

$$\limsup_{\phi_c \rightarrow (-\frac{\pi}{2} + 2K\pi)} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi, \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \limsup_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= \limsup_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \\ \limsup_{\phi_n \rightarrow (-\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= -CA_1V_1 > 0. \end{aligned} \quad (42)$$

Observando (42), conclui-se que quando aproximado positivamente do ponto de equilíbrio, o mesmo diminui seu valor. Assim, a partir das relações obtidas de (40) e (42) pode-se concluir que os valores convergem para zero sendo um ponto de equilíbrio estável, (Slotine; Li, 1991).

Na área $\phi_c^* = \frac{\pi}{2} + 2K\pi/K \in \mathbb{Z}$, pode-se desenvolver os limites:

$$\liminf_{\phi_c \rightarrow (\frac{\pi}{2} + 2K\pi)} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi, \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \liminf_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= \liminf_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \\ \liminf_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= -CA_1V_1 > 0. \end{aligned} \quad (44)$$

Examinando a relação (44), conclui-se que quando aproximado negativamente do ponto de equilíbrio, o mesmo diminui seu valor. Na aproximação positiva, teremos:

$$\limsup_{\phi_c \rightarrow (\frac{\pi}{2} + 2K\pi)} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi, \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \limsup_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi &= \limsup_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \end{aligned}$$

$$\limsup_{\phi_n \rightarrow (\frac{\pi}{2})} \phi_n + 2K\pi = CA_1V_1 > 0. \quad (46)$$

Ponderando a relação (46), observa-se que quando aproximado positivamente do ponto de equilíbrio, o mesmo aumenta seu valor. Assim, a partir das relações obtidas de (44) e (46) conclui-se que os valores convergem para zero sendo um ponto de equilíbrio estável, (Slotine; Li, 1991).

Agora, para a seguinte região delimitada em $\phi_c^* = (2K + 1)\pi/K \in \mathbb{Z}$, pode-se desenvolver os limites:

$$\liminf_{\phi_c \rightarrow ((2K+1)\pi)} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow \pi} \phi_n + 2K\pi, \quad (47)$$

$$\begin{aligned} \liminf_{\phi_n \rightarrow \pi} \dot{x} &= \liminf_{\phi_n \rightarrow \pi} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \\ \liminf_{\phi_n \rightarrow \pi} \dot{x} &\rightarrow 0^+. \end{aligned} \quad (48)$$

Observando a relação (48), quando aproximado negativamente do ponto de equilíbrio, o mesmo aumenta seu valor. Na aproximação positiva, teremos:

$$\limsup_{\phi_c \rightarrow ((2K+1)\pi)} \dot{x}(\phi_c) = \limsup_{\phi_n \rightarrow \pi} \phi_n + 2K\pi, \quad (49)$$

$$\begin{aligned} \limsup_{\phi_n \rightarrow \pi} \dot{x} &= \limsup_{\phi_n \rightarrow \pi} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \\ \limsup_{\phi_n \rightarrow \pi} \dot{x} &\rightarrow 0^+. \end{aligned} \quad (50)$$

Investigando (50), constata-se que quando aproximado positivamente do ponto de equilíbrio, o mesmo aumenta seu valor. Assim, a partir das relações obtidas de (48) e (50) pode-se observar que os valores divergem sendo um ponto de equilíbrio instável, (Slotine; Li, 1991).

Agora, para a seguinte região delimitada em $\phi_c^* = 2K\pi/K \in \mathbb{Z}$, pode-se desenvolver os limites:

$$\liminf_{\phi_c \rightarrow 2K\pi} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow 0^-} \phi_n + 2K\pi, \quad (51)$$

$$\begin{aligned} \liminf_{\phi_n \rightarrow 0^-} \dot{x} &= \liminf_{\phi_n \rightarrow 0^-} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)), \\ \liminf_{\phi_n \rightarrow 0^-} \dot{x} &\rightarrow 0^-. \end{aligned} \quad (52)$$

Observando (52), atesta-se que ao aproximar negativamente do ponto de equilíbrio, o mesmo diminui seu valor. Analisando uma aproximação positiva, teremos:

$$\liminf_{\phi_c \rightarrow 2K\pi} \dot{x}(\phi_c) = \liminf_{\phi_n \rightarrow 0} \phi_n + 2K\pi, \quad (53)$$

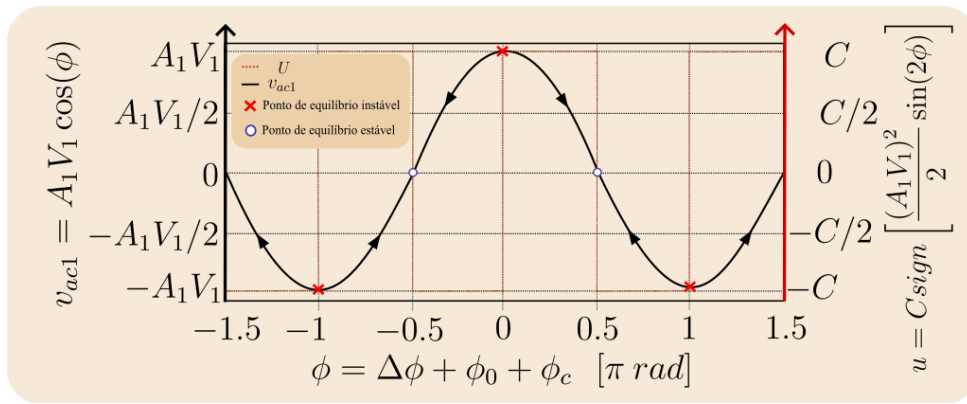
$$\liminf_{\phi_n \rightarrow 0} \dot{x} = \liminf_{\phi_n \rightarrow 0} (-C| - A_1V_1 \sin \phi_n | \text{sign}(A_1V_1 \cos \phi_n)),$$

$$\liminf_{\phi_n \rightarrow 0} \dot{x} \rightarrow 0^- . \quad (54)$$

Entendendo (54), conclui-se que quando aproximado positivamente do ponto de equilíbrio, o mesmo aumenta seu valor. Assim, a partir das relações obtidas de (52) e (54) resulta-se que os valores divergem sendo um ponto de equilíbrio instável, (Slotine; Li, 1991).

A partir da análise das áreas, é possível traçar o gráfico com os pontos de estabilidade discriminados e destacados na Figura 6

Figura 6 – Superfície deslizante com pontos de equilíbrio e representação da lei de controle.



Fonte: Adaptado de Felão *et al.* (2019).

Na Figura 6, a curva preta v_{ac1} [V] representando a superfície deslizante, a curva vermelha representando a lei de controle u contendo uma função sinal resultando em uma onda quadrada. Os pontos de equilíbrio estão denotados por círculos (estáveis) e cruces (instáveis).

A partir da análise feita por (Felão, 2019), é possível denotar os pontos de equilíbrio estáveis e instáveis do plano de fases apresentado. O sistema apresenta infinitos pontos de equilíbrio localmente estáveis de acordo com a análise. Mais detalhes podem ser encontrados em Felão (2019).

Para garantir a estabilidade deste sistema é preciso que o ganho respeite as condições da equação (55) (Felão, 2019):

$$C = C_n > |\Delta\dot{\phi}| + |\dot{\phi}_0| \geq |\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0|. \quad (55)$$

Escolhendo um ganho adequado para a estabilidade do sistema ele tende a se estabilizar, porém um ganho excessivamente alto aumenta o chaveamento do sistema.

Para alcançar uma compensação de 500 Hz com 0,03 V de amplitude (amplitude

mínima para detecção), o ganho mínimo necessário pode ser calculado da seguinte forma:

$$\Delta\phi = AV \sin(\omega t), \quad (56)$$

$$|\dot{\Delta\phi}| = AV\omega \cos(\omega t), \quad (57)$$

considerando o valor máximo para compensar em todos os instantes: $\cos(\omega t) = 1$, teremos:

$$C \geq AV\omega \simeq 0,03 \times 500 \times 2\pi = 30\pi \simeq 94,25[V/V]. \quad (58)$$

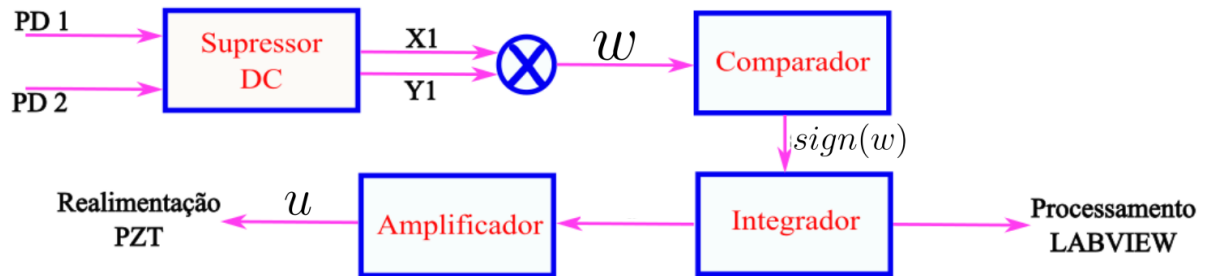
Assim, baseado em (58), pode-se afirmar que o ganho necessário para compensar um sinal de 0,03 V e 500 Hz é necessário um ganho mínimo de 94,25 [V/V].

4 PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Neste capítulo são apresentados os componentes e circuitos que foram selecionados a fim de replicar o método de controle em modo de alto ganho através de estrutura variável e modos deslizantes proposto por Felão (2019), para implementação analógica.

O circuito será dividido em etapas. A primeira tem como objetivo reduzir o nível DC do sinal fotodetectado, em seguida tem-se um mixer analógico seguido por um comparador, um integrador de Miller e um amplificador de ganho variável. A distribuição dos blocos pode ser observada na Figura 7.

Figura 7 – Representação em blocos do sistema prático projetado.

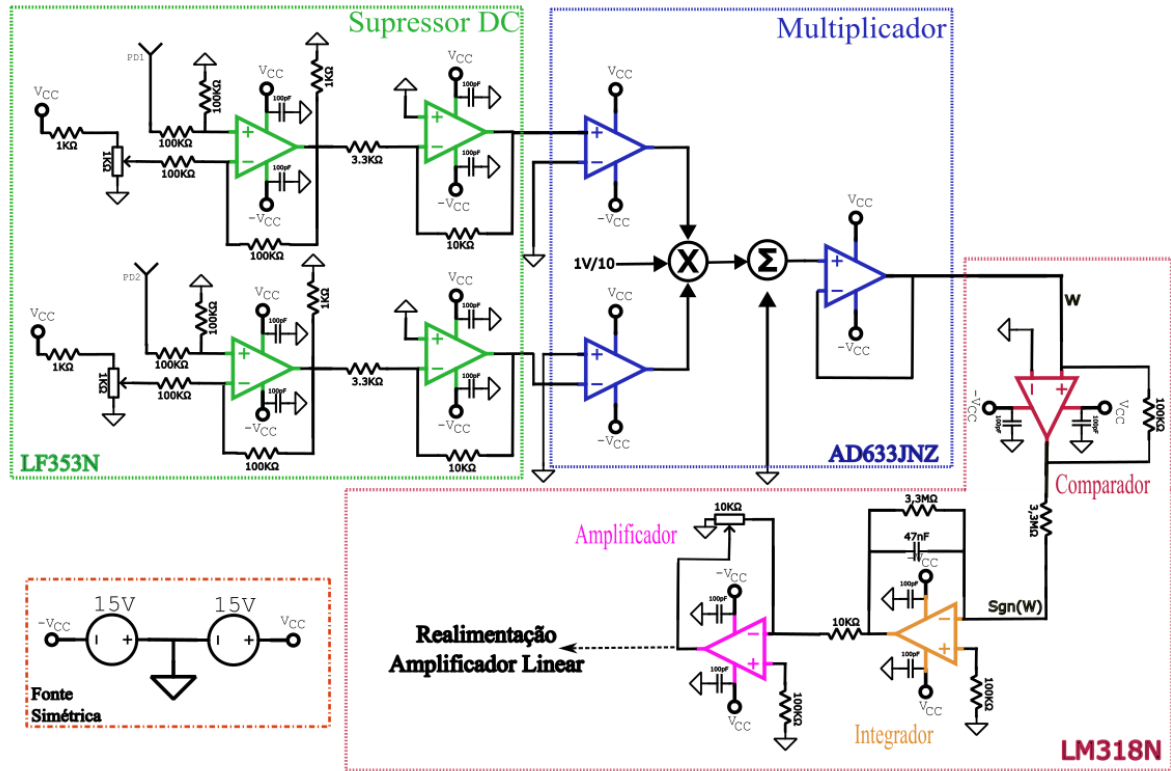


Fonte: Próprio autor

Na figura, 'PD1' e 'PD2' são os sinais provenientes dos fotodetectores; 'X1' e 'Y1' são os sinais processados dos fotodetectores para a entrada do multiplicador; 'w' é o sinal de saída do multiplicador (sendo $X1 \times (-Y1)$); 'sgn(w)' é a função sinal proveniente do comparador e 'u' o sinal de controle.

O circuito projetado para realizar o controle de forma analógica está disposto na Figura 8.

Figura 8 – Esquemático do circuito projetado.



Fonte: Próprio autor

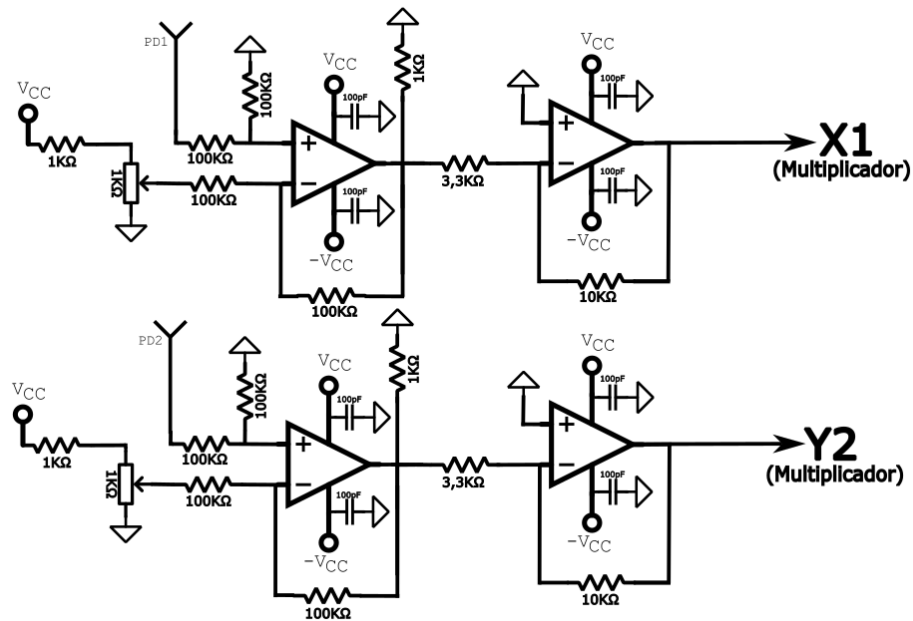
Na Figura 8, primeiro encontra-se o bloco de supressão DC (verde) sendo formado por um subtrator variável e um amplificador de ganho 3,3 [v/v]. Em seguida tem-se o bloco multiplicador (azul), seguido do comparador (vermelho), integrador (laranja) e amplificador utilizado para alterar o ganho do circuito (rosa).

O sinal proveniente do integrador é captado utilizando a placa de aquisição PCIe-6361 usando 70 KHz de frequência de amostragem, 3,4 MHz de largura de banda e coletando 5000 amostras. Este é o sinal proporcional a de interesse ϕ_c . Para encontrar ϕ_c é necessário dividir o sinal u pela tensão de saída e ganho do APF.

4.1 Supressor DC

O circuito de supressão DC tem como objetivo levar a média do sinal para a referência objetivando preparar a função sinal do controle e amplificar os sinais de entrada para diminuir um pouco a atenuação proveniente do circuito multiplicador que vem em seguida. O circuito desta etapa está apresentada na Figura 9. Observa-se as entradas como os sinais dos fotodetectores do interferômetro, sendo que o controle da média ocorre através de trimpots e a etapa de amplificação é de 3,33 V/V.

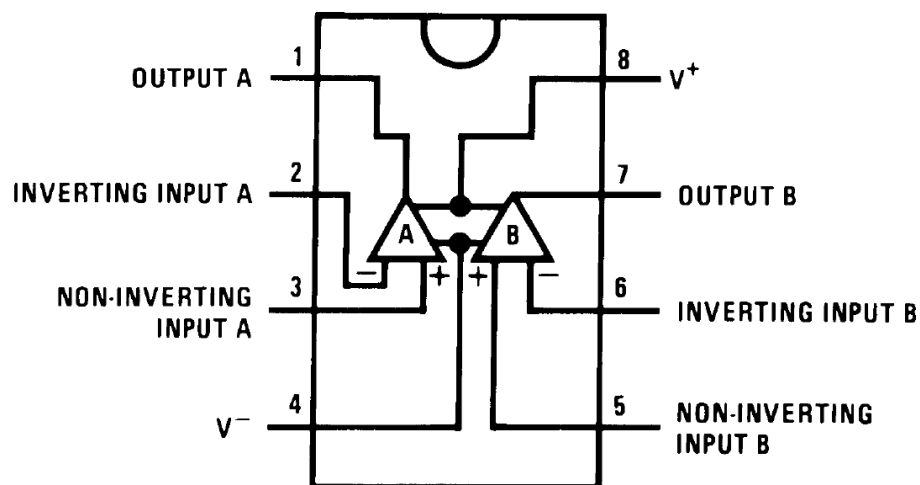
Figura 9 – Esquemático do circuito processamento analógico do sinal



Fonte: Próprio Autor.

O circuito apresentado possui duas etapas, a primeira é um subtrator controlável na qual, a partir de um trimpot, é possível zerar o *offset* do sinal. Em seguida há uma etapa de amplificação para elevar a amplitude do sinal a fim de reduzir os erros causados pelo multiplicador analógico. A Figura 10 apresenta a pinagem do circuito integrado utilizado nesta etapa.

Figura 10 – Pinagem do Circuito Integrado LF353



Fonte: STMicroelectronics (1998)

A Figura 10 apresenta o amplificador operacional selecionado para o supressor foi o LF353N com *slew rate* de $8V/\mu s$, largura de banda de 2,7 MHz, impedância de entrada

$R_{in} = 10^{12}\Omega$. Fabricado pela *STMicroelectronics*, sendo amplificadores com desempenho adequado possuindo dois amplificadores operacionais por componente. A Figura 10 apresenta o esquema do componente, o qual possui 8 pinos. Suas especificações e dados gerais podem ser encontrados no *datasheet* do fabricante e diagrama (*STMicroelectronics*, 1998).

4.2 Multiplicador Analógico

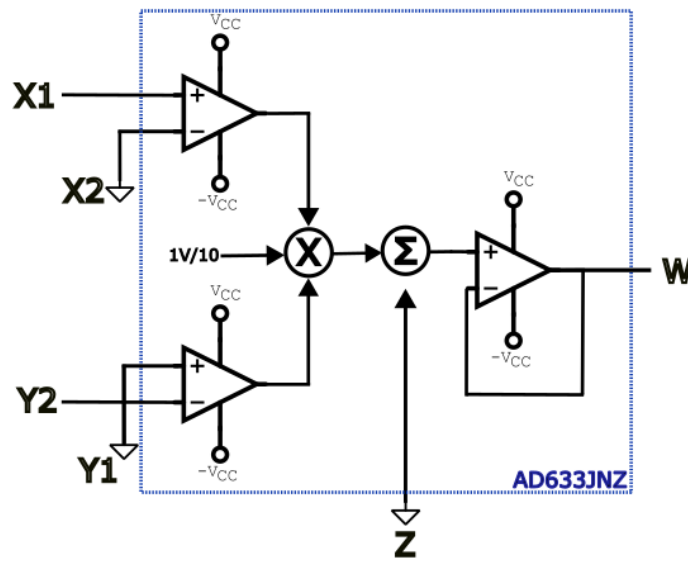
O circuito multiplicador respeita a relação apresentada em (59):

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10} + Z, \quad (59)$$

onde W [V] é a tensão de saída do AD633JNZ de acordo com suas entradas.

Com base nesta equação, foi criada uma montagem para que atue apenas como um multiplicador analógico de dois canais observado na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama do circuito interno do circuito integrado AD633JNZ

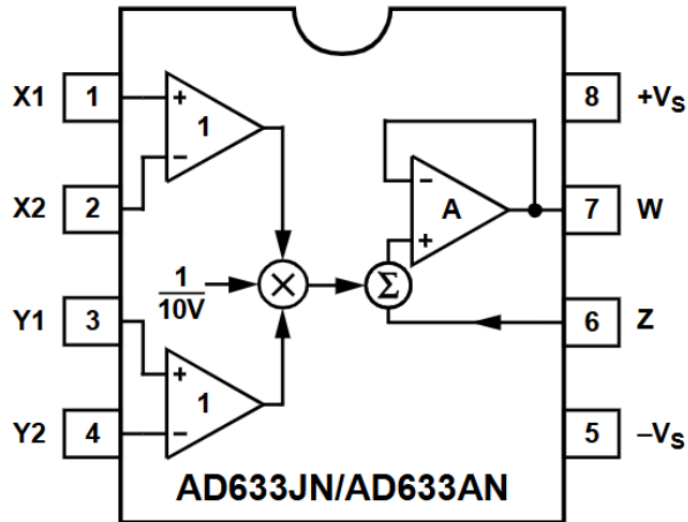


Fonte: Analog Devices (2012)

Os acessos $X1$ e $Y2$ receberão os sinais após a supressão DC e W os encaminhará para o comparador apresentado na seção seguinte.

A etapa de multiplicação analógica foi desenvolvida utilizando o circuito integrado AD633JNZ fabricado pela *Analog Devices*, um multiplicador analógico de quatro quadrantes, que possui $20V/\mu s$ de *Slew rate*, 1 MHz de largura de banda e impedância de entrada de $10\text{ M}\Omega$ com erro de 2% apresentado no *datasheet* (*Analog Devices*, 2012). A Figura 12 apresenta o circuito equivalente e diagrama do componente AD633JNZ.

Figura 12 – Pinagem do Circuito integrado AD633



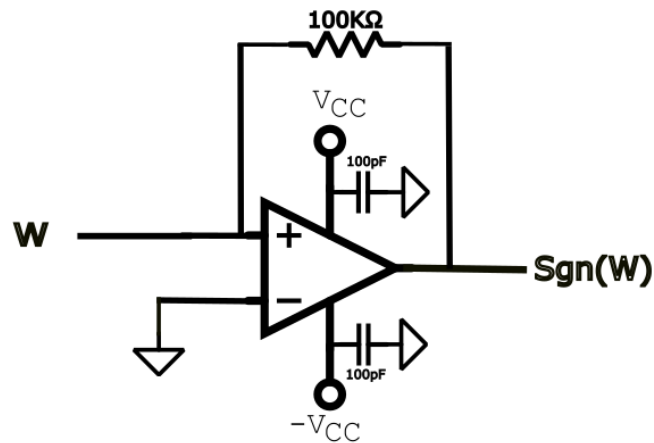
Fonte: (Analog Devices, 2012)

No circuito final, $X2$ e $Y1$ serão aterrados e $X1$ e $Y2$ receberão os sinais de saída do supressor DC o que resultará em $W = -(X1 * Y2)$. Utilizam-se o produto negativo para garantir a confiabilidade dos resultados já que o produto positivo apresentava erros grosseiros.

4.3 Comparador

O comparador descrito nesta seção é responsável pela função sinal utilizada no controle por modos deslizantes e alto ganho apresentado na seção 2.2.1. O sistema utilizado é um amplificador operacional ligado a saída W do multiplicador que satura de acordo com o sinal de entrada. A Figura 13 apresenta a montagem planejada para esta etapa utilizando o CI $LF353$.

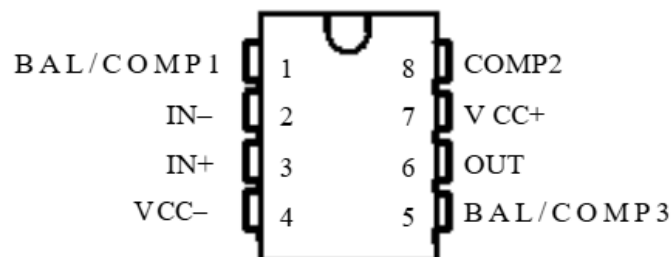
Figura 13 – Esquemático do circuito comparador



Fonte: Próprio autor

Para os blocos do comparador e integrador foi usado o amplificador operacional LM318N Fabricado pela *National Instruments* escolhido por conta do seu *Slew rate* de $50V/\mu s$ que vai ajudar no rápido chaveamento do sistema de controle, porém possui baixa largura de banda (15 MHz) e impedância de entrada de $1 M\Omega$. As informações completas podem ser observadas no *datasheet* do fabricante (National Struments, 2002). A figura 14 apresenta o esquema do componente.

Figura 14 – Pinagem do circuito integrado LM318N



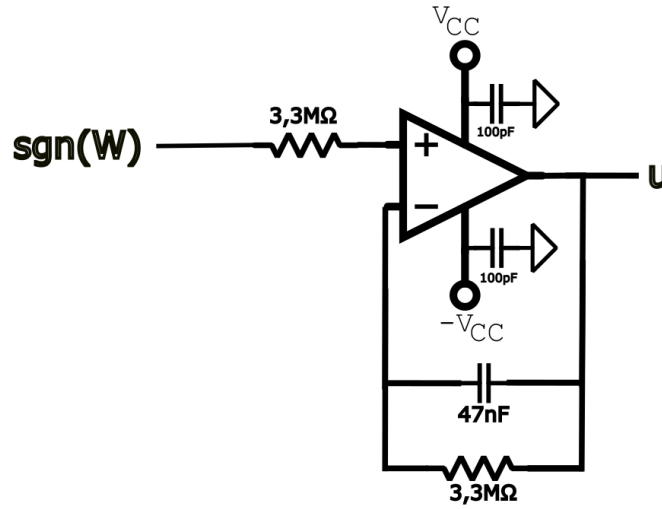
Fonte: National Struments (2002)

A partir do sinal W o comparador satura positivamente quando W é positivo e negativamente quando W é negativo. Desta forma, cria-se uma função sinal de W que será introduzida ao integrador apresentado na próxima seção.

4.4 Integrador

O integrador também foi montado usando o Circuito integrado LM318N como amplificador operacional sendo parte do sistema de controle de modos deslizantes e alto ganho. O circuito projetado para esta etapa está apresentado na Figura 15.

Figura 15 – Esquemático do circuito integrador



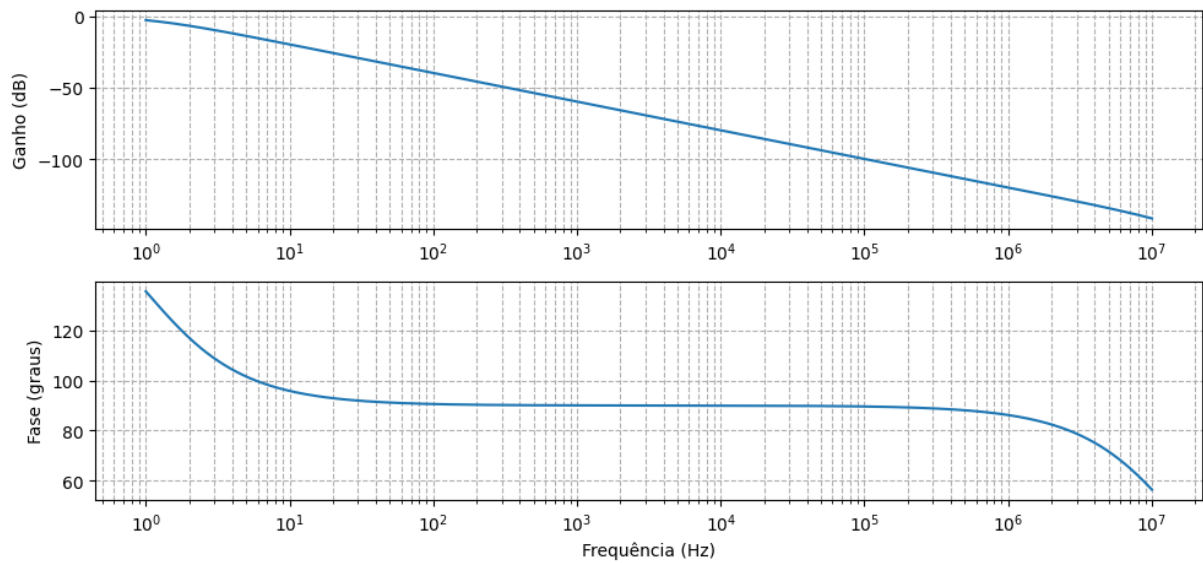
Fonte: Próprio autor

Sendo $sgn(W)$ a entrada e u a saída do integrador iremos obter a integral da função sinal seguindo o diagrama apresentado na Figura 5. Nesta etapa foi utilizado um integrador de Miller com um resistor em paralelo com o capacitor a fim de prevenir saturação causada por sinais de alta frequência que podem conter uma parcela DC que se acumularia, levando o ganho ao infinito. Além deste ponto, o integrador funciona como um filtro passa baixas, onde a frequência de corte (eq. 60) deve ser a menor possível para operar na região de baixo índice do sistema realimentado:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C}, \quad (60)$$

sendo C o valor do capacitor [F] e R_f a resistência [Ω] em paralelo com o capacitor no integrador.

Este circuito entrega uma frequência de corte $f_c = 1,03Hz$ o que vai gerar uma declividade de -20 db/década em sinais de alta frequência. A Figura 16 apresenta a resposta em frequência do integrador projetado.

Figura 16 – Resposta em frequência de ganho e fase do integrador

Fonte: Próprio autor

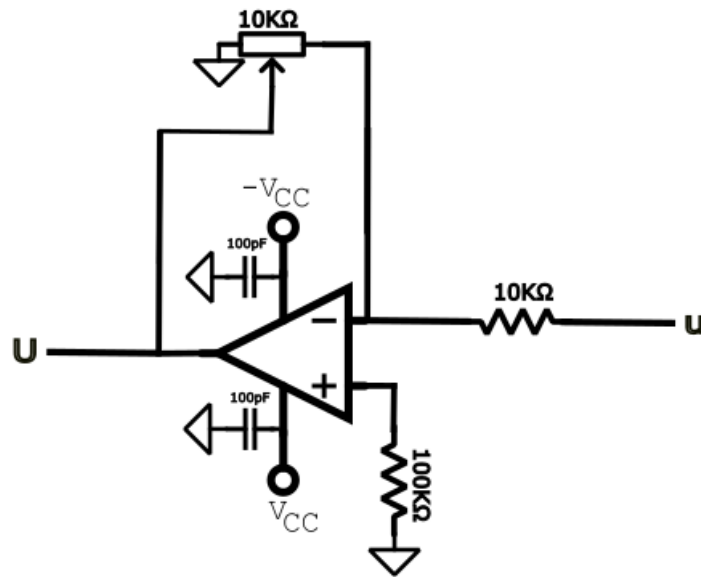
Observe que o ganho passa a abaixar a partir da frequência de corte $f_c = 1,03Hz$ de forma constante. Foram considerados a largura de banda de 15 MHz assim como o *slewrate* de $60/V\mu s$ para a execução do gráfico.

Como a frequência de corte do integrador é baixa, o sinal é integrado até mesmo em baixas frequências porém, o ganho também decresce conforme a frequência aumenta o que pode limitar a frequência de operação de um sistema em alto ganho como o implementado.

4.5 Amplificadores e Montagem

Para a realimentação do sistema, é usado um amplificador ligado ao atuador piezoelétrico de controle apresentado na Figura 3. Para este fim, foi criado um amplificador variável no sistema para elevar a tensão entre o circuito de controle analógico total, representado na Figura 8, para próximo da tensão de saturação da entrada do amplificador linear (HV A-301 HS) a fim de atingir o ganho desejado no sistema. O amplificador de ganho variável pode ser observado na Figura 17.

Figura 17 – esquemático do circuito amplificador variável



Fonte: Próprio autor

Sendo u o sinal de saída do circuito integrador e U a saída do sinal do amplificador variável, ajusta-se o potenciômetro para controlar o ganho na entrada do amplificador linear HV A-301 HS de ganho médio de 24,5 V/V apresentado na Figura 18.

Figura 18 – Amplificador linear - HV A-301 HS

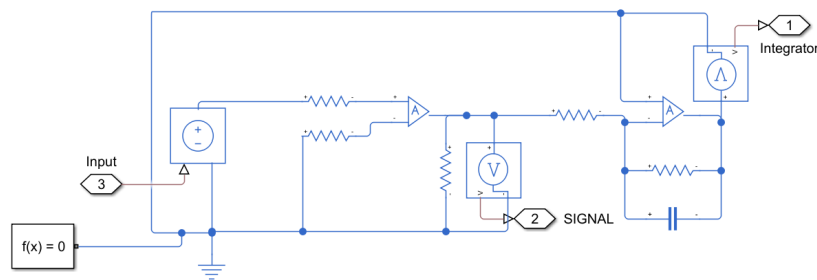


Fonte: Próprio autor

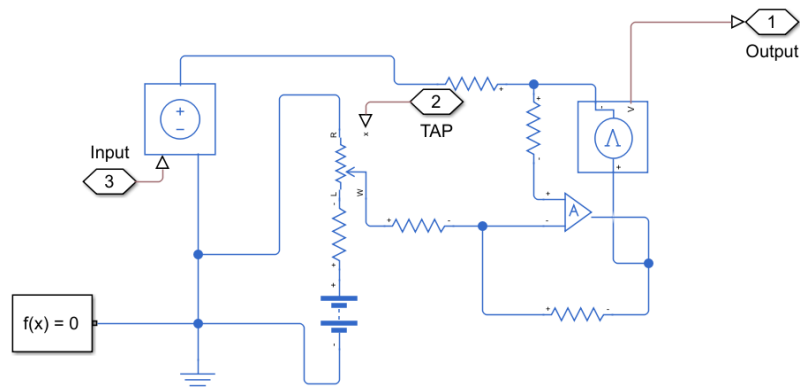
Determinado o circuito analógico, foi possível executar simulações em *Matlab* a fim de validar o sistema e desenvolvê-lo em *protoboard*.

Figura 20 – Blocos de simulação - supressor DC; Comparador e integrador.

(a) Processamento analógico



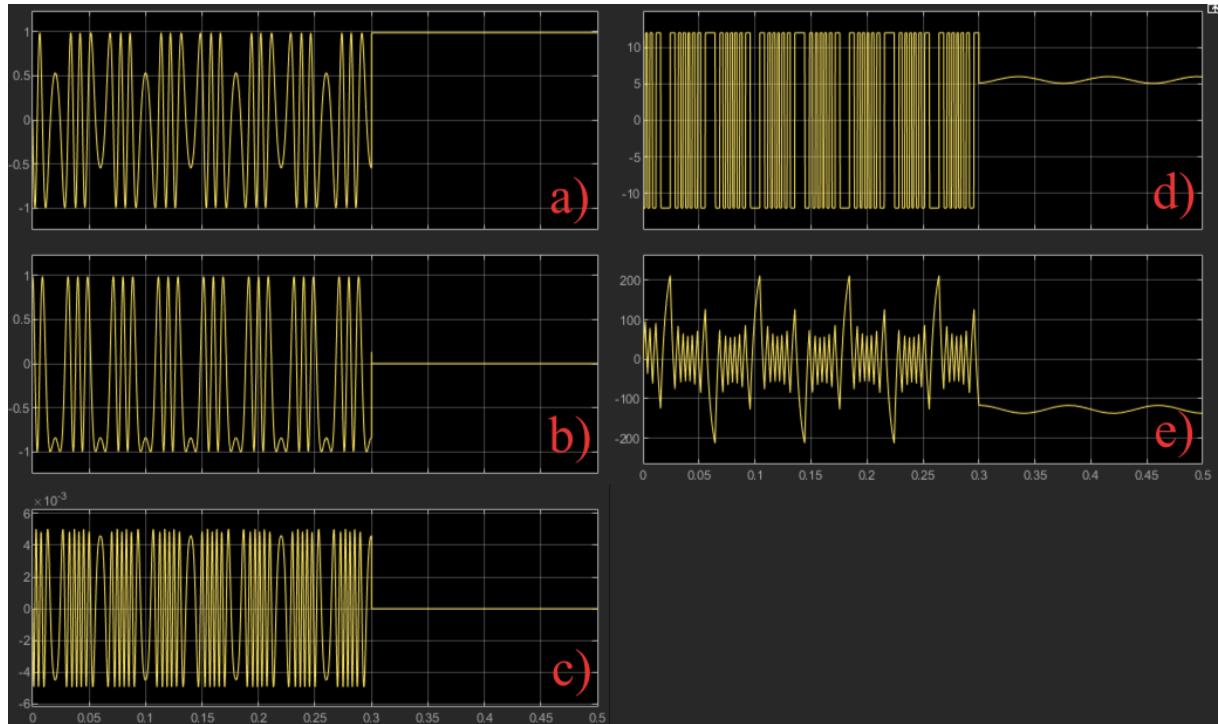
(b) Comparador e integrador



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 19 o bloco *Scope* apresentado no canto inferior direito é usado para visualizar as formas de onda dos indicadores conectados nele. Assim, os resultados simulados estão dispostos na Figura 21.

Figura 21 – Formas de onda da simulação.



Fonte: Próprio autor

Os diferentes gráficos dispostos na figura são: a) Sinal fotodetectado (PD1); b) Sinal fotodetectado (PD2); c) Multiplicação dos sinais (w); d) Função Sinal ($sign(w)$) e) Realimentação (u).

Os gráficos da Figura 21 estão em malha aberta até 0,3 s quando a simulação fecha a malha. O valor fotodetectado que corresponde a função $v_{ac1}(t) = A_1 V_1 \cos(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c)$ (PD1) tende a zero pois o sistema de controle faz com que o sistema opere próximo de $\pm\pi/2$, enquanto $v_{ac2}(t) = -A_2 V_2 \sin(\phi_0 + \Delta\phi + \phi_c)$ (PD2) deve convergir para ± 1 . Ao mesmo tempo, a saída de realimentação deve resultar no sinal de interesse; no caso da simulação é um sinal controlado, com *offset* próximo ao ponto de equilíbrio que o sistema estabilizou, sendo um múltiplo de $\pi/2$ (o sistema se estabilizou em 80π). Os demais sinais apresentados são etapas intermediárias para atingir o sinal de realimentação e foram usadas para localizar qualquer irregularidade.

As seções seguintes tratarão dos testes em *protoboard* assim como os testes práticos do sistema.

Feitas as simulações, o sistema foi montado em *protoboard* seguindo o esquema apresentado na Figura 7, baseado nas simulações e na teoria apresentada de controle em modo de alto ganho (Felão *et al.*, 2019).

5 RESULTADOS

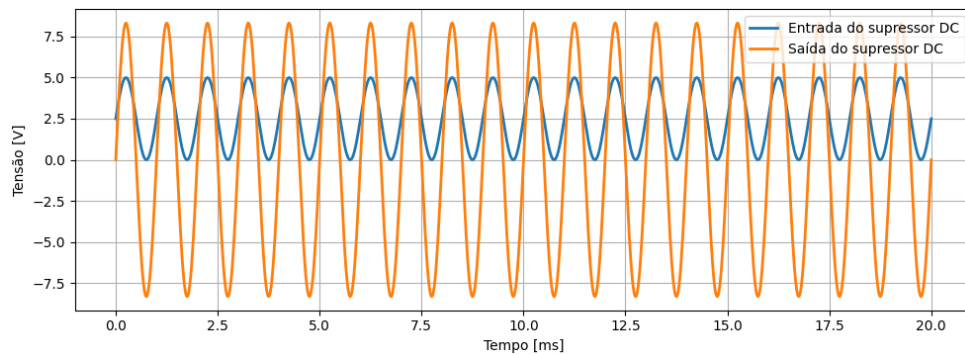
Neste capítulo serão apresentados os resultados práticos do trabalho proposto neste documento.

5.1 Resultados práticos do sistema em bancada

Para verificar o funcionamento dos blocos, foram introduzidos dois sinais na entrada do sistema a partir do gerador de sinais TEKTRONIX AFG1022 com resolução de 25 MHz. Para a coleta dos dados de resposta foi usado o Osciloscópio TEKTRONIX 2024C com taxa de amostragem 200 MHz com armazenamento e processamento dos dados e imagens feitos a partir de um programa em Python.

Inserindo um sinal senoidal em cada entrada (1 KHz e 2 KHz) de forma que facilitasse a observação nos gráficos e feitas medições em cada um dos pontos de saída dos blocos. A Figura 22 demonstra a etapa de supressão DC.

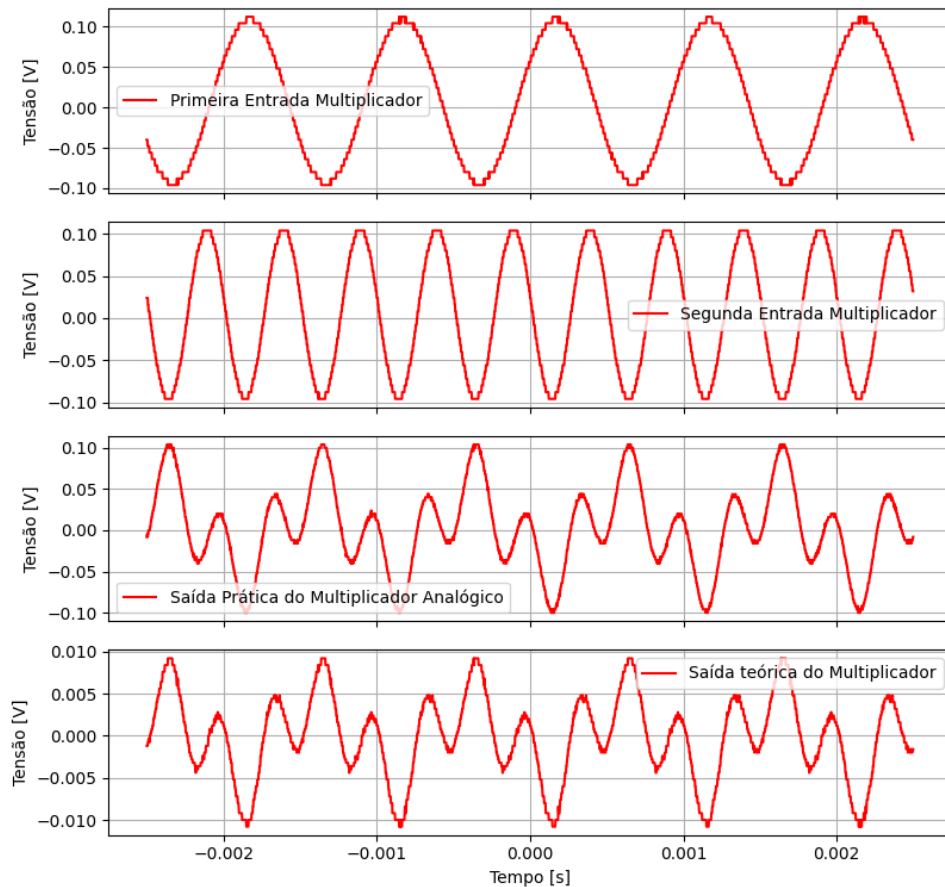
Figura 22 – Formas de onda - Supressão DC.



Fonte: Próprio autor

Com o ajuste preciso dos trimpots utilizados na montagem em protoboard, foi possível zerar o offset do sinal de entrada do circuito (vermelho) para um sinal com a média em zero (azul), conforme a Figura 22

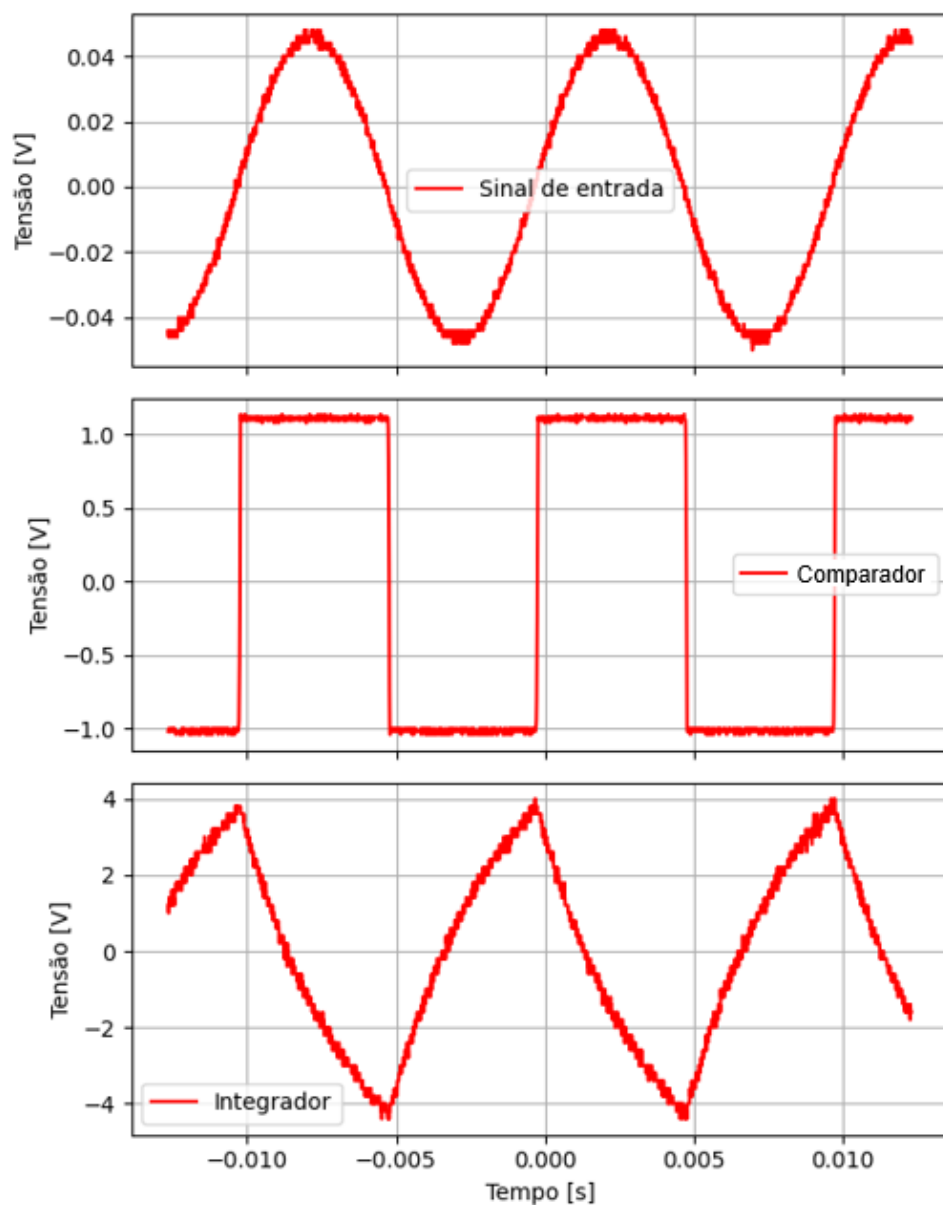
Em seguida, foi testado o bloco de multiplicação do sinal aplicando duas entradas de frequências distintas e comparadas a saída teórica apresentada pela função MTH do osciloscópio, Figura 23.

Figura 23 – Formas de onda - Bloco de Multiplicação.

Fonte: Próprio autor

Os sinais de entrada representados nos dois primeiros gráficos representam os sinais de saída do supressor DC que, entrando no multiplicador, produz a saída no terceiro gráfico. O quarto gráfico apresenta a saída da função matemática do osciloscópio de multiplicação para comparação. O mais importante nesta etapa é a forma de onda, pois será a entrada de um comparador que entregará a função sinal.

Por fim, um sinal multiplicado foi aplicado ao comparador para realizar o teste de funcionamento tanto do comparador, quanto do integrador, Figura 24.

Figura 24 – Formas de onda - Comparador e Integrador.

Fonte: Próprio autor

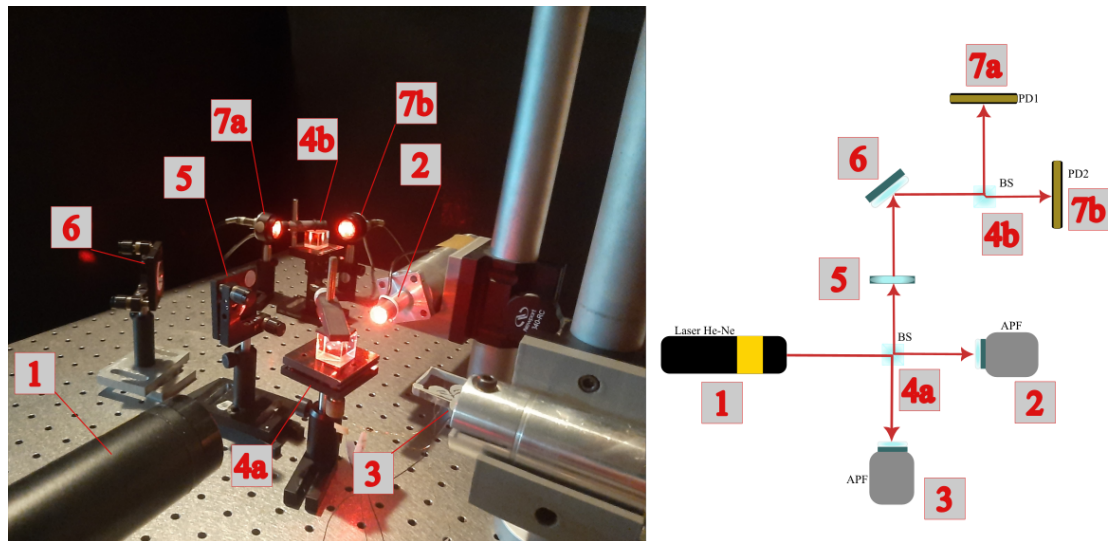
Na figura 24, primeira entrada é referente a saída do multiplicador com duas entradas de mesma frequência, passando pelo comparador apresentado no segundo gráfico e, por fim, pelo integrador no terceiro, que transforma o sinal retangular da função sinal criada pelo comparador em um sinal de forma de onda triangular.

5.2 Montagem e resultados experimentais.

Após a conclusão dos testes de bancada, foi possível constatar o funcionamento do sistema utilizando um interferômetro em ótica livre mostrado na Figura 25. Para coletar os sinais, foi usado um conversor Analógico-Digital BNC-2090A juntamente com

um programa desenvolvido no LabView para observar o funcionamento do sistema.

Figura 25 – Sistema interferométrico montado em ótica volumétrica.



Fonte: Próprio autor

- [1] - Laser de He-Ne (Research Eletro-optics, Inc., 5 mW) com comprimento de onda de 633 nm.
- [2] - Atuador comercial CA92630 (realimentação).
- [3] - Atuador APFMA-XY (estudo).
- [4a] e [4b] - divisor de feixes 50/50.
- [5] - Lente expansiva para aumentar o diâmetro do feixe de laser.
- [6] - Espelho plano.
- [7a] e [7b] - Fotodetectores ThorLabs (PDA55 amplifier Si photodetector, com largura de banda de 10 MHz para comprimentos de onda de 400 a 1100 μm).
- [8] - Breadboard Newport M-SG-23-2.

A partir da montagem do experimento no interferômetro, foram feitas medições práticas utilizando atuadores piezoelétricos ([2] e [3], Figura 25) que serão discutidos na próxima seção.

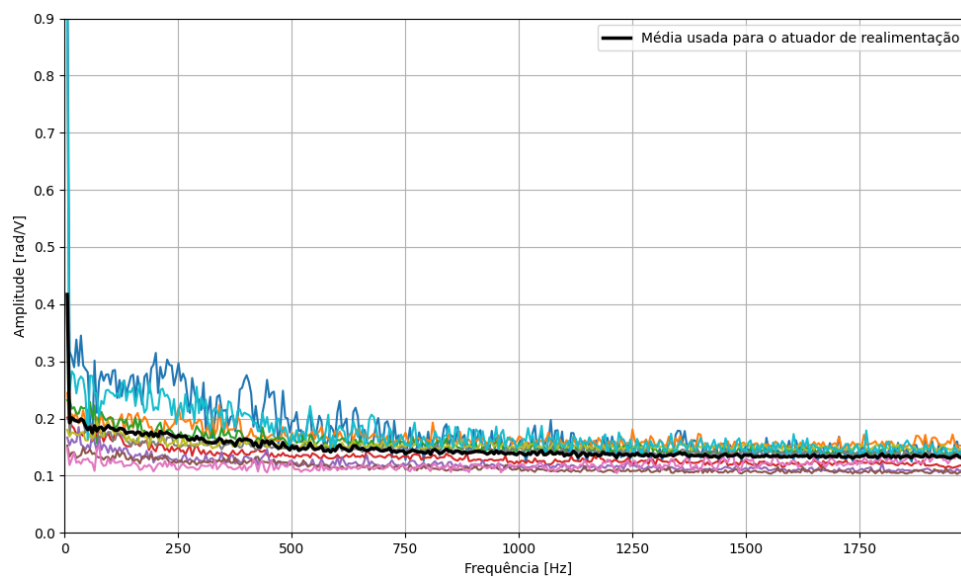
5.2.1 Atuadores piezoelétricos flexensionais

Atuadores piezoelétricos flexensionais (APF) amplificam a tensão mecânica de deformação gerada nas cerâmicas através do efeito piezoelétrico. Esses atuadores são amplamente utilizados em circuitos interferométricos para realizar ajustes finos de fase. Neste trabalho, serão usados dois atuadores piezoelétricos, um que será usado como realimentação sendo um APF comercial CA92630, e outro, que vai simular o sinal de interesse ($\Delta\phi$), denominado atuador de estudo APFMA-XY. Para a função de simular o sinal,

foi escolhido um APF já utilizado em pesquisas recentes no trabalho de Martinez *et al.* (2018).

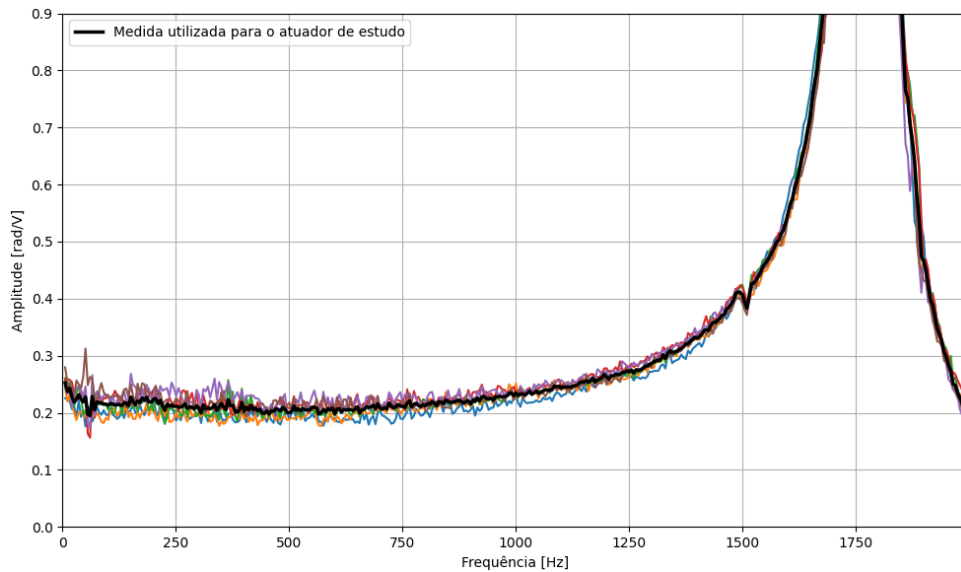
Observando a faixa de frequência em que se deseja operar com o circuito proposto, é necessário levantar a resposta em frequência dos atuadores para parametrizar os ganhos em cada uma das frequências. Assim, aplicando um sinal de amplitude constante e fazendo uma varredura em frequência (considerando 3 ciclos de cada frequência) foi possível obter a curva em rad/V. Dividindo pelos ganhos aplicados ao atuador obtêm-se os gráficos característicos dos atuadores apresentados nas Figuras 26 (Comercial CA92630) e 27 (APFMA-XY)

Figura 26 – Resposta em frequência do atuador comercial CA92630.



Fonte: Próprio autor

O atuador CA92630 tem ganho médio de 0,15 rad/V, considerando todo o intervalo, e não há ressonâncias nas frequências adquiridas nesta varredura, o que implica em um ganho próximo e quase plano (região flat) uma vez que APF com ressonâncias podem quebrar se alguma componente se manter na frequência de ressonância e causar erros por conta do alto ganho nessas frequências.

Figura 27 – Resposta em frequência do atuador APFMA-XY.

Fonte: Próprio autor

Já o atuador APFMA-XY possui uma ressonância em 1750 Hz, resultando em alto ganho nesta frequência. Além disso, é possível notar que o gráfico forma uma curva, aumentando o ganho gradualmente até a frequência de ressonância e reduzindo depois. Considerando todo o intervalo, o atuador possui ganho médio de 0,49 rad/V, e, considerando até a frequência de 1 KHz (sendo uma região mais plana do gráfico), possui um ganho médio de 0,25 rad/V.

Existe uma grande diferença de ganho nos atuadores usados, sendo o APFMA-XY aquele que possui o maior ganho e será utilizado como atuador de estudo, do qual iremos obter a resposta em frequência através do sistema de controle. Espera-se que aplicando um sinal de interesse ($\Delta\phi$) no atuador APFMA-XY, será possível compensar a fase utilizando o atuador CA92630, atuando através do sistema mostrado na Figura 25, e, utilizando o sinal de realimentação do sistema, obter novamente $\Delta\phi$ demodulado, sendo possível até mesmo separar $\Delta\phi$ e ϕ_o através de métodos de filtragem.

Utilizar o atuador CA92630 na realimentação traz problemas por conta do sinal de interesse gerado pelo APFMA-XY ter um ganho maior, tornando necessário mais tensão para atuar com a mesma fase no sistema, trazendo limitações como a saturação dos componentes eletrônicos e introdução de erros.

Estas curvas foram desenvolvidas a partir de uma média de vinte varreduras em frequência e depois divididas pela tensão de entrada, chegando ao ganho de cada um dos atuadores usados.

Na próxima seção, serão apresentadas os resultados práticos do sistema implementado.

5.2.2 Medidas práticas realizadas

Nesta seção serão apresentados os resultados práticos do sistema. Todas as medidas apresentadas nesta seção foram obtidas experimentalmente e apresentadas em comparação com o método passivo arco tangente, um método já consolidado de compensação passiva e demodulação de sinais interferométricos em quadratura de fase a partir da relação trigonométrica apresentada em (61):

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} \quad (61)$$

onde ϕ é a fase total e \bar{I}_2/\bar{I}_1 são as intensidades óticas normalizadas.

Porém, a fase é modulada em $[-\pi, \pi]$ o que causa descontinuidades, então torna-se necessário fazer o desdobramento de fase para encontrar o deslocamento real em radianos. Este método é amplamente utilizado em interferometria, porém, precisa de um alto processamento de dados pelo alto volume de cálculo.

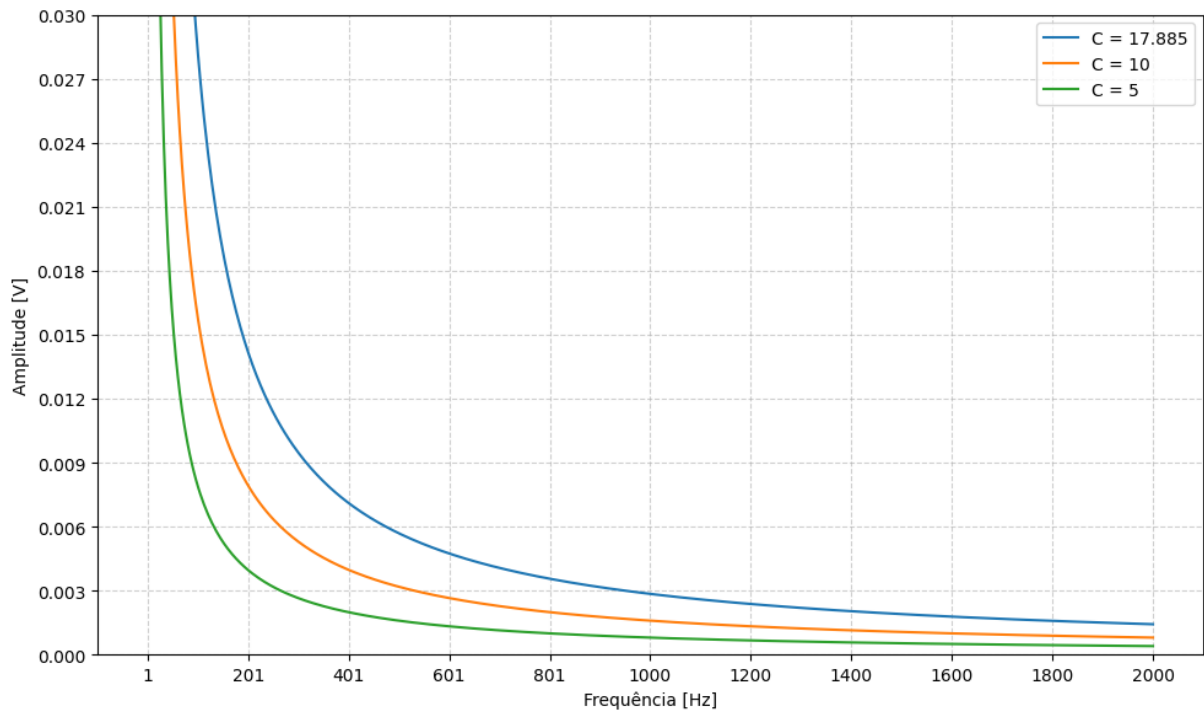
O ganho C do sistema é dado por (62):

$$C = G_{circ} \times G_{APF} \times G_{AL} \quad (62)$$

sendo, G_{circ} o ganho do circuito eletrônico projetado; G_{APF} o ganho do atuador piezoelétrico de realimentação e G_{AL} o ganho do amplificador linear. Considerando que $G_{circ} = 5$ V/V, $G_{AL} = 24,5$ rad/V e $G_{APF} = 0,146$ V/V teremos $C \simeq 17,885$ como ganho máximo.

É possível usar a relação (55) proposta por Felão (2019) para traçar curvas de ganho que relacionam os ganhos com amplitude e frequência, onde aqueles que são suficientes estariam abaixo da curva. A Figura 28 apresenta estas curvas, sendo a mais distante, o ganho máximo calculado para o circuito.

Figura 28 – Curva de ganhos $C = |\Delta\dot{\phi} + \dot{\phi}_0|$ ganho mínimo para compensação em relação a amplitude e frequência.



Fonte: Próprio autor

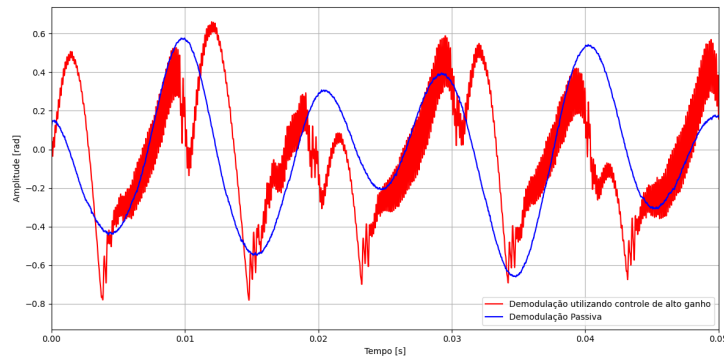
Com o aumento do ganho, o conjunto de amplitude e frequência também aumenta, como pode ser notado ao comparar as curvas verde ($C = 5$) e laranja ($C=10$), a qual compensa valores mais altos de amplitude e frequência.

A amplitude de compensação do sistema está na ordem de mV para o ganho máximo atual (62), por isso é necessário fazer as medidas com amplitudes abaixo da curva para que assim o sistema consiga compensar a fase introduzida.

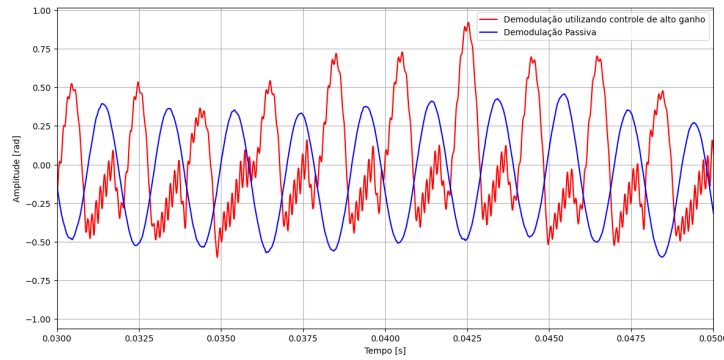
Com base na curva de ganho, foram realizadas medições no tempo em dois pontos específicos: 100 Hz e 500 Hz. Para cada frequência, aplicaram-se tanto ganhos suficientes (resultando em pontos abaixo da curva) quanto ganhos insuficientes (pontos acima da curva). As amplitudes dos sinais resultantes foram mensuradas e comparadas com os valores obtidos sob as mesmas condições utilizando o método do arcotangente. Os resultados dessas comparações estão apresentados na Figura 29.

Figura 29 – Comparação de amplitude do método analógico de alto ganho com o método de demodulação passiva (atan).

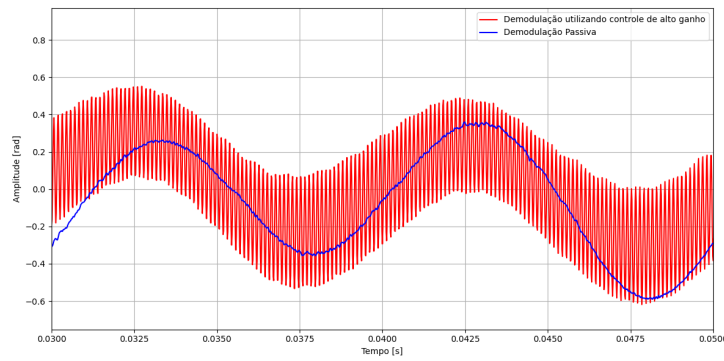
(a) Sistema com ganho insuficiente - (100 Hz)



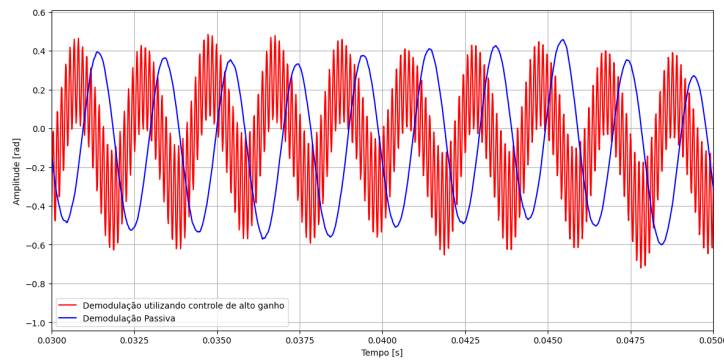
(b) Sistema com ganho insuficiente - (500 Hz)



(c) Sistema com ganho suficiente - (100 Hz)



(d) Sistema com ganho suficiente - (500 Hz)



Fonte: Próprio autor.

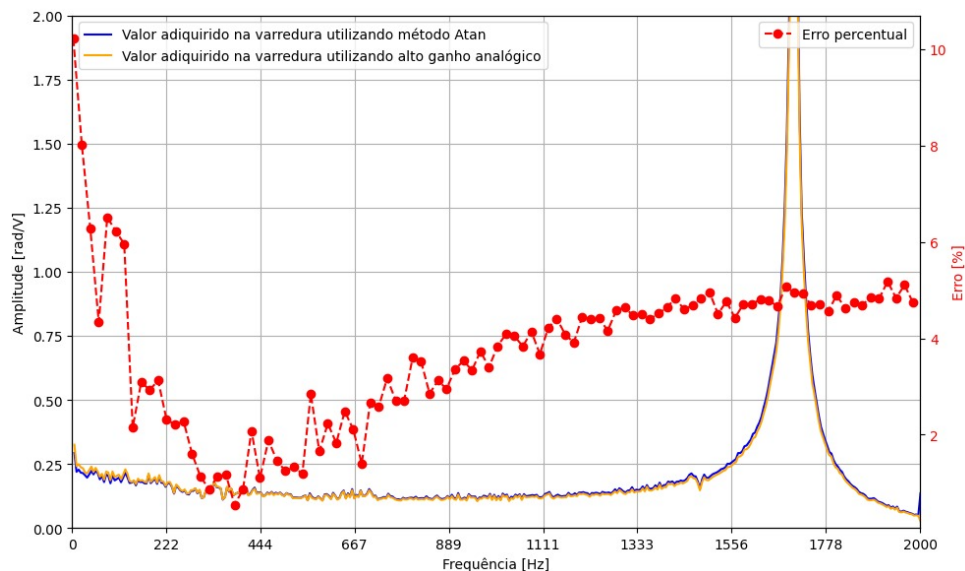
As Figuras 29 (a) e (b) ilustram os efeitos do ganho insuficiente sobre a amplitude do sinal, o que, neste caso, resulta em erros grosseiros nas medições. As Figuras 29 (c) e (d) mostram o alto nível de chaveamento no sistema com o ganho alto.

Nota-se que a amplitude dos sinais com alto ganho é maior do que a amplitude utilizando o arcotangente. Isso se deve ao alto volume de chaveamento o qual causa erros na medição da resposta em frequência.

A partir do sistema apresentado na Figura 25 associado ao circuito de controle apresentado na Figura 8, foi feita uma varredura em frequência a fim de obter a resposta do atuador APFMA-XY apresentado na Figura 27. Para isso, foi aplicada uma onda senoidal de 0,01 V de amplitude, através do gerador de sinais (Tektronix - AFG3021B), e variando a frequência. Através da placa de aquisição, mediu-se a amplitude da realimentação [V] no atuador de realimentação. Com essa informação, bastou multiplicar o sinal pelo ganho do atuador de realimentação e o inverso da tensão aplicada no atuador de estudo, assim obtendo a resposta em frequência em rad/V. Também foi utilizado um filtro passa-baixas FIR digital com frequência de corte de 3500 Hz para realizar esta varredura, retirando o transitório do filtro realizado com o LabView.

A Figura 30 apresenta uma comparação entre o método de demodulação passiva (atan) da caracterização do atuador APFMA-XY com a medida realizada pelo sistema de controle em malha fechada.

Figura 30 – Comparação da resposta em frequência do método atan e da obtida pelo sistema de controle e erro percentual entre as medidas.



Fonte: Próprio autor

No gráfico, a curva em azul representa a resposta em frequência obtida pelo método de demodulação passiva atan, a curva em laranja apresenta a varredura utilizando o

controle de modos deslizantes e alto ganho, enquanto a vermelha utiliza a escala a direita do gráfico e apresenta os erros percentuais em intervalos de 20 Hz.

A partir da Figura 30, é possível notar que a taxa de erro percentual tem seu pico em 10%, sendo um valor elevado para este tipo de aplicação. Também, o valor da varredura em auto ganho está acima da curva de varredura por atan, o que é causado pelo chattering, resultado do rápido chaveamento em torno da amplitude do sinal, causando aumento de amplitude e elevada taxa de erro. Outros pontos a serem considerados: a diferença de ganho dos atuadores, sendo o atuador de realimentação aquele que tem o menor ganho e, por conta desta diferença, pode resultar no aumento do chaveamento pois é necessário uma tensão maior para compensar a mesma variação de fase praticada pelo atuador de estudo; o *slew rate* dos componentes, não sendo rápidos o suficiente, resultam em altos índices de chattering; além de outros erros provenientes dos componentes eletrônicos, como erros do próprio circuito integrado.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um sistema de controle analógico baseado em modos deslizantes com alto ganho, aplicado a um interferômetro de quadratura. A proposta buscou solucionar as limitações impostas por sistemas digitais em aplicações de alta frequência (acima de 500 Hz), além de oferecer uma alternativa de baixo custo.

Inspirado em abordagens anteriores desenvolvidas no Laboratório de Optoeletrônica (LOE) da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, o controlador foi projetado e implementado de forma totalmente analógica, utilizando recursos digitais apenas para a aquisição de dados experimentais. Os testes foram realizados em um interferômetro de Michelson modificado, possibilitando a validação prática da proposta.

Os resultados obtidos revelaram que, o desempenho ainda está aquém do necessário para aplicações interferométricas precisas. Foram observados erros de até 10% e um erro médio de 3,71% no intervalo de 1 a 1500 Hz. As principais limitações detectadas incluíram o baixo ganho do sistema, chattering acentuado devido ao chaveamento do controlador e ruídos eletrônicos provocados pelas restrições dos componentes utilizados.

Apesar das limitações, os testes fornecem evidências de que a proposta tem potencial. Com o uso de componentes eletrônicos mais robustos — como amplificadores operacionais com maior largura de banda e menor ruído, e com atuadores de maior ganho e topologias de realimentação mais eficientes, o desempenho do sistema pode ser significativamente melhorado. Alternativamente, a migração para uma lógica de controle híbrida ou totalmente digital, como o observador apresentado em Felão *et al.* (2022), pode ampliar ainda mais a aplicabilidade do método proposto.

Conclui-se, portanto, que embora o sistema, em sua forma atual, ainda não atenda aos requisitos de precisão esperados em aplicações interferométricas, ele representa uma base sólida para futuros desenvolvimentos. Os resultados alcançados mostram que a estratégia de controle proposta é viável e que, com ajustes adequados, pode evoluir para uma solução eficiente, robusta e de baixo custo.

REFERÊNCIAS

- ANALOG DEVICES. **AD633JNZ Datasheet**. [*S.l.*], 2012. Rev. 1.
- BARBOSA, F. d. A. A.; NADER, G.; HIGUTI, R. T.; KITANO, C.; SILVA, E. C. N. A simple interferometric method to measure the calibration factor and displacement amplification in piezoelectric flextensional actuators. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 21, p. 577–587, 2010.
- DECARLO, R. A.; ZAK, S. H.; MATTHEWS, G. P. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 76, n. 3, p. 212–232, 1988.
- FELÃO, L. H. V. **High gain approach and sliding mode control applied to quadrature interferometer**. 2019. 113 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2019.
- FELÃO, L. H. V.; MARTIN, R. I.; MARTINEZ, G. A.; SAKAMOTO, J. M. S.; TEIXEIRA, M. C. M.; KITANO, C. All digital sliding mode observer of a feedback-free interferometer for high dynamic range detection. **Opt. Lett.**, Optica Publishing Group, United States, v. 47, n. 15, p. 3852–3855, Aug 2022.
- FELÃO, L. H. V.; MARTIN, R. I.; SAKAMOTO, J. M. S.; TEIXEIRA, M. C. M.; KITANO, C. Wide dynamic range quadrature interferometer with high-gain approach and sliding mode control. **Opt. Express**, Optica Publishing Group, United State, v. 27, n. 18, p. 25031–25045, Sep 2019.
- GALETI, J. H.; BERTON, P. L.; KITANO, C.; HIGUTI, R. T.; CARBONARI, R. C.; SILVA, E. C. N. Wide dynamic range homodyne interferometry method and its application for piezoactuator displacement measurements. **Applied Optics**, Optica Publishing Group, v. 52, n. 28, p. 6919–6930, 2013.
- GALETI, J. H.; HIGUTI, R. T.; SILVA, E. C.; KITANO, C. Nanodisplacement measurements of piezoelectric flextensional actuators using a new interferometry homodyne method. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 64, n. 5, p. 1256–1265, 2015.
- GALETI, J. H.; KITANO, C.; CONNELLY, M. J. Improved synthetic-heterodyne michelson interferometer vibrometer using phase and gain control feedback. **Applied optics**, Optica Publishing Group, v. 54, n. 35, p. 10418–10424, 2015.
- HECHT, E.; ZAJAC, A. **Optics, fourth printing**. [*S.l.: s.n.*]: Addison-Wesley Publishing Company, Reading, MA, 1974.
- LEMES, A. d. S. **Novas configurações de interferômetros de quadratura e de técnicas de detecção de fase óptica baseadas em phase-unwrapping**. 2014. 143 f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2014.
- MARÇAL, L. A. P.; KITANO, C.; HIGUTI, R. T.; NADER, G.; SILVA, E. C. N. A high dynamic range method for the direct readout of a dynamic phase change in homodyne interferometers. **Measurement Science and Technology**, IOP Publishing, v. 23, n. 12, p. 125201, 2012.

- MARCAL, L. A. P.; LEAO, J. V. F.; NADER, G.; HIGUTI, R. T.; KITANO, C.; SILVA, E. C. N. Analysis of linearity and frequency response of a novel piezoelectric flexensional actuator using a homodyne interferometer and the j_1, j_4 method. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 56, n. 3, p. 954–961, 2007.
- MARTIN, R. I.; SAKAMOTO, J. M.; TEIXEIRA, M. C.; MARTINEZ, G. A.; PEREIRA, F. C.; KITANO, C. Nonlinear control system for optical interferometry based on variable structure control and sliding modes. **Optics Express**, Optica Publishing Group, v. 25, n. 6, p. 6335–6348, 2017.
- MARTINEZ, G. A.; PEREIRA, F. da C.; GALETI, J. H.; HIGUTI, R. T.; SILVA, E. C. N.; KITANO, C. Interferometric characterization of an xy piezoelectric nanopositioner: Linearity, hysteresis and frequency response. *In*: IEEE. **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [*S.l.*: *s.n.*], 2018. p. 1355–1361.
- MARÇAL, L. A.; HIGUTI, R. T.; KITANO, C. A simplified and higher dynamic range version of the $j_1 \dots j_4$ method for optical phase measurements. **Microwave and optical technology letters**, Wiley Online Library, v. 54, n. 2, p. 387–392, 2012.
- NATIONAL STRUMENTS. **LM318N Datasheet**. [*S.l.*], 2002.
- SLOTINE, J.-J. E.; LI, W. **Applied nonlinear control**. New Jersey: Prentice Hall, Inc., 1991. ISBN 0-13-040890-5.
- STMICROELECTRONICS. **LF353 Datasheet**. [*S.l.*], 1998.