



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SEMICONDUTORES INSTRUMENTOS E FOTÔNICA



MARLLON WELTER SCHLISCHTING

TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO E CONTROLE DA PROFUNDIDADE DE
MODULAÇÃO DE GIROSCÓPIOS INTERFEROMÉTRICOS A FIBRA
ÓPTICA DE MALHA ABERTA

CAMPINAS
2018

MARLLON WELTER SCHLISCHTING

TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO E CONTROLE DA PROFUNDIDADE DE
MODULAÇÃO DE GIROSCÓPIOS INTERFEROMÉTRICOS A FIBRA
ÓPTICA DE MALHA ABERTA

Dissertação de mestrado submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Coorientador: Prof. Dr. Rodrigo Moreira Bacurau

Esse exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Marllon Welter Schlichting, e orientada pelo Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

CAMPINAS
2018

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CNPq, 135388/2016-3

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

Sch39t Schlischtig, Marllon Welter, 1993-
Técnicas de linearização e controle da profundidade de modulação de giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha aberta / Marllon Welter Schlischtig. – Campinas, SP : [s.n.], 2018.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.

Coorientador: Rodrigo Moreira Bacurau.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Giroscópios óticos. 2. Modulação (Eletrônica). 3. Demodulação (Eletrônica). 4. Linearidade. 5. Eletrônica. I. Ferreira, Elnatan Chagas, 1955-. II. Bacurau, Rodrigo Moreira, 1988-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Linearization and modulation depth control techniques of open-loop interferometric fiber optic gyroscopes

Palavras-chave em inglês:

Optical gyroscopes

Modulation (Electronics)

Demodulation (Electronics)

Linearity

Electronics

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Elnatan Chagas Ferreira [Orientador]

Osni Lisbôa

José Antonio Siqueira Dias

Data de defesa: 30-08-2018

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA – DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Marllon Welter Schlichting RA: 190708

Data da Defesa: 30 de agosto de 2018

Título da Tese: Técnicas de Linearização e Controle da Profundidade de Modulação de Giroscópios Interferométricos a Fibra Óptica de Malha Aberta

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Dr. Osni Lisbôa (Optsensys)

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais Marcos Antonio Vargas Schlischtig e Rose Welter Schlischtig, por toda a confiança e apoio depositados em mim ao longo da minha vida, devo tudo que tenho a vocês.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira, por seus ensinamentos e orientação durante a realização desse trabalho.

Ao meu coorientador, Dr. Rodrigo Moreira Bacurau, por toda a ajuda e apoio fornecidos durante o desenvolvimento dessa dissertação.

À empresa Optsensys, que cedeu o conjunto óptico utilizado no desenvolvimento desse e outros projetos do nosso grupo.

Aos membros da banca examinadora, Dr. Osni Lisbôa e Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias, pela disponibilidade e pelas valiosas contribuições dadas.

À minha companheira, Daniella, por estar sempre ao meu lado compartilhando todos os momentos dessa trajetória.

Aos meus amigos e colegas da UNICAMP, em especial aos amigos dos departamentos DSIF, LEPO e DEB, por todos os bons momentos compartilhados durante esse período de mestrado.

Finalmente, ao povo brasileiro que, através do CNPq e CAPES, apoiou financeiramente o desenvolvimento desse projeto.

Resumo

Os giroscópios interferométricos a fibra óptica (IFOGs) de malha aberta apresentam, em geral, menor custo do que os de malha fechada, sendo, muitas vezes, os mais adequados para aplicações de médio-alto desempenho. No entanto, esses dispositivos apresentam, na maioria das vezes, linearidade, fundo de escala, e estabilidade do fator de escala inferiores a IFOGs de malha fechada. Desta forma, propôs-se neste trabalho novas técnicas para aprimoramento da linearidade, com a expansão da região não ambígua do sinal de reposta do sensor, e controle da profundidade de modulação de IFOGs malha aberta. As técnicas propostas constituem-se como aprimoramentos da técnica de demodulação *Mean Value*, desenvolvida anteriormente na Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP. Na técnica de demodulação *Mean Value*, a informação de velocidade angular é obtida a partir da subtração do valor médio de dois semiciclos negativos consecutivos do sinal de saída do interferômetro de Sagnac. A melhoria da linearidade e estabilidade da profundidade de modulação foram conseguidas através de modificações no circuito eletrônico de demodulação existente e da implementação de novas técnicas de processamento digital de sinais na unidade de processamento do sensor. Para o desenvolvimento das técnicas propostas, foi necessário desenvolver uma simulação computacional do IFOG malha aberta desenvolvido na UNICAMP em projetos anteriores. O simulador construído em LabVIEW é capaz de simular as principais características ópticas e eletrônicas envolvidas na modulação e demodulação de IFOGs de malha aberta baseados na técnica *Mean Value*. As técnicas propostas foram implementadas, inicialmente no simulador, utilizando um fundo de escala de $\pm 0,8$ radianos (Defasagem de Sagnac). As simulações resultaram em valores de erro de não linearidade máximo de 35 ppm em relação ao fundo de escala; e um controle da profundidade de modulação que não permite variações maiores que 130 ppm, mesmo em ambientes com variação térmica. Ensaios experimentais com um IFOG de malha aberta confirmaram a melhoria da estabilidade do sensor.

Palavras-chave: Giroscópios, IFOG, Malha Aberta, Linearidade, Eletrônica, Modulação, Demodulação, Controle, Profundidade de Modulação.

Abstract

Open-loop interferometric fiber optic gyroscopes (IFOGs) are generally less costly than closed-loop IFOGs, and are often best suited for medium-high performance applications. However, these devices have lower linearity, dynamic range and scale factor stability than closed-loop IFOGs. In this work, it's proposed new techniques to improve the linearity, with an expansion of the unambiguous region of the sensor's output signal, and a modulation depth control of open-loop interferometric fiber-optic gyroscopes. These techniques are improvements to the Mean Value demodulation technique, previously developed at the State University of Campinas – UNICAMP. In the Mean Value demodulation technique, the angular velocity information is obtained by subtracting the mean value of two consecutive negative semi-cycles from the Sagnac interferometer output signal. Improved linearity and modulation depth control were achieved through modifications to the existing demodulation electronics and the implementation of new digital signal processing techniques in the sensor processing unit. For the development of the proposed techniques, it was necessary to build a computer simulation of the open-loop IFOG developed in UNICAMP in previous projects. The LabVIEW program is able to simulate the main optical and electronic characteristics involved in the modulation and demodulation of open-loop IFOGs based on the Mean Value technique. The proposed techniques were initially implemented in the simulator, using a dynamic range of $\pm 0,8$ radians (Sagnac Phase Shift). The simulations resulted in maximum nonlinearity error values of 35 ppm in relation to the full scale, and a modulation depth control that does not allow variations greater than 130 ppm, even in environments with thermal variation. Experimental tests with an open-loop IFOG confirmed the improvement of the sensor's scale factor stability.

Keywords: Gyroscopes, IFOG, Open-Loop, Linearity, Electronics, Modulation, Demodulation, Control, Modulation Depth.

Lista de Figuras

Figura 1 - Malha óptica circular em repouso.....	20
Figura 2 - Malha óptica circular submetida a uma rotação diferente de zero.....	20
Figura 3 - Configuração simplificada de um IFOG malha aberta.	22
Figura 4 - Corrente detectada no fotodiodo em função da defasagem de Sagnac [6].	23
Figura 5 - Configuração do IFOG com modulador óptico.	24
Figura 6 - Funcionamento da modulação dinâmica para: a) rotação nula; e b) rotação diferente de zero.	26
Figura 7 - Corrente gerada pelo fotodiodo para: a) rotação nula; e b) rotação diferente de zero.	30
Figura 8 - Diferença entre os semiciclos, com profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.....	32
Figura 9 - Diferença entre os semiciclos, com profundidade de modulação de π rad.....	32
Figura 10 - Máxima defasagem de Sagnac em relação a profundidade de modulação.....	33
Figura 11 - Defasagem de Sagnac de 0,44 rad para uma profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.....	34
Figura 12 - Diferença entre os semiciclos para uma defasagem de Sagnac de -0,88 a 0,88 rad, com profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.....	34
Figura 13 - Diagrama de Funcionamento da técnica de demodulação <i>Mean Value</i>	35
Figura 14 - Sinais envolvidos na separação dos semiciclos negativos do sinal AC de saída do fotodetector.....	36
Figura 15 - Sinal S_{θ_s} para uma variação da defasagem de Sagnac de $\pm 0,5$ rad e profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.....	37
Figura 16 - Sinal de saída do sensor na saída do amplificador de transimpedância, para: a) rotação nula (acima); e b) rotação diferente de zero (abaixo).	39
Figura 17 - Circuito de Transdução Optoeletrônica.....	41
Figura 18 - Circuito de separação dos semiciclos.....	42
Figura 19 - Circuito de Aquisição.....	43
Figura 20 - Circuito de modulação dinâmica.....	45
Figura 21 - Sinais envolvidos no processo de geração do sinal digital utilizado na geração dos sinais de controle dos comparadores.	46
Figura 22 - Circuito de Controle do SLED.....	46
Figura 23 - Módulo óptico, fornecido pela empresa Optsensys, utilizado neste trabalho.....	47
Figura 24 - Interface de controle do simulador.....	52
Figura 25 - Sinal S_{θ_s} para diferentes valores de ganho em V_{dc} , durante uma variação da	

defasagem de Sagnac de ± 3 rad.....	53
Figura 26 - Simulação da separação do primeiro semiciclo com Vdc como nível de comparação, utilizando controle estático dos comparadores, para defasagem de Sagnac de 2 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.....	54
Figura 27 - Simulação da separação do primeiro semiciclo com Vdc como nível de comparação, utilizando controle dinâmico proposto dos comparadores, para defasagem de Sagnac de 2 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.....	55
Figura 28 - Sinais envolvidos no processo de geração do sinal digital utilizado na geração dos sinais de controle dos comparadores, utilizando a técnica de controle dinâmico, para rotações positivas.....	56
Figura 29 - Simulação da separação do primeiro semiciclo, utilizando controle dinâmico dos comparadores, para defasagem de Sagnac de 0,8 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.....	57
Figura 30 - Sinais envolvidos no processo de geração do sinal digital utilizado na geração dos sinais de controle dos comparadores, utilizando a técnica de controle dinâmico, para rotações negativas.....	57
Figura 31 - Simulação da separação do primeiro semiciclo, utilizando controle dinâmico dos comparadores, para defasagem de Sagnac de -0,8 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.....	58
Figura 32 - Sinal S_{θ_s} , com técnica de controle dinâmico dos comparadores, para diferentes valores de ganho em Vdc, durante uma variação da defasagem de Sagnac de ± 3 rad.....	59
Figura 33 - Sinal S_{θ_s} com saturação fixa em 0,3 para valores de defasagem de Sagnac com até 3,75 vezes o fundo de escala de 0,8 rad.....	59
Figura 34 - Circuito de geração do sinal digital de Sincronização com controle dinâmico através do PWM proporcional à diferença entre os semiciclos.....	60
Figura 35 - Sinal de saída da técnica <i>Mean Value</i> e erro de linearidade do sinal, para um fundo de escala de -0,8 a 0,8 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.....	61
Figura 36 - Saída do polinômio de linearização de 5ª ordem.....	64
Figura 37 - Erro de linearidade do sinal de saída do sensor utilizando um polinômio de: a) 5ª ordem; e b) 7ª ordem.....	64
Figura 38 - Erro de linearidade do sinal de saída do sensor utilizando um polinômio de: a) 9ª ordem; e b) 11ª ordem.....	65
Figura 39 - Erro de linearidade da saída do sensor em relação à profundidade de modulação.....	66
Figura 40 - Erro de linearidade máximo do sinal de saída do polinômio em relação ao ganho aplicado em Vdc, para diversos valores de profundidade de modulação.....	67
Figura 41 - Sinal S_{θ_m} em relação à Profundidade de modulação.....	69
Figura 42 - Sinal S_{θ_m} em relação à defasagem de Sagnac, para uma Profundidade de modulação de 2,4 rad.....	69
Figura 43 - Sinal S_{θ_m} corrigido, em relação à defasagem de Sagnac, com um polinômio de correção de: a) 4ª ordem; e b) 6ª ordem.....	70

Figura 44 - Modificação no potenciômetro digital visando aumento de sua resolução....	73
Figura 45 - Sensibilidade da técnica em relação a profundidade de modulação, para diversos ganhos aplicados a Vdc.....	74
Figura 46 - Sensibilidade da técnica em relação à profundidade de modulação no intervalo de 2,2 a 2,4 radianos, para um Vdc com ganho de 1,5 vezes, com <i>zoom</i> na região de 2,282 a 2,295 radianos.	75
Figura 47 - Sensibilidade da técnica em relação à profundidade de modulação dentro do intervalo de operação escolhido.	76
Figura 48 - Erro de linearidade do sinal de saída do sensor em relação à profundidade de modulação dentro do intervalo de operação escolhido.	77
Figura 49 - Sinal de saída do sensor simulado e erro de linearidade em relação à rotação aplicada.	79
Figura 50 - Sinal $S_{\theta m}$ corrigido (simulado), e erro residual em relação à rotação aplicada.	79
Figura 51 - Sinal de saída do polinômio com saturação forçada para valores de entrada maiores que 0,3, em relação à rotação aplicada.....	80
Figura 52 - Rotação medida, $S_{\theta m}$ original e $S_{\theta m}$ corrigido durante movimentações manuais no módulo óptico.	83
Figura 53 - Temperatura e sinal $S_{\theta m}$ corrigido durante ensaio estático sem a implementação do controle da profundidade de modulação desenvolvido.	84
Figura 54 - Temperatura do circuito eletrônico e sinal $S_{\theta m}$ corrigido durante ensaio estático com a implementação do controle de profundidade de modulação desenvolvido.....	85

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Classificação dos giroscópios em relação ao desempenho.....	27
Tabela 2 - Números de cálculos necessários em relação a ordem do polinômio.....	63
Tabela 3 - Números de cálculos necessários para correção de $S\theta_m$ utilizando polinômios de 4 ^a e 6 ^a ordem.....	71

Lista de Abreviações

AC	Alternating Current
AD	Conversor Analógico/Digital
AMP-OP	Amplificador Operacional
CPLD	Complex Programmable Logic Device
DC	Direct Current
DDS	Direct Digital Synthesizer
DEMIC	Departamento de Eletrônica e Microeletrônica
DSIF	Departamento de Sensores, Instrumentos e Fotônica
FEEC	Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
GPS	Global Positioning System
IEAv	Instituto de Estudos Avançados
IFOG	Interferometric Fiber Optic Gyroscope
INS	Inertial Navigation System
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ITA	Instituto Tecnológico da Aeronáutica
MEMS	Microelectromechanical Systems
MIOC	Multi-function Integrated Optics Chips
PCB	Printed Circuit Board
PWM	Pulse Width Modulation
RLG	Ring Laser Gyroscope
SIA	Sistemas de Navegação Inercial para Aplicação Aeroespacial
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
USB	Universal Serial Bus

Sumário

1- Introdução.....	15
1.1- Contextualização	15
1.2 - Objetivos.....	17
1.3 - Estrutura da Dissertação.....	18
2 - O Giroscópio Interferométrico a fibra óptica	19
2.1 - Princípio de funcionamento (Efeito Sagnac).....	19
2.2 - Configurações de giroscópios.....	22
2.2.1 - Modulação Dinâmica	23
2.3 - Classificação e parâmetros de desempenho	27
3 - Técnica de demodulação <i>Mean Value</i>	29
3.1 - Introdução e Descrição	29
3.1.1 - Máxima defasagem de Sagnac	32
3.1.2 - Normalização dos sinais de saída.....	36
3.1.3 - Sensibilidade da técnica <i>Mean Value</i>	37
3.2 - Técnica implementada	38
3.2.1 - Estrutura do Sistema eletrônico	39
3.2.2 - Módulo Óptico.....	47
3.2.3 - Eliminação do offset eletrônico.....	48
4 - Técnicas propostas e implementadas.....	50
4.1 - Simulação computacional do IFOG de malha aberta com a técnica <i>Mean Value</i> ..	50
4.2 - Expansão da região não ambígua do sinal de saída	52
4.2.1 - Hardware desenvolvido	60
4.3 - Linearização	60
4.3.1 - Melhorando a Linearidade	66
4.4 - Controle da Profundidade de Modulação	68
4.4.1 - Garantindo a sensibilidade da técnica <i>Mean Value</i>	73
4.5 - Melhor ponto de operação.....	75
5 - Resultados e Discussões.....	81
5.1 - Ensaio com o giroscópio de malha aberta	81
5.1.1 - Análise do polinômio de correção de $S_{\theta m}$	82
5.1.2 - Controle da profundidade de modulação	83

6 – Conclusões e trabalhos futuros	86
6.1 – Conclusões.....	86
6.2 – Trabalhos Futuros.....	87
7 – Referências	88
Anexo A.....	92
Anexo B.....	93
Anexo C.....	94
Anexo D.....	98

1- Introdução

Neste capítulo é apresentada uma breve introdução aos giroscópios interferométricos a fibra óptica, destacando a importância desses sensores para setores estratégicos e as vantagens técnicas que fazem desta tecnologia a mais promissora para aplicações de alto desempenho, como militar e espacial. Em seguida, é apresentada a proposta desse trabalho e seus objetivos.

1.1- Contextualização

Sistemas de navegação inercial, ou INS (*Inertial Navigation System*), são dispositivos capazes de determinar a posição, orientação e velocidade de um objeto por meio do processamento dos dados gerados pelos sensores que os compõem sem a necessidade de sinais externos, como GPS (*Global Position System*). Um sistema de navegação inercial é formado por um arranjo de acelerômetros e giroscópios, sendo geralmente empregados um sensor de cada tipo em cada eixo ortogonal, podendo haver componentes redundantes ou componentes auxiliares como magnetômetros e até fusão sensorial com GPS.

Atualmente, os sistemas de navegação inercial são aplicados desde em *smartphones*, que utilizam sensores giroscópios com tecnologia MEMS (sistemas micro eletromecânicos), até em sistemas militares e aeroespaciais, como submarinos, foguetes e satélites, que requerem sensores de melhor desempenho, como os giroscópios ópticos e ressonantes. O giroscópio é um dispositivo capaz de medir a velocidade angular de um objeto em torno de seu eixo em relação a um referencial inercial. Os giroscópios são parte fundamental dos sistemas de navegação inercial e com os requisitos mais difíceis de serem alcançados, pois os erros envolvidos neste sensor são integrados no tempo, podendo resultar em grandes erros de posição [1].

O termo giroscópio foi primeiramente utilizado por Foucault, em 1852, durante seus estudos sobre o movimento rotacional da Terra. Até a metade do século XX, vários

giroscópios foram desenvolvidos, tendo como tecnologia predominante a mecânica, utilizando conservação de movimento para medir rotação. Dentre as outras tecnologias de giroscópios, destacam-se os giroscópios ópticos, que se fundamentam no princípio de interferometria de Sagnac, e os giroscópios de vibração que são baseados no efeito Coriolis. Os primeiros giroscópios ópticos começaram a ser estudados e desenvolvidos pela marinha dos Estados Unidos da América a partir da década de 1960, resultando primeiramente no *Ring Laser Giro*, ou RLG, e posteriormente nos giroscópios interferométricos a fibra óptica, ou IFOGs (*Interferometric Fiber-Optic Gyroscopes*) [2].

Os giroscópios interferométricos a fibra óptica, baseados no efeito Sagnac, são capazes de medir a velocidade angular a qual está submetido através da medição da defasagem entre dois feixes de luz que se propagam em direções opostas na fibra óptica. Esses sensores são comumente usados em aplicações militares e espaciais devido a sua alta performance, longa vida útil, pequenas dimensões e peso, inexistência de partes móveis e alta resistência a vibrações e impactos mecânicos [3]. A tecnologia de IFOGs, segundo alguns autores [1,3], é a única que, ainda, não é limitada na prática por algum fenômeno físico, e por isso, é considerada a tecnologia mais promissora para aplicações críticas e para o desenvolvimento de giroscópios de alta performance.

O desenvolvimento dos IFOGs no Brasil foi iniciado pelo Instituto de Estudos Avançados (IEAv), do Departamento de Ciência e Tecnologia Espacial, no início da década de 1980. Atualmente a pesquisa e desenvolvimento de IFOGs é realizada no Brasil, em parceria, pelo IEAv, pela empresa Optsensys (originada por ex-pesquisadores do IEAv), pelo Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE/DCTA), pelo Instituto Tecnológico da Aeronáutica (ITA), pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) e também pelo Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica (DSIF) da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). A linha de pesquisa em sistemas eletrônicos para sensores giroscópios foi iniciada no Departamento de Eletrônica e Microeletrônica (DEMIC) há cerca de 20 anos, com 3 teses de doutorado e 3 dissertações de mestrado publicadas sobre o tema até o momento, todas sob a orientação do Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira.

Em 2006, visando o desenvolvimento de um sistema de navegação inercial brasileiro para aplicações espaciais, a Agência Espacial Brasileira (AEB) estabeleceu o projeto Sistemas de Navegação Inercial para Aplicação Aeroespacial, ou projeto SIA. Este

projeto foi financiado pela Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) com verbas dos Fundos Setoriais da ordem de R\$ 40.000.000,00, e foi realizado pelo IEAv, IAE, ITA, INPE e um consórcio formado por 5 empresas nacionais do setor aeroespacial, entre elas a Optsensys [4].

O grupo de pesquisa em giroscópios da UNICAMP colaborou com o DCTA e a empresa Optsensys neste projeto, no desenvolvimento do sistema eletrônico do giroscópio interferométrico a fibra óptica utilizado no sistema de navegação inercial. Essa parceria impulsionou o estudo e desenvolvimento de giroscópios na UNICAMP, resultando em diversos protótipos de giroscópios malha aberta e malha fechada com desempenho similar aos melhores giroscópios apresentados na literatura.

Em uma reportagem de 2014, no jornal Valor Econômico [5], o então diretor do INPE Leonel Perondi declarou que a indústria espacial brasileira já dominava cerca de 80% da tecnologia para produção de um satélite e que, o grande gargalo do programa espacial brasileiro ainda era o domínio completo do sistema de controle de atitude e órbita de satélites, cujo giroscópio é o componente mais crítico.

1.2 - Objetivos

Esse trabalho tem como objetivo o estudo e a implementação de técnicas para controle da profundidade de modulação, extensão da região não ambígua do sinal de saída do sensor e linearização da saída do IFOG de malha aberta produzido anteriormente na UNICAMP (baseado na técnica de demodulação *Mean Value*). Para a realização desse objetivo foi necessário:

- Estudar e compreender o funcionamento do IFOG malha aberta, desenvolvido em projetos anteriores na UNICAMP, e da técnica de demodulação *Mean Value*.
- Desenvolver uma simulação computacional do sensor, que englobasse as características ópticas e eletrônicas presentes, utilizando o *software LabVIEW*.
- Propor e implementar no simulador novas técnicas visando aprimorar a linearidade da resposta do sensor.
- Aprimorar o controle dos comparadores do circuito de aquisição visando estender a região não ambígua do sinal de saída do sensor para valores acima do fundo de escala.

- Realizar testes experimentais em um IFOG real para validação das técnicas e simulador propostos.

1.3 - Estrutura da Dissertação

O restante dessa dissertação está estruturado da seguinte maneira: no Capítulo 2 é apresentado o princípio de funcionamento dos giroscópios interferométricos a fibra óptica. São apresentados os princípios físicos do interferômetro de Sagnac, a modulação dinâmica e a estrutura dos giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha aberta.

No Capítulo 3 é apresentada a técnica de demodulação *Mean Value*, desenvolvida para giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha aberta, e proposta pelo Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira [6]. Por fim, é apresentado o giroscópio malha aberta desenvolvido na UNICAMP utilizando a demodulação *Mean Value*.

No Capítulo 4, são apresentadas as técnicas propostas e implementadas nesse trabalho visando a melhoria da linearidade do sensor, a extensão da região não ambígua da resposta, e o controle da profundidade de modulação do giroscópio. Inicialmente, é apresentada a simulação computacional do IFOG de malha aberta desenvolvida neste trabalho. Em seguida, são discutidos os estudos e simulações que originaram e corroboram a utilização das técnicas propostas.

No Capítulo 5, são apresentados e discutidos os resultados dos ensaios realizados com o giroscópio construído, utilizando as técnicas desenvolvidas nesse trabalho.

Por fim, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões do trabalho realizado e trabalhos futuros.

2 - O Giroscópio Interferométrico a fibra óptica

Neste capítulo é apresentada uma introdução ao interferômetro de Sagnac e aos demais componentes de um giroscópio interferométrico a fibra óptica.

2.1 - Princípio de funcionamento (Efeito Sagnac)

Em 1913, Sagnac apresentou um aparato óptico capaz de medir a velocidade angular através da interferência entre dois feixes de luz contrapropagantes [7]. Experimentos posteriores, como o de Michelson-Gale em 1925 [8], contribuíram para a consolidação da interferometria para a medição de velocidade angular. No experimento de Michelson-Gale, a rotação terrestre foi medida utilizando um interferômetro com 0,25 km de diâmetro. O interferômetro de Sagnac é o elemento básico dos giroscópios interferométricos a fibra óptica (IFOG).

O funcionamento do interferômetro de Sagnac pode ser explicado de maneira simplificada utilizando-se uma abordagem cinemática. Suponha um feixe de luz que propaga dentro de uma malha circular de raio R , conforme ilustrado na Figura 1. No ponto P , o feixe incidente é separado em dois feixes iguais através de um acoplador direcional. Se nenhuma rotação é sentida pela malha, os dois feixes contrapropagantes percorrem a mesma distância, no mesmo tempo, e se unem novamente no ponto P . Nesse caso os feixes se encontram no ponto de injeção em fase, causando uma interferência totalmente construtiva, e a potência de luz na saída óptica é máxima.

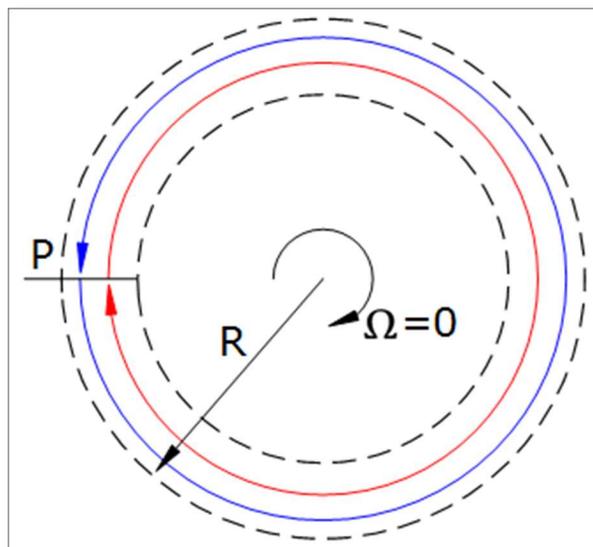


Figura 1 - Malha óptica circular em repouso.

Se a malha circular for submetida a uma rotação Ω no sentido horário, os caminhos percorridos pelos feixes contrapropagantes serão diferentes. Conforme ilustrado na Figura 2, o feixe incidente separado no ponto P se reconstitui novamente no ponto P'. O feixe que propaga no sentido anti-horário percorre um caminho menor que o feixe contrapropagante, criando uma defasagem entre eles. Logo, quando os feixes se unem novamente no ponto P' acontece uma interferência, e a potência na saída óptica é menor do que a potência incidente.

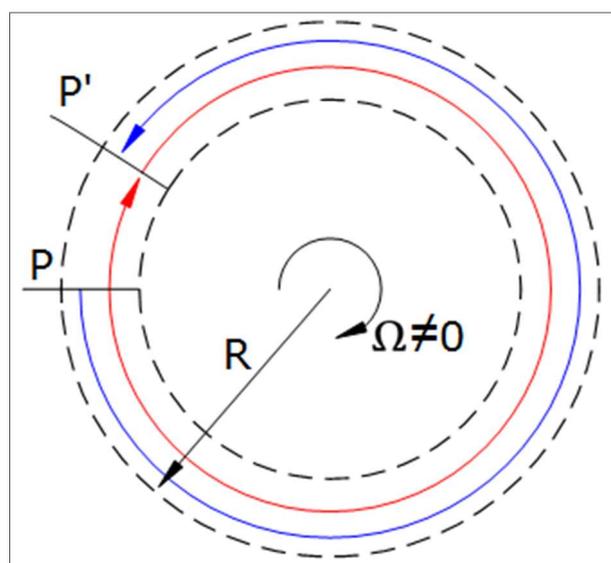


Figura 2 - Malha óptica circular submetida a uma rotação diferente de zero.

Os caminhos percorridos pelo feixe que se propaga no sentido horário (L_h), e pelo feixe que propaga no sentido anti-horário (L_{ah}), são dados por:

$$L_h = 2\pi R + R\Omega t_h = c_o t_h, \quad (2.1)$$

$$L_{ah} = 2\pi R - R\Omega t_{ah} = c_o t_{ah}, \quad (2.2)$$

em que, R é o raio da malha circular, Ω é a rotação a qual o sensor está submetido, t_h é o tempo necessário para o feixe percorrer a distância L_h , e t_{ah} é o tempo gasto para o segundo feixe percorrer a distância L_{ah} . A distância percorrida pelos dois feixes corresponde ao produto da velocidade da luz no vácuo (c_o) com o tempo gasto para cada feixe percorrer essa distância. Assim, utilizando as Equações 2.1 e 2.2, tem-se que a diferença de tempo para que os feixes percorram a malha circular é dada por:

$$\Delta_t = t_h - t_{ah} = L_h/c_o - L_{ah}/c_o, \quad (2.3)$$

$$\Delta_t = 4A/c_o^2 \Omega, \quad (2.4)$$

em que, A é a área da malha circular de raio R . A partir da Equação 2.4, pode-se definir a diferença entre as distâncias percorridas por cada feixe como:

$$\Delta L = c_o \Delta t = 4A/c_o \Omega. \quad (2.5)$$

Porém, a variável que é medida pelo sensor não é a diferença entre as distâncias percorridas, mas sim a defasagem entre os feixes, conhecida como defasagem de Sagnac, ϕ_s . Assim, para dois feixes com comprimento de onda igual a λ tem-se a defasagem dada pela Equação 2.6 [9]:

$$\phi_s = 2\pi \Delta L / \lambda = 8\pi A / \lambda c_o \Omega. \quad (2.6)$$

É importante notar que a defasagem de Sagnac não é facilmente mensurável, pois, a variação da potência óptica devido a esse efeito é muito pequena. Para superar essa limitação, considerando que essa malha seja constituída por uma fibra óptica, pode-se obter uma malha circular composta por N voltas de fibra óptica enroladas em uma estrutura cilíndrica, resultando em um aumento da defasagem óptica causada pela mesma rotação. Assim, a defasagem de Sagnac é dada em função do comprimento da bobina de fibra óptica L e do seu diâmetro D , conforme Equação 2.7 [10]:

$$\phi_s = 8\pi AN / \lambda c_o \Omega = 2\pi LD / \lambda c_o \Omega = F_s \Omega. \quad (2.7)$$

Es é denominado Fator de Escala óptico do giroscópio, e relaciona a defasagem de Sagnac com a velocidade angular sob a qual o interferômetro é submetido. Em outras palavras, o fator de escala óptico corresponde à sensibilidade óptica do sensor. Ele depende de características construtivas do sistema óptico: diâmetro da bobina, comprimento da fibra óptica e comprimento de onda da fonte de luz. A relação entre o comprimento total da malha e a velocidade da luz no vácuo, ou seja, o tempo que os feixes de luz levam para completar uma volta na bobina de fibra óptica do sensor, dada pela Equação 2.8, é conhecida como tempo de transito, T_m . O inverso do tempo de transito é conhecido como frequência própria do giroscópio, f_m , e é de grande importância para a modulação do sensor, conforme será mostrado na próxima sessão [11].

$$T_m = L/c_o. \quad (2.8)$$

2.2 - Configurações de giroscópios

Os giroscópios interferométricos a fibra óptica são divididos em dois grupos: de malha aberta e de malha fechada. Nos IFOGs de malha aberta, a velocidade angular é obtida diretamente do sinal óptico de saída do interferômetro. Por outro lado, nos giroscópios de malha fechada, um sinal é aplicado na malha óptica com o objetivo de cancelar o sinal de Sagnac e manter a saída do interferômetro equivalente à rotação nula. A principal limitação dos IFOGs de malha aberta, com relação aos de malha fechada, é que, em geral, eles apresentam menor linearidade e fundo de escala [12–15]. A configuração simplificada de um IFOG de malha aberta é apresentada na Figura 3.

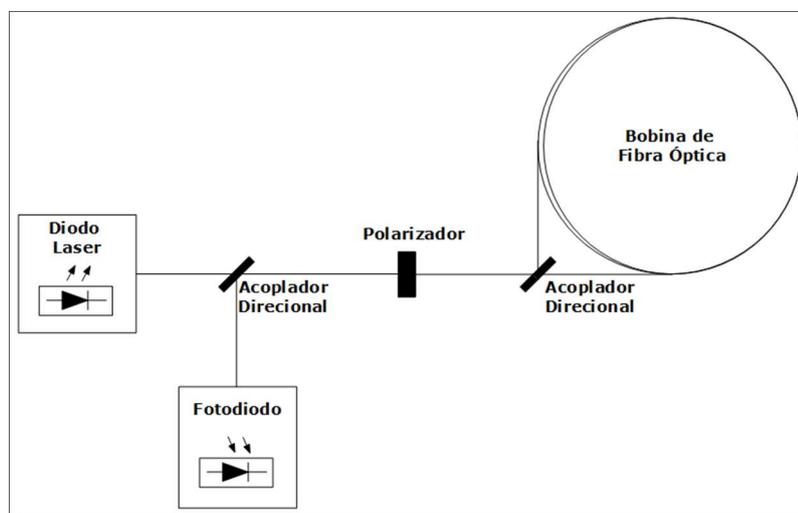


Figura 3 - Configuração simplificada de um IFOG malha aberta.

Nessa configuração, a corrente máxima que chega no fotodetector, ou seja, a corrente quando a rotação é nula, é dada por:

$$I_o = \Re P_o, \quad (2.9)$$

onde, P_o é a potência óptica da fonte luminosa e \Re é a responsividade do fotodetector. Assim, a corrente I_d detectada pelo fotodetector em função da defasagem de Sagnac, ϕ_s , é dada por:

$$I_d = I_o/2 (1 + \cos \phi_s). \quad (2.10)$$

Na Figura 4, é apresentado um gráfico da corrente no fotodetector em função da defasagem de Sagnac. Nota-se que, em torno da rotação zero a sensibilidade é praticamente nula e a linearidade é baixa, características não desejadas para a utilização desse sensor em sistemas de navegação inercial. Além disso, como a função é par, não é possível identificar o sentido de rotação do sensor, e a corrente é sensível às flutuações do laser utilizado, já que I_d é dependente de I_o [10]. Para resolver esses problemas é utilizada uma modulação dinâmica na bobina de fibra óptica.

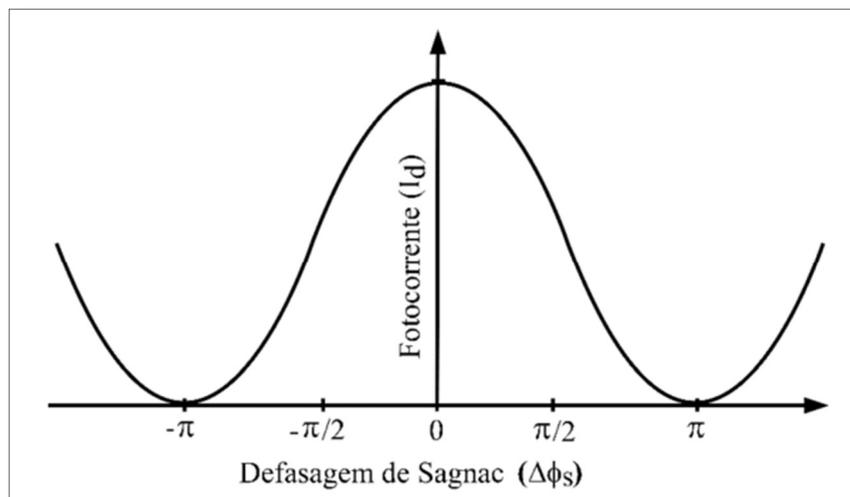


Figura 4 - Corrente detectada no fotodiodo em função da defasagem de Sagnac [6].

2.2.1 - Modulação Dinâmica

Um modulador óptico, na sua forma mais simples, é composto por uma bobina de fibra óptica enrolada em um cilindro de material piezoelétrico. Um sinal de tensão elétrica senoidal é aplicado nos terminais do cilindro piezoelétrico, causando uma modulação dinâmica na dimensão radial do cilindro, induzindo assim uma variação no

caminho óptico a ser percorrido pelos feixes contrapropagantes. Essa variação no caminho óptico gera uma defasagem recíproca sobre os feixes contrapropagantes proporcional à variação radial do cilindro. A configuração do sensor utilizando um modulador óptico é mostrada na Figura 5.

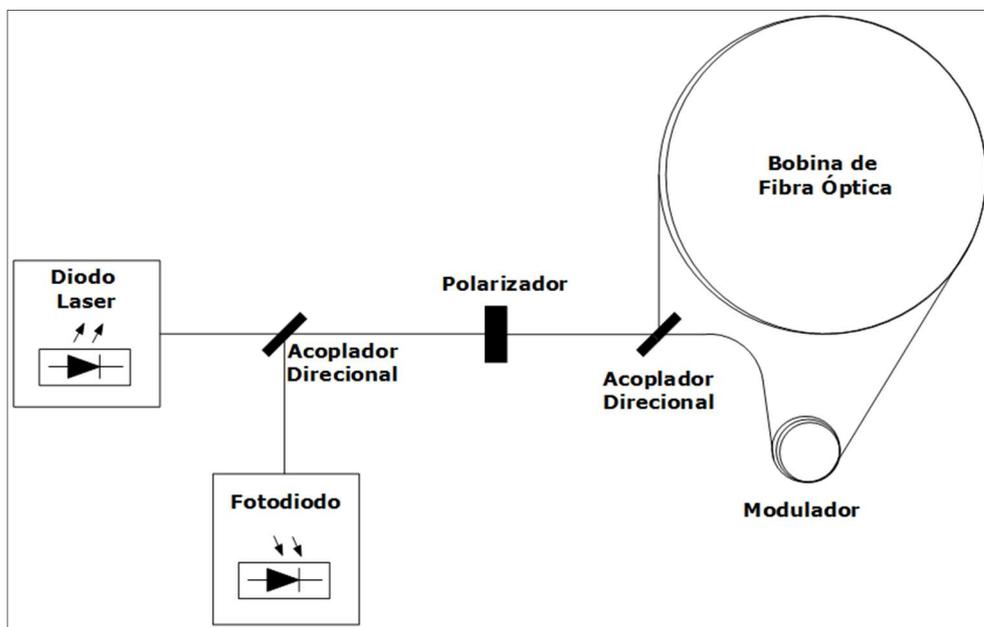


Figura 5 - Configuração do IFOG com modulador óptico.

A corrente induzida no fotodiodo após a inserção do modulador é dada por:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\phi_s + \phi_m \sin(\omega_m t))], \quad (2.11)$$

na qual, ϕ_m é a profundidade de modulação, ou seja, o desvio de fase introduzido entre os feixes contrapropagantes, e ω_m é a frequência do sinal de modulação senoidal. Geralmente, ω_m é configurada com metade da frequência própria do giroscópio (f_m), que depende das características construtivas da bobina de fibra óptica (comprimento da fibra óptica) e do comprimento de onda da fonte de luz.

A Equação 2.11 pode ser expandida, utilizando a transformada de Fourier, resultando em uma função dependente da função de Bessel de primeira espécie e de ordem n . Dessa forma, a corrente pode ser separada em três componentes, sendo uma componente contínua (DC), uma componente composta pelas harmônicas de ordem ímpar, e uma componente composta pelas harmônicas de ordem par, conforme mostrado na Equação 2.12 [6]:

$$\begin{aligned}
I_d(j2\pi f) &= \frac{I_0}{2} [1 + J_0(\phi_m) \cos \phi_s] \delta(f) \\
&+ \frac{I_0}{2} \sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos \phi_s (\delta(f - 2nf_m) + \delta(f + 2nf_m)) \\
&+ j \frac{I_0}{2} \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin \phi_s (\delta(f - (2n-1)f_m) + \delta(f + (2n-1)f_m)), \quad (2.12)
\end{aligned}$$

em que, n é inteiro, $J_n(\phi_m)$ é a função de Bessel de primeiro tipo e de ordem n e $\delta(f)$ é a função delta de Dirac. Observa-se assim, que a informação de rotação proporcional à defasagem entre os feixes, $\Delta\phi_s$, está presente em diversas raias da banda de frequência produzida pela modulação dinâmica. A Figura 6 mostra o funcionamento da modulação óptica, e sua influência nas harmônicas do sinal de saída do sensor. Um estudo mais detalhado sobre a expansão de Bessel da corrente I_d pode ser visto em [6].

A Figura 6 mostra o sinal de corrente no detector tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. A informação de rotação no domínio da frequência do sinal, utilizando modulação óptica, está presente nas harmônicas de ordem ímpar. Técnicas de demodulação que utilizam *Lock-in Amplifier* extraem a informação de rotação da componente fundamental do sinal detectado [13–15]. Outras técnicas de demodulação, como a técnica *Zero-Crossing Demodulation* [16, 17] e a técnica *Mean Value* [18, 19], que será utilizada nesse trabalho, utilizam o domínio do tempo para extrair a informação de rotação a qual o sensor está submetido, conforme será explicado no Capítulo 3.

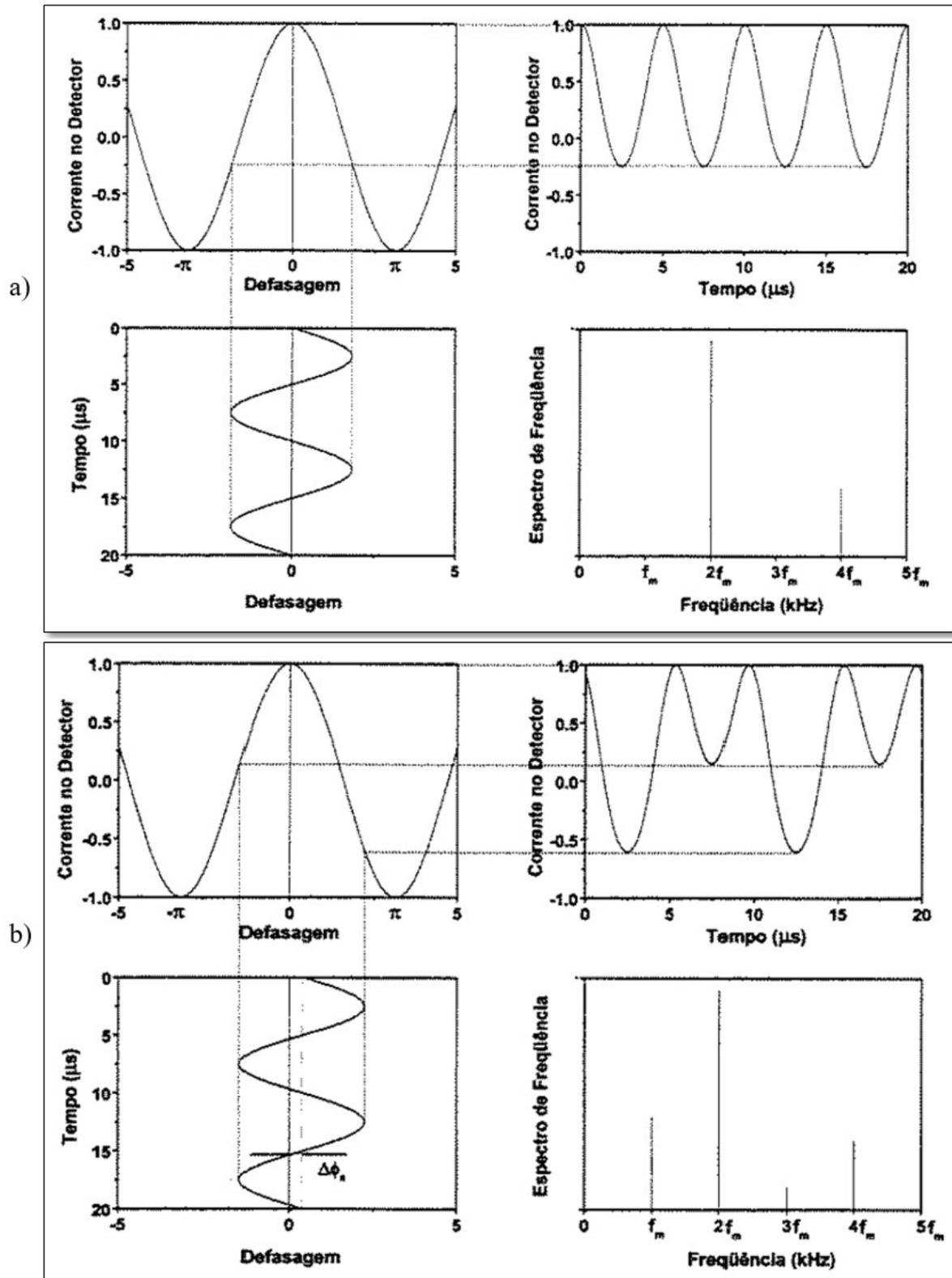


Figura 6 - Funcionamento da modulação dinâmica para: a) rotação nula; e b) rotação diferente de zero.

2.3 - Classificação e parâmetros de desempenho

Os sensores giroscópios podem ser classificados em relação ao princípio de funcionamento que utilizam, a aplicação para o qual são construídos e em relação ao desempenho apresentado. A classificação em relação ao desempenho divide os sensores nas classes *Rate*, Tática e Inercial, em ordem crescente de desempenho, conforme é mostrado na Tabela 1, retirada de um trabalho publicado em 2010 [23].

Tabela 1 - Classificação dos giroscópios em relação ao desempenho.

Classes	<i>Angle Random Walk (ARW)</i>	Deriva (<i>bias drift</i>)	Estabilidade do fator de escala
Inercial	$10^{-4} - 10^{-3} \text{ } ^\circ/\sqrt{h}$	$10^{-4} - 10^{-2} \text{ } ^\circ/h$	1 a 100 ppm
Tática	$10^{-2} - 10^{-1} \text{ } ^\circ/\sqrt{h}$	$10^{-2} - 10 \text{ } ^\circ/h$	100 a 1000 ppm
<i>Rate</i>	$1 - 10 \text{ } ^\circ/\sqrt{h}$	$10 - 10^2 \text{ } ^\circ/h$	0,1% a 1%

Angle Random Walk, ou ARW, é uma especificação de ruído, dada em $^\circ/\sqrt{h}$, que está diretamente ligada ao cálculo do ângulo. O ARW descreve o desvio médio ou erro que afetará o sinal integrado, e aumenta proporcionalmente com o tempo de integração. Esse erro ocorre especificamente devido a ruídos espúrios do sistema, de origem óptica ou eletrônica, independentemente dos outros erros aqui mencionados [24].

A deriva, ou *bias drift*, é a flutuação, com característica de baixa frequência, do sinal de saída do sensor em um estado de repouso ou quando submetido a uma velocidade angular constante. As principais causas dessa fonte de erro são a variação da temperatura, causando variações nas características dos componentes eletrônicos e ópticos, e os efeitos causados pela não-reciprocidade na bobina de fibra óptica. A sensibilidade térmica do circuito eletrônico é causada pela sensibilidade térmica intrínseca do *offset* dos componentes, como Amp-Ops e conversores AD. Já os efeitos não recíprocos na bobina de fibra óptica são causados pelo efeito *shupe*, devido a variações na temperatura, e podem ser minimizados com técnicas de enrolamento da bobina [25].

Já a estabilidade do fator de escala está relacionada aos erros de medição relacionados com a variação do fator de escala do giroscópio, apresentado na Equação 6, que relaciona a defasagem de Sagnac com a velocidade angular e é dependente das características construtivas do giroscópio. Esse erro não é crítico para pequenas rotações, porém em altas rotações pequenas variações no fator de escala podem gerar grandes erros no valor medido.

O cálculo dos valores de ARW e Deriva, segundo a norma IEEE-STD-952-1997 [26], deve ser realizada através da utilização do método da Variância de Allan, desenvolvida em 1960 por David Allan [27].

Outros parâmetros de desempenho também são utilizados para caracterização de giroscópios, como linearidade e fundo de escala. O erro de linearidade de giroscópios é dado em ppm (partes por milhão), relacionando as variáveis de entrada e saída do sensor. Já o fundo de escala do giroscópio corresponde à máxima rotação, em ambos os sentidos, que o sensor é capaz de medir corretamente [28].

3 - Técnica de demodulação *Mean Value*

A técnica de demodulação *Mean Value* foi proposta pelo Dr. Elnatan Chagas Ferreira em sua tese de livre docência em 2001 [6]. Esta técnica é baseada no fato de que a informação de velocidade angular está presente nos semiciclos negativos do sinal AC da resposta do interferômetro.

3.1 – Introdução e Descrição

A técnica de demodulação *Mean Value* consiste na extração da informação de velocidade angular dos semiciclos negativos do sinal de saída do interferômetro. A componente alternada da corrente detectada pelo fotodetector pode ser obtida a partir da equação 2.11, e é expressa pelo somatório das harmônicas pares e ímpares da função, conforme Equação 3.1:

$$I_{ac}(t) = I_o \left\{ \left[\sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_n t) \right] \cos \Delta\phi_s \right\} \\ - I_o \left\{ \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin((2n-1)\omega_n t) \right\} \sin \Delta\phi_s. \quad (3.1)$$

Segundo [6], a diferença entre a área de cada um dos dois semiciclos do sinal I_{ac} é função da rotação a qual o sensor está submetido. A Figura 7 ilustra a componente alternada da corrente gerada pelo fotodiodo, para uma situação de rotação nula. Quando o sensor é submetido a uma velocidade angular, o semiciclo I- diminui, enquanto o semiciclo I+ aumenta. Foi observado então, que a diferença entre a área dos dois semiciclos é proporcional à defasagem de Sagnac, e por consequência, é função da velocidade angular do sensor [29]. O sinal $I_{ac}(t)$ é obtido com a utilização de um capacitor atuando com acoplador AC, impedindo a passagem do nível DC existente no sinal de saída do interferômetro.

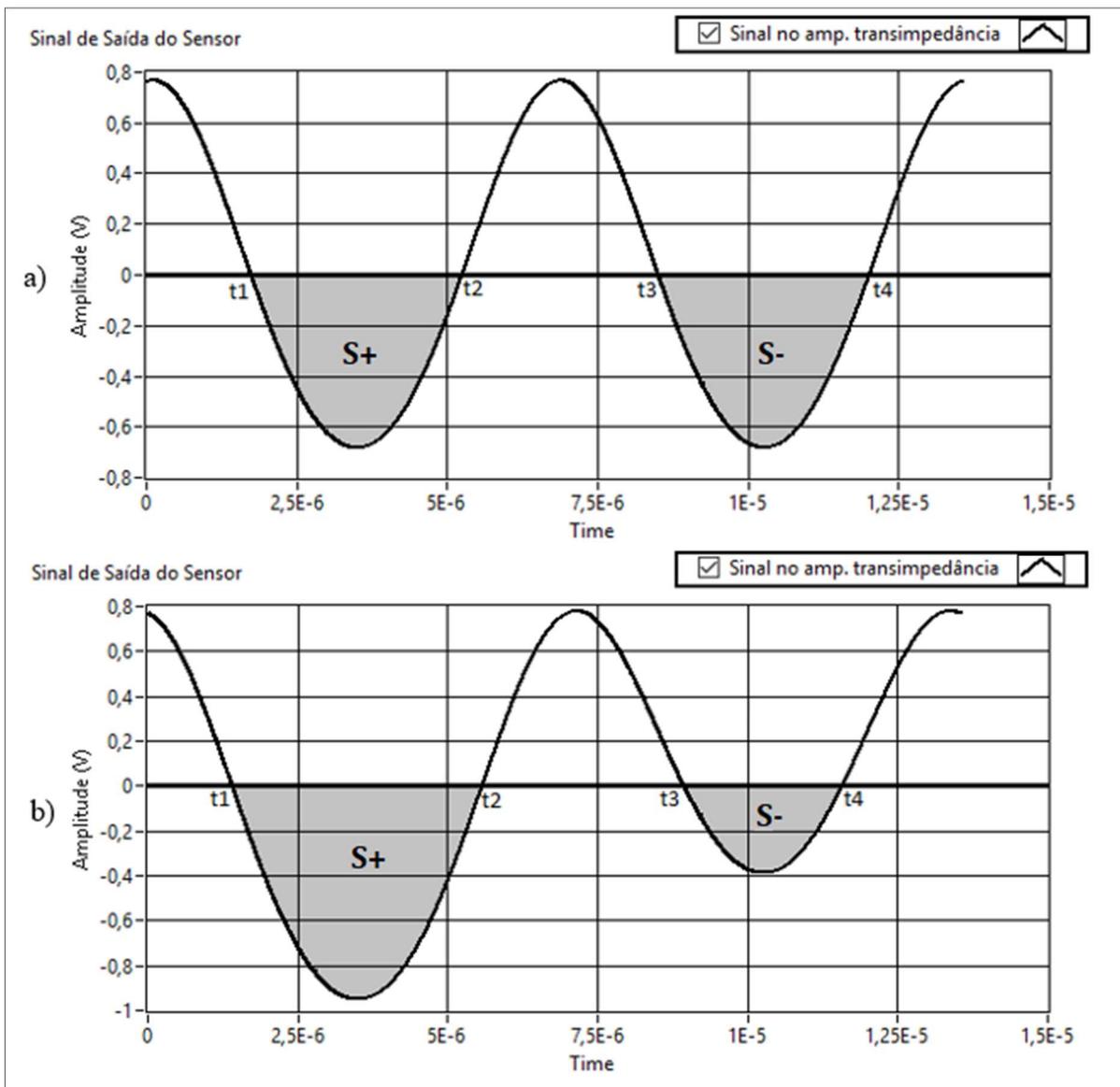


Figura 7 - Corrente gerada pelo fotodiodo para: a) rotação nula; e b) rotação diferente de zero.

Os valores das áreas dos semiciclos, S_+ e S_- são dados por:

$$S_+ = \frac{\int_{t_3}^{t_4} I_{ac}(t)}{t_4 - t_3} \quad (3.2)$$

$$S_- = \frac{\int_{t_1}^{t_2} I_{ac}(t)}{t_2 - t_1} \quad (3.3)$$

Os pontos t_1 , t_2 , t_3 e t_4 , também mostrados na Figura 7 representam os pontos em que o sinal de resposta do sensor cruza o eixo das abcissas e são muito bem conhecidos [20]. A partir das Equações 3.4, 3.5 e 3.6, observa-se que o intervalo de tempo em que o

sinal é negativo é estritamente dependente da defasagem de Sagnac e da frequência de modulação (que é constante):

$$t3 - t2 = t1^+ - t4 = [\cos^{-1}(-A - B) - \cos^{-1}(A - B)] \frac{1}{\omega_m}, \quad (3.4)$$

$$t2 - t1 = [2\pi - 2 \cos^{-1}(-A - B)] \frac{1}{\omega_m}, \quad (3.5)$$

$$t4 - t3 = 2 \cos^{-1}(A - B) \frac{1}{\omega_m}, \quad (3.6)$$

sendo que $t1^+$ é o instante de tempo $t1$ do próximo semiciclo. Os coeficientes A e B dependem da defasagem de Sagnac (ϕ_s) e da profundidade de modulação (ϕ_m), e são dados por:

$$A = \frac{\cos^{-1}[J_0(\phi_m) \cos \phi_s]}{\phi_m},$$

$$B = \frac{\phi_s}{\phi_m}.$$

Utilizando o software LabVIEW, foi realizado o cálculo dos valores médios dos semiciclos negativos, utilizando as equações aqui citadas, para uma variação da defasagem de Sagnac de -0,5 radianos até 0,5 radianos. Os resultados são mostrados nas Figura 8 e Figura 9. Observa-se que a diferença entre os semiciclos negativos do sinal de resposta do sensor é função da defasagem de Sagnac aplicada no sistema. Os valores foram calculados para duas profundidades de modulação óptica, $\pi/2$ e π radianos respectivamente.

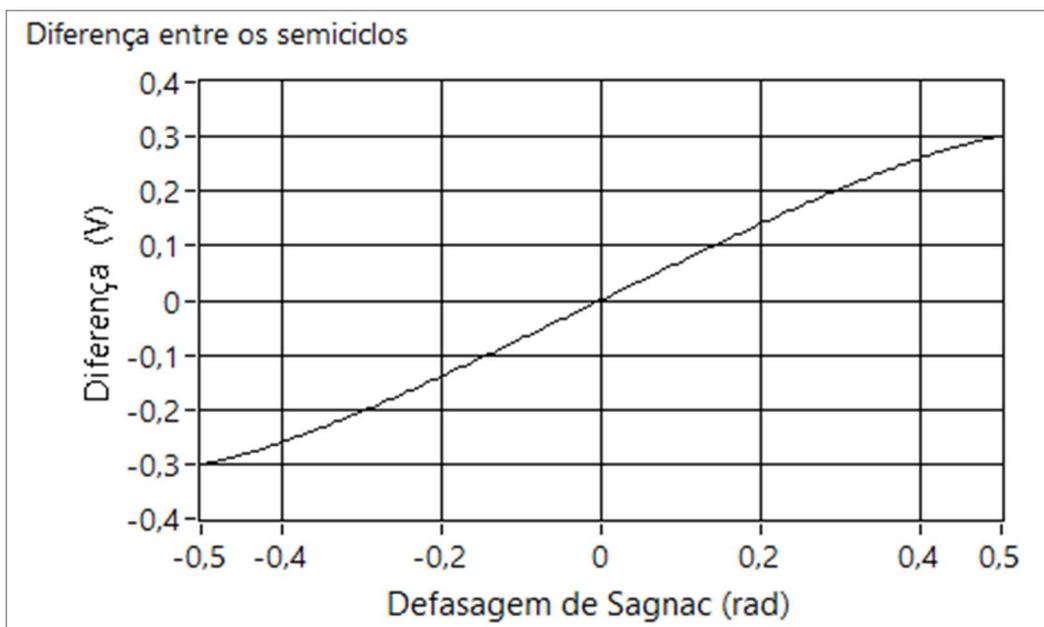


Figura 8 - Diferença entre os semiciclos, com profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.

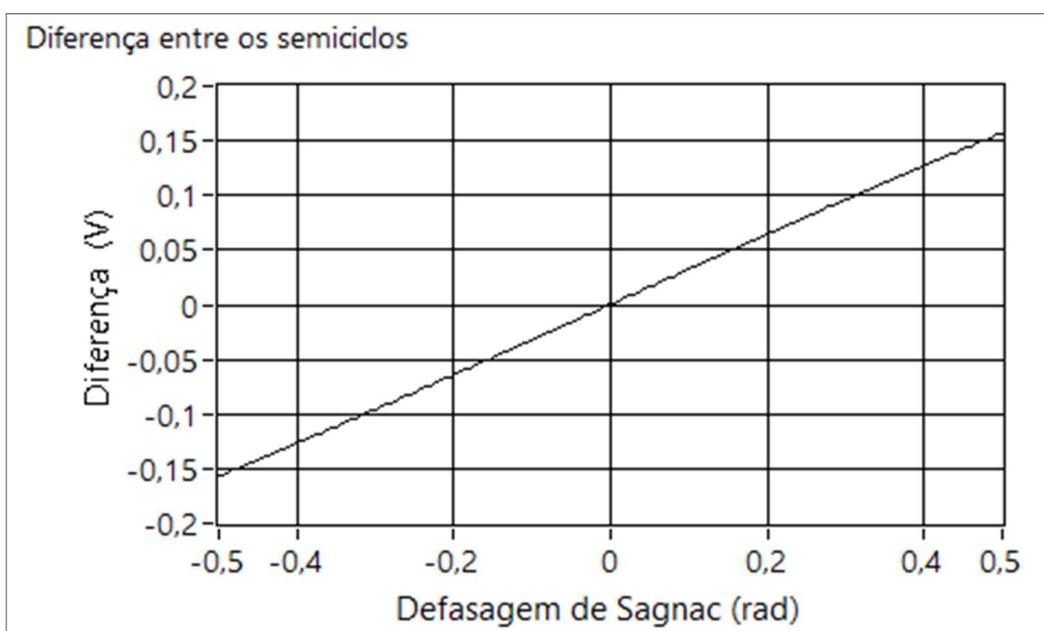


Figura 9 - Diferença entre os semiciclos, com profundidade de modulação de π rad.

3.1.1 - Máxima defasagem de Sagnac

Nota-se nas Figura 8 e Figura 9 que a linearidade da curva de diferença entre os semiciclos é maior para a simulação utilizando uma profundidade de modulação de π rad. Isso acontece, porque a partir de determinada defasagem de Sagnac máxima, passa a existir apenas um dos semiciclos negativos utilizados na demodulação, prejudicando

eficiência da demodulação a partir desse ponto. Segundo [6], esse máximo valor de defasagem de Sagnac, dada pela equação 3.7, é estritamente dependente da profundidade de modulação óptica aplicada na fibra óptica.

$$\varnothing_{s_{m\acute{a}x}} = \arctan\left[\frac{\cos(\varnothing_m) - J_0(\varnothing_m)}{\sin(\varnothing_m)}\right]. \quad (3.7)$$

O gráfico da Figura 10 mostra a máxima defasagem de Sagnac, para profundidades de modulação óptica variando de 0 a 3,14 radianos. Observa-se que quanto maior a profundidade de modulação aplicada, maior é a máxima defasagem de Sagnac que pode ser medida com dois semiciclos negativos, e, conseqüentemente, maior é o fundo de escala possível.

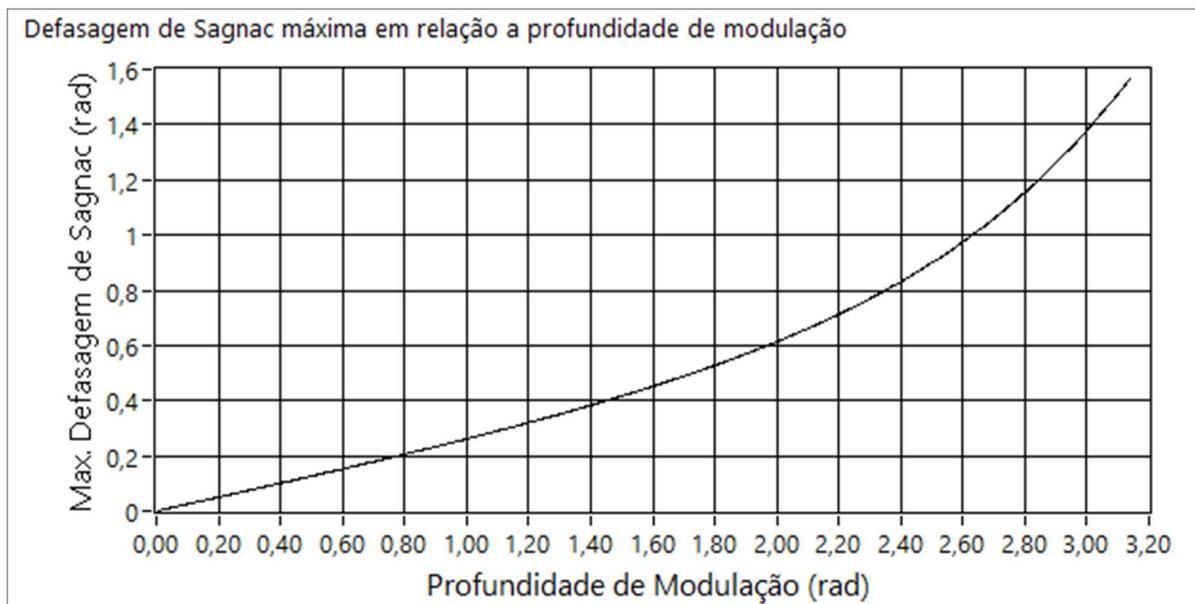


Figura 10 - Máxima defasagem de Sagnac em relação a profundidade de modulação.

A condição de valor máximo de defasagem de Sagnac é mostrado na Figura 11, e consiste no momento em que apenas um dos semiciclos está sendo extraído. A partir desse ponto, ainda é possível detectar a defasagem de Sagnac, porém a não-linearidade do sinal, em relação à rotação aplicada, aumenta exponencialmente. A Figura 12 mostra o sinal de saída do interferômetro para uma variação da defasagem de Sagnac de -0,88 até 0,88 rad, para a profundidade de modulação de $\pi/2$ rad, onde nota-se o aumento da não-linearidade para valores acima de 0,44 rad, marcados pela grade vertical do gráfico.

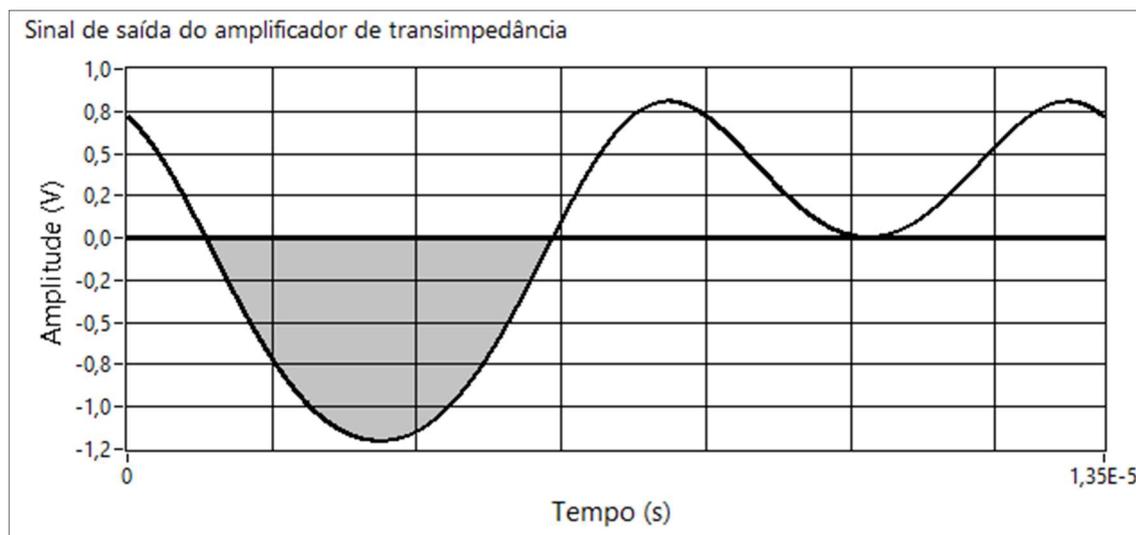


Figura 11 - Defasagem de Sagnac de 0,44 rad para uma profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.

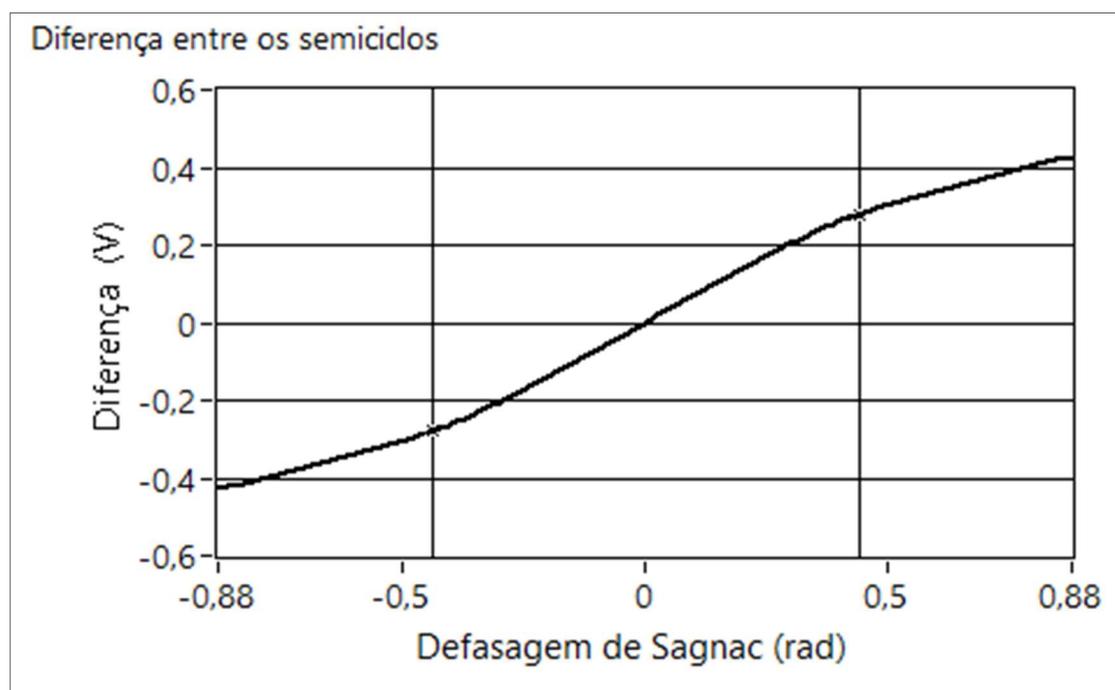


Figura 12 - Diferença entre os semiciclos para uma defasagem de Sagnac de -0,88 a 0,88 rad, com profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.

Dessa maneira, do ponto de vista da linearidade, para trabalhar com um fundo de escala maior, é necessário utilizar valores de profundidade de modulação maiores. No entanto, o uso de grandes profundidades de modulação pode prejudicar a sensibilidade do sensor, como será mostrado no Capítulo 4.

A Figura 13 apresenta um diagrama de funcionamento da técnica de demodulação *Mean Value* proposta pelo Prof. Dr. Elnatan em sua Tese de livre docência [6]. Essa técnica permite, em relação a outras técnicas de demodulação de giroscópios malha aberta, como por exemplo as técnicas *Lock-in Amplifier* [13–15] e *Zero-Crossing* [16, 17], uma fácil implementação prática com a utilização de comparadores e/ou chaves analógicas, dispensando o uso de conversores e multiplicadores de alta velocidade.

A sincronização dos comparadores responsáveis pela separação dos semiciclos é realizada através da geração de um sinal digital com mesma frequência e fase da profundidade de modulação. Esse sinal digital é então utilizado para habilitar e desabilitar os dois comparadores alternadamente. A Figura 14 mostra a profundidade de modulação em relação ao sinal de saída do fotodetector, para uma rotação nula, e também o sinal digital gerado para controle da separação dos semiciclos. A frequência desse sinal é sempre constante desde que a frequência da profundidade de modulação permaneça constante.

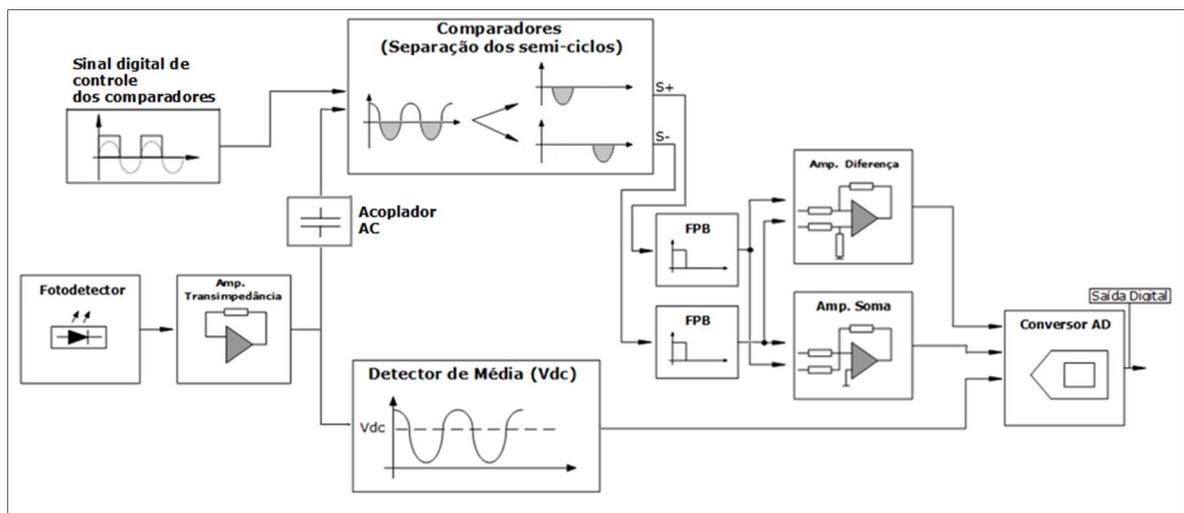


Figura 13 - Diagrama de Funcionamento da técnica de demodulação *Mean Value*.

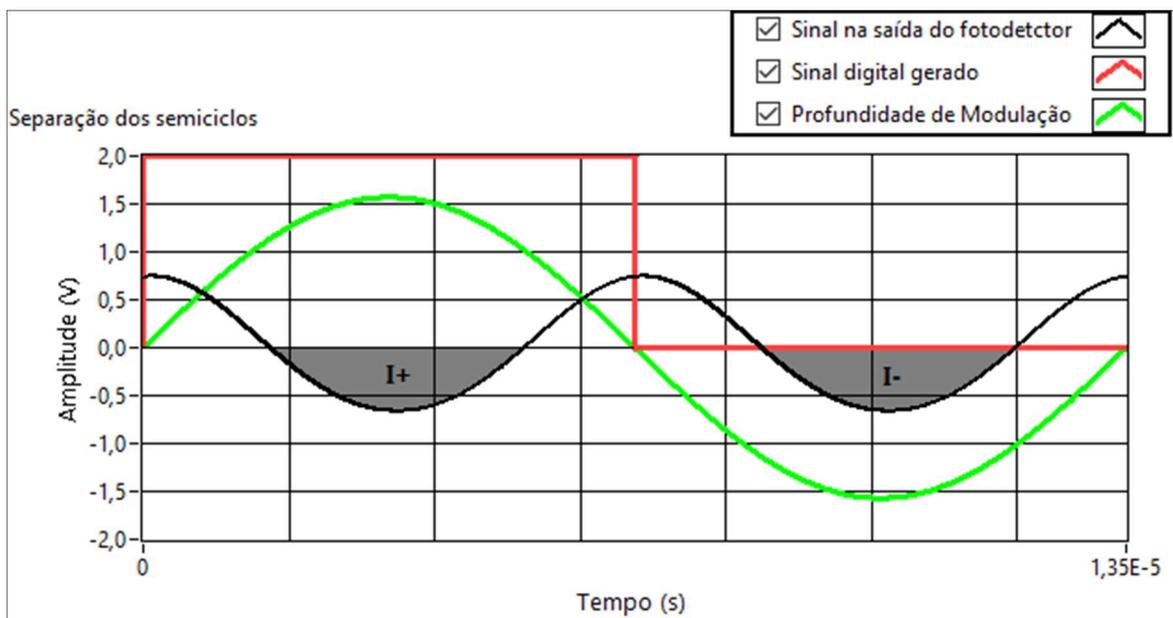


Figura 14 - Sinais envolvidos na separação dos semiciclos negativos do sinal AC de saída do fotodetector.

3.1.2 - Normalização dos sinais de saída

O sinal de V_{dc} , valor médio do sinal na saída do amplificador de transimpedância, é utilizado para normalizar os valores de diferença entre os semiciclos, resultando na saída normalizada S_{ϕ_s} , dada pela Equação 3.8. Isso possibilita que o estudo da técnica de demodulação *Mean Value* seja realizado para qualquer conjunto óptico utilizado.

$$S_{\phi_s} = \frac{(S_+ - S_-) (Volts)}{V_{dc} (Volts)}, \quad (3.8)$$

em que S_+ e S_- representam os valores médios de cada um dos semiciclos do sinal de saída do amplificador de transimpedância. O sinal de saída normalizado, mostrado na Figura 15, é adimensional e proporcional à rotação medida, mantendo as mesmas características independente do conjunto óptico utilizado.

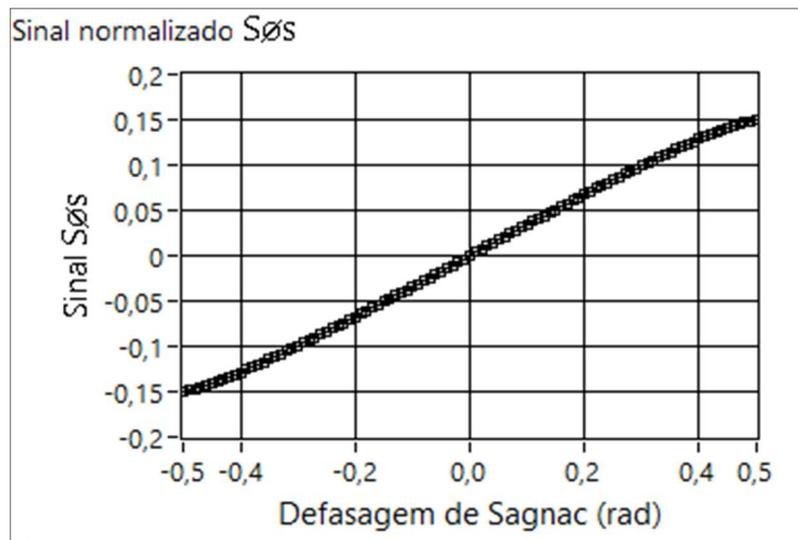


Figura 15 - Sinal S_{ϕ_s} para uma variação da defasagem de Sagnac de $\pm 0,5$ rad e profundidade de modulação de $\pi/2$ rad.

A utilização da soma entre os sinais S_+ e S_- foi proposta, juntamente com a técnica, para o monitoramento e controle da profundidade de modulação, por possuir uma dependência proporcional à profundidade de modulação utilizada. Esse sinal também é normalizado por V_{dc} , resultando no sinal S_{ϕ_m} , adimensional e é função da profundidade de modulação e da defasagem de Sagnac, conforme Equação 3.9.

$$S_{\phi_m} = (S_+ + S_-) (\text{Volts}) / V_{dc} (\text{Volts}), \quad (3.9)$$

3.1.3 - Sensibilidade da técnica *Mean Value*

A sensibilidade representa a relação entre o sinal S_{ϕ_s} e a rotação a qual o sensor está submetido. A sensibilidade da técnica, G , é dada em radianos e é obtida conforme Equação 3.10.

$$\phi_s (\text{rad}) = G (\text{rad}) * S_{\phi_s}. \quad (3.10)$$

Ao observar a curva da diferença dos semiciclos em relação à defasagem de Sagnac aplicada, a sensibilidade é dada pela inclinação da reta. Como a curva de resposta da técnica *Mean Value* não é linear, a sensibilidade é dada pelo coeficiente de primeira ordem do polinômio que melhor represente essa curva.

3.2 – Técnica implementada

Essa seção apresenta a técnica *Mean Value* implementada, em trabalhos anteriores, no sistema eletrônico de um giroscópio malha aberta desenvolvido durante o projeto SIA. O sistema eletrônico do giroscópio foi desenvolvido no LIS, Laboratório de Instrumentação e Sensores, na UNICAMP, e foi utilizado na publicação de dois artigos do nosso grupo de pesquisa [18, 19].

Durante o desenvolvimento do sistema eletrônico aqui descrito, foi observado que é possível utilizar o sinal completo da corrente de saída do fotodiodo, ao invés do sinal alternado. Dessa forma, o valor médio, V_{dc} , do sinal de saída do interferômetro, dado pela Equação 3.10, é utilizado como valor de comparação para a separação dos semiciclos negativos, não sendo mais necessária a utilização de um acoplador AC.

A diferença dos valores médios dos dois semiciclos abaixo do nível de comparação também pode ser utilizada para obtenção da defasagem de Sagnac, com a vantagem de permitir a implementação de IFOGs de malha aberta com sinais de saída mais lineares, conforme será mostrado em um estudo mais aprofundado no Capítulo 4. A Figura 16 mostra o sinal na saída do amplificador de transimpedância em relação a seu componente DC, para rotação nula e não-nula.

$$I_{dc} = \frac{I_0}{2} [1 + J_0(\Phi_m) \cos \Phi_s]. \quad (3.10)$$

Esse giroscópio foi utilizado para implementação das técnicas propostas neste trabalho, e é aqui descrito antes das devidas alterações explicadas no Capítulo 4.

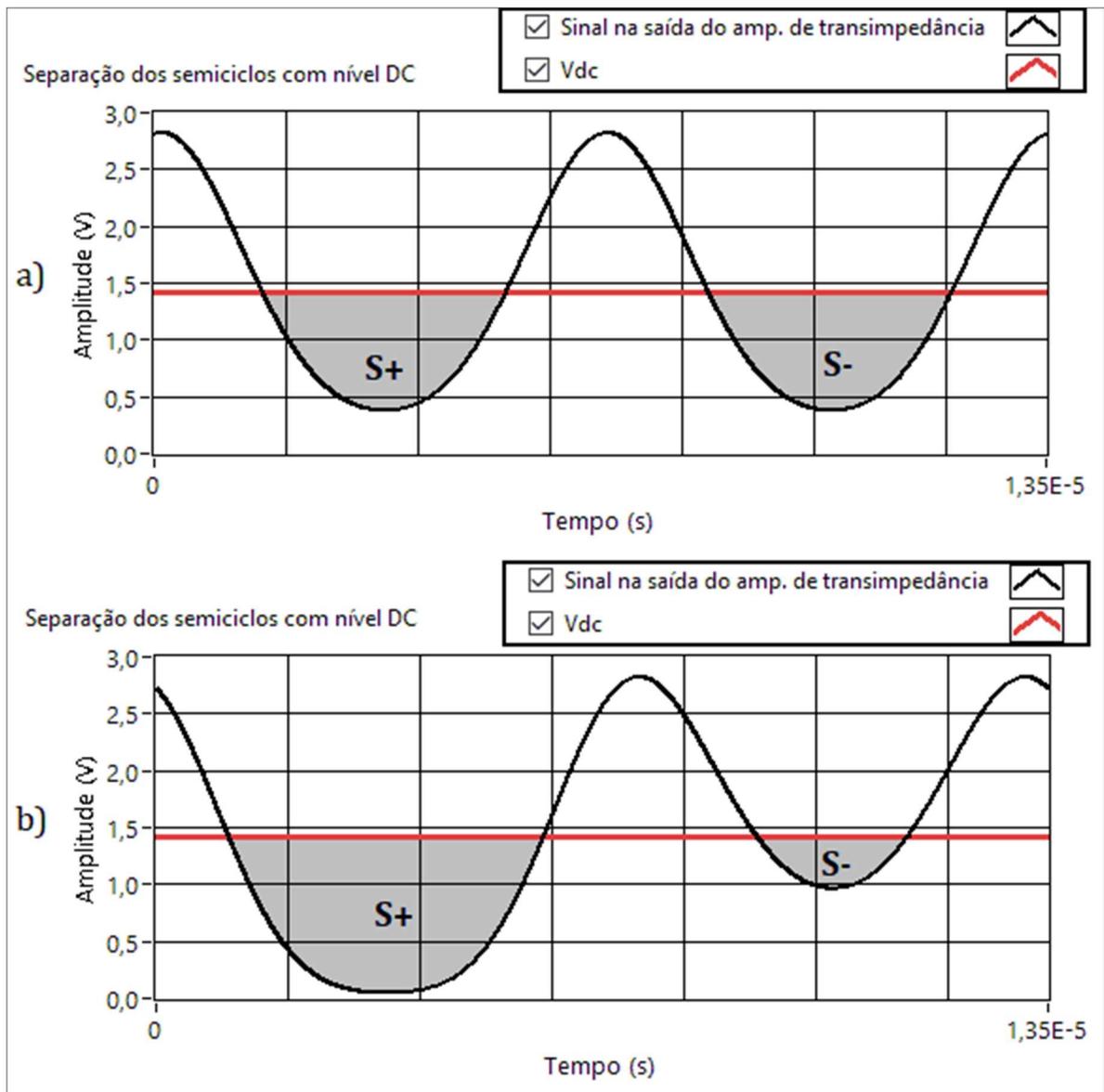


Figura 16 – Sinal de saída do sensor na saída do amplificador de transimpedância, para: a) rotação nula (acima); e b) rotação diferente de zero (abaixo).

3.2.1 - Estrutura do Sistema eletrônico

O sistema eletrônico do sensor foi desenvolvido em PCB, com quatro camadas e layout otimizado para manter a integridade dos sinais envolvidos. O *layout* do projeto foi desenvolvido através do *software Altium Designer 3*. O esquemático do circuito eletrônico do giroscópio malha aberta é mostrado no Anexo A. O funcionamento do sistema eletrônico pode ser dividido em 5 partes, sendo elas: Transdução Optoeletrônica, Demodulação e Aquisição, Processamento de Dados, Modulação Dinâmica, e Controle do SLED (*superluminescent diode*).

1. Transdução Optoeletrônica

Na Figura 17 é apresentado o circuito de transdução optoeletrônica do sensor. O feixe de luz emergente do interferômetro de Sagnac é enviado a um fotodiodo, com responsividade de 1 A/W, conectado no modo fotovoltaico. Esse fotodiodo gera uma corrente proporcional à potência do feixe de luz incidente. O sinal de corrente gerado pelo fotodiodo é convertido em um sinal de tensão através da utilização de um amplificador de transimpedância, constituído de um circuito composto por um amp-op (amplificador operacional) LTC6244HV [30]. O segundo amp-op do componente utilizado é utilizado como um buffer do sinal.

Os capacitores utilizados no circuito de transimpedância, C22 e C23, são utilizados para definir a banda passante do amplificador, dada pela Equação 3.11, e manter a estabilidade do sistema. A resistência de transimpedância, R2, define a sensibilidade do amplificador de transimpedância em 150000 V/A.

$$f_b = \frac{1}{[2\pi R_2(C_{eq.})]} = 1,414 \text{ MHz}, \quad (3.11)$$

em que $C_{eq.}$ É igual a associação e série dos capacitores C22 e C23. A partir do sinal de saída do amplificador de transimpedância é obtido seu valor médio, o sinal Vdc, com a utilização de um amplificador operacional, OP2177 [31], operando como um filtro passa baixas de primeira ordem, com frequência de corte de 160 Hz, dada pela relação entre a resistência R15 e o capacitor C50. A relação entre as resistências R57 e R53 representa o ganho que pode dado ao valor de Vdc. Durante a implementação do circuito, foi observado que a saída normalizada da técnica de demodulação apresenta melhor linearidade conforme o nível de comparação para a separação dos semiciclos aumenta, porém, nenhum estudo foi realizado sobre esta melhoria. Neste trabalho este estudo foi realizado e é apresentado no Capítulo 4.

Os dois sinais obtidos, Entrada (sinal de saída do transimpedância) e Vdc, são então enviados aos comparadores que realizarão a separação dos semiciclos, durante o processo demodulação.

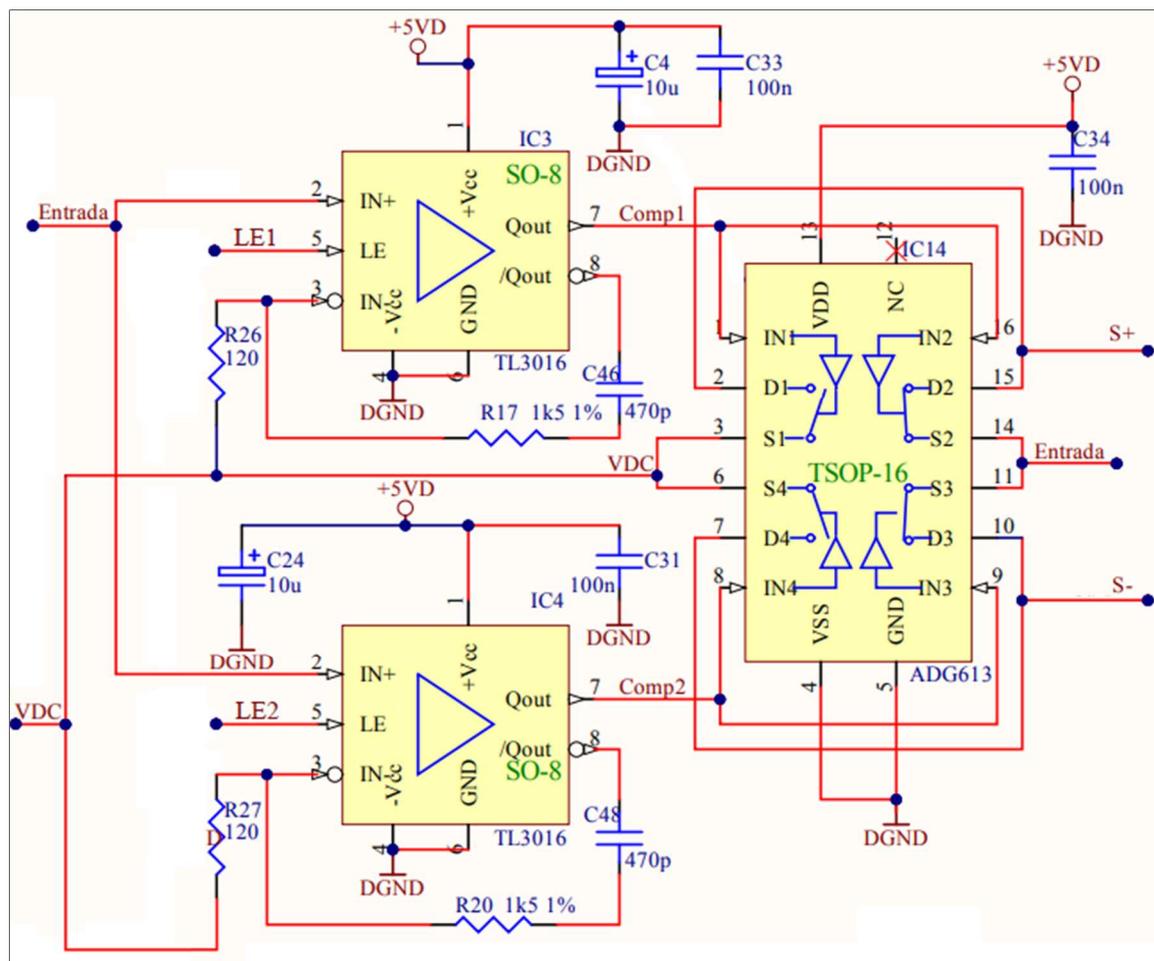


Figura 18 - Circuito de separação dos semiciclos.

O controle de sincronismo dos comparadores, LE1 e LE2, é realizado através de dois sinais digitais quadrados, com mesma frequência e fase do sinal de modulação óptica, invertidos um em relação ao outro. Dessa forma, enquanto um dos comparadores ativa a seleção de um dos semiciclos negativos pela chave analógica, o outro permanece inativo, e vice-versa, controlando-se assim a separação. A geração desses sinais será explicada juntamente com a modulação dinâmica, no item 4.

Cada um dos sinais S_+ e S_- , contendo um dos semiciclos negativos, passa por um filtro passa baixa com frequência de corte de 1 kHz, resultando no valor médio de cada semiciclo negativo, subtraído do valor de V_{dc} . A diferença e a média entre os dois sinais, assim como o sinal V_{dc} , são digitalizados pelos dois conversores analógico-digitais AD1255 [34], IC9 e IC10, conforme ilustrado na Figura 19. Os conversores analógico-digitais empregados são do tipo sigma-delta, com 24 bits de resolução, baixo ruído, que operam à taxa de 1 kSPS.

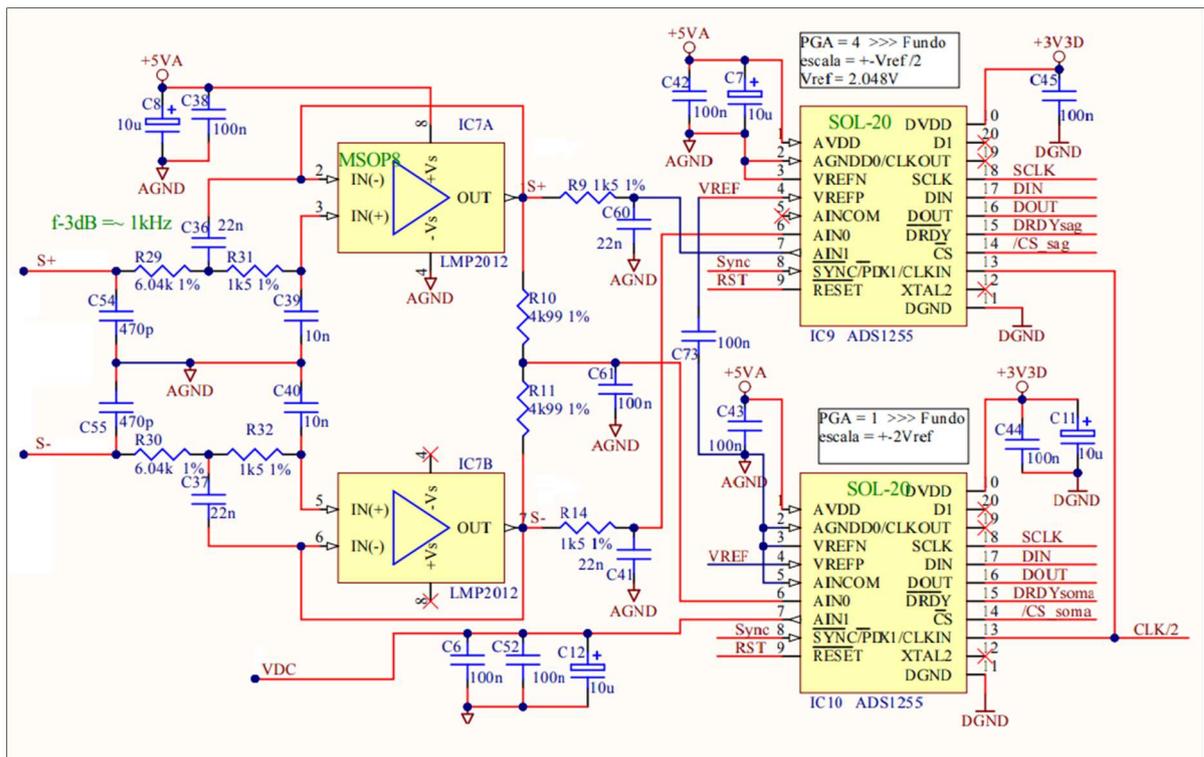


Figura 19 - Circuito de Aquisição.

3. Sistema de Processamento

O processamento dos sinais no sensor giroscópio implementado é realizado por um microcontrolador LPC2133 [35], da NXP, e por uma CPLD XC2C128-7VQ100V [36], da Xilinx, ambos operando com um *clock* de 15,36 MHz. O microcontrolador é responsável pela normalização (dividir por V_{dc}) dos sinais amostrados, resultando nos sinais S_{θ_s} e S_{θ_m} , linearização da resposta do sensor e comunicação com o usuário. O fluxograma do firmware utilizado no microcontrolador encontra-se no anexo B.

A CPLD é utilizada no processamento em tempo real necessário para a correta sincronização dos sinais envolvidos na demodulação. Nela são gerados os sinais de controle dos comparadores utilizados na separação dos semiciclos, LE1 e LE2, o sinal de sincronismo dos conversores AD, Sync, e o sinal de inversão utilizado na técnica de eliminação do offset eletrônico, explicada na Subseção 3.2.3. No anexo C apresenta-se o diagrama de blocos VHDL da CPLD.

4. Modulação Dinâmica

O sinal senoidal de modulação óptica é gerado por um DDS (*direct digital synthesis*) AD9834 [37], em conjunto com um potenciômetro digital AD8402 [38],

conforme Figura 20. O potenciômetro digital é utilizado para controlar a profundidade de modulação através do controle da resistência conectada ao pino *FSAdjust* do DDS, utilizado como referência para a amplitude do sinal senoidal gerado. A frequência do sinal senoidal gerado pelo DDS é definida digitalmente pelo microcontrolador em um registrador do mesmo, via comunicação SPI. O sinal senoidal diferencial em corrente resultante do DDS é convertido em sinal de tensão e amplificado com a utilização de um amplificador operacional diferencial, sendo então aplicado ao modulador do sistema óptico utilizado.

Um dos sinais diferenciais utilizados no modulador óptico, MOD+, é utilizado como referência de frequência da CPLD durante a geração dos sinais de controle (LE1 e LE2) dos comparadores utilizados no circuito de demodulação. Conforme Figura 20, esse sinal passa por um filtro passa-baixas de 1ª ordem, com frequência de corte de 200kHz, é somado a um *offset* de 2,5 V e por fim enviado ao comparador TL3016, onde é comparado com um nível DC de 2,5 V. O sinal então resultante é um sinal digital quadrado de mesma frequência da profundidade de modulação gerada no circuito de modulação dinâmica. Os sinais envolvidos no processo descrito são mostrados na Figura 21.

Porém, esse sinal digital gerado possui uma diferença de fase em relação à profundidade de modulação aplicada no modulador óptico, devido ao filtro presente no circuito, prejudicando o sincronismo dos comparadores durante a separação dos semiciclos. A CPLD é responsável por corrigir esse atraso e gerar dois sinais de controle para os pinos *latch enable* de cada um dos comparadores, sendo um sinal o inverso do outro, que são então enviados aos comparadores do circuito de Demodulação.

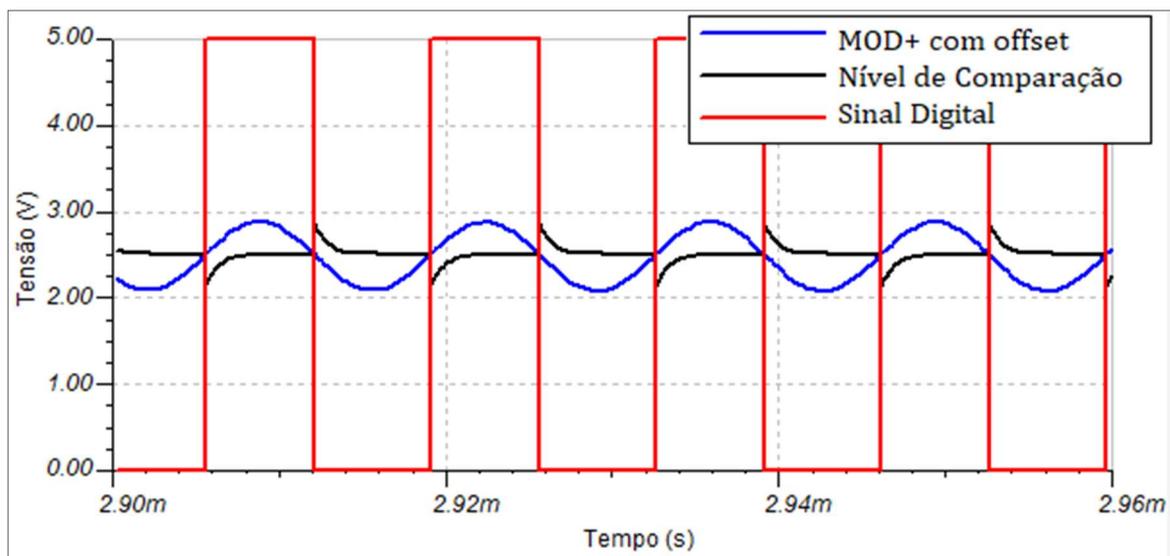


Figura 21 – Sinais envolvidos no processo de geração do sinal digital utilizado na geração dos sinais de controle dos comparadores.

5. Controle do SLED

O sistema eletrônico foi implementado para realizar o monitoramento e controle do SLED utilizado no conjunto óptico do giroscópio malha aberta desenvolvido. Esse controle consiste no monitoramento da temperatura da placa eletrônica, com o sensor LM9507 [39], na alimentação do SLED com o *driver* FL500 [40], e no controle da temperatura do SLED através do WHY [41], conforme Figura 22.

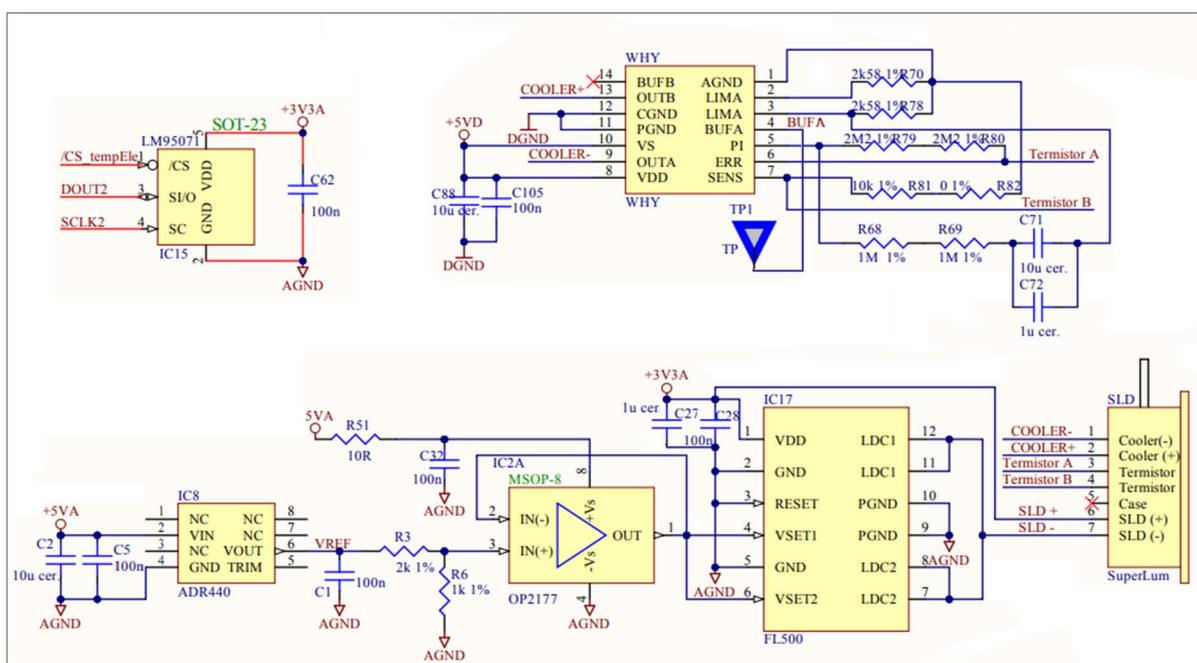


Figura 22 - Circuito de Controle do SLED.

Neste trabalho, não será utilizado o controle do SLED, visto que o conjunto óptico utilizado já possui esse controle implementado internamente. Dessa maneira os circuitos envolvendo os *drivers* FL500 e WHY não serão utilizados. O sensor de temperatura da placa eletrônica ainda será utilizado para monitoramento de temperatura durante os ensaios térmicos realizados neste trabalho.

3.2.2 - Módulo Óptico

O módulo óptico utilizado nesse trabalho foi construído pela empresa Optsensys para o projeto SIA e foi utilizado em todos os giroscópios desenvolvidos na UNICAMP. O módulo é composto por 1,4 km de fibra óptica enrolada com simetria quadrupolar, resultando em uma bobina com 13,5 cm de diâmetro. A fonte luminosa é composta por um SLED, com comprimento de onda centrado em 1310 nm. De acordo com a Equação 2.7, apresentada no Capítulo 2, o fator de escala do conjunto ótico é de 3,0474 s. Uma foto do módulo óptico utilizado é apresentada na Figura 23.

O módulo óptico é composto também por um MIOC (*Multi-functional Integrated Optical Chip*) de LiNbO₃ (*Lithium niobate*), componente utilizado para inserção da modulação dinâmica na bobina de fibra óptica do sistema. Esses dispositivos podem operar em frequências maiores do que os módulos compostos por cilindro piezoelétrico e fibra óptica, mas apresentam alto custo e são de difícil aquisição devido a embargos internacionais [42].



Figura 23 - Módulo óptico, fornecido pela empresa Optsensys, utilizado neste trabalho.

3.2.3 – Eliminação do offset eletrônico

Foi proposto em [22] uma técnica simples e eficaz para eliminação do *offset* gerado pelos componentes eletrônicos de giroscópios malha aberta implementado com a demodulação *Mean Value*. Essa proposta apresenta uma redução no *offset* e na deriva da técnica, e está implementada no sistema eletrônico do giroscópio existente.

O *offset* gerado pelos componentes eletrônicos e as não-reciprocidades presentes na bobina de fibra óptica são os principais responsáveis pela deriva em IFOGs. Essa última, causada principalmente pelo efeito Shupe, induz uma não-reciprocidade na fibra óptica devido a gradientes de temperatura. Esse efeito pode ser minimizado implementando padrões simétricos de enrolamento da fibra óptica, como os padrões quadrupolar e octopolar [25].

Já a variação de *offset* eletrônico é causada pela variação intrínseca do *offset* dos componentes eletrônicos, como amplificadores operacionais e conversores analógico-digitais. A deriva devido a esse efeito pode ser reduzida utilizando-se componentes com baixa variação de *offset*, mas não pode ser eliminada completamente desta forma.

A técnica de eliminação do *offset* eletrônico consiste em inverter periodicamente o sinal de controle *latch enable* dos comparadores do circuito demodulador, causando a inversão dos sinais de entrada do conversor AD utilizado na leitura do sinal de Sagnac. O valor da diferença entre os semiciclos é então obtido a partir da subtração das duas medições obtidas, resultando na informação da velocidade angular a qual o sensor está submetido com o *offset* eletrônico cancelado, conforme Equações 3.12 e 3.13.

$$S^1 = S_+ - S_- + V_{offset} , \quad (3.12)$$

$$S^2 = S_- - S_+ + V_{offset} , \quad (3.13)$$

nas quais, S^1 e S^2 são os valores de defasagem de Sagnac obtidos com os sinais de controle dos comparadores invertidos, S_+ e S_- são os valores médios de cada um dos dois semiciclos negativos do sinal de saída na entrada do demodulador; e V_{offset} é a tensão de offset total proveniente dos componentes eletrônicos. A defasagem de Sagnac sem o efeito do offset eletrônico é obtido a partir da subtração de S^1 e S^2 , conforme mostrado na Equação 3.14.

$$2S = 2 * (S^+ - S^-) = S^1 - S^2. \quad (3.14)$$

Essa técnica foi implementada no giroscópio desenvolvido através da modificação do código do microcontrolador e do CPLD, que possui como uma de suas funções a geração dos sinais de *latch enable* dos comparadores utilizados na separação dos semiciclos. Após a implementação da técnica, o *offset* presente no sinal de saída do demodulador foi reduzido em 300 vezes, de 189 uV para 0,6 uV, a variação do *offset* eletrônico reduziu de 4,4 uV/°C para 14 nV/°C, e deriva do sistema reduziu de 0,0162°/h para 0,0071 °/h [22].

4 – Técnicas propostas e implementadas

Neste Capítulo são apresentados os aprimoramentos propostos e implementados no sistema eletrônico do giroscópio de malha aberta proposto anteriormente por pesquisadores da UNICAMP, descrito no Capítulo 3. As modificações propostas foram implementadas inicialmente no simulador desenvolvido neste trabalho, possibilitando o desenvolvimento das técnicas aqui propostas sem a utilização do sensor.

Três técnicas são propostas e implementadas neste trabalho visando o aprimoramento da linearidade, a extensão da região não ambígua do sinal de saída do sensor, e o controle da profundidade de modulação de giroscópios de malha aberta baseados na técnica de demodulação *Mean Value*. Inicialmente, é apresentada a técnica para controle dinâmico dos comparadores utilizados na separação dos semiciclos negativos do sinal de saída do interferômetro. Essa técnica estendeu o fundo de escala do sensor e expandiu a região não ambígua da resposta do sensor. Também é apresentada uma técnica de linearização do sinal de saída baseada na simulação computacional do IFOG utilizado, que otimiza a calibração do sensor. Por fim é apresentada uma técnica de controle da profundidade de modulação, baseada no monitoramento da soma dos semiciclos negativos do sinal de saída do sensor.

4.1 – Simulação computacional do IFOG de malha aberta com a técnica *Mean Value*

O aprimoramento de giroscópios interferométricos à fibra óptica requer várias análises experimentais e ensaios, que tornam o processo trabalhoso e lento. Além disso, muitas vezes é necessário a verificação de sinais internos ao sistema de aquisição, exigindo, muitas vezes, modificações no sistema e/ou equipamentos específicos para aquisição dos sinais. Dessa forma, para o desenvolvimento das técnicas propostas nesse trabalho, foi construído um simulador computacional do giroscópio malha aberta baseado na técnica de demodulação *Mean Value*. Esse simulador é capaz de reproduzir o funcionamento das partes óptica e eletrônica do sensor, permitindo a simulação do sinal de saída do interferômetro para quaisquer velocidades angulares. Assim, foi possível prever a resposta do sensor para rotações específicas, e realizar os testes necessários para

o desenvolvimento das propostas previstas neste trabalho. O simulador desenvolvido foi validado através da comparação dos dados obtidos pelo simulador e os dados medidos pelo giroscópio físico desenvolvido em projetos anteriores na UNICAMP.

O simulador foi construído em LabVIEW com base na formulação matemática do IFOG de malha aberta com demodulação *Mean Value* apresentada no Capítulo 2. O simulador é composto basicamente por três VI's (*Virtual Instruments*) LabVIEW, sendo uma responsável pela geração do sinal óptico, outra responsável pela demodulação *Mean Value* e a última responsável pelo tratamento dos sinais de entrada e saída da simulação.

Geração do sinal óptico

Esta VI é responsável pela geração da corrente produzida pelo fotodetector, para determinada defasagem de Sagnac, profundidade de modulação e especificação do módulo óptico simulado (potência óptica, responsividade do fotodetector e a banda de frequência do amplificador de transimpedância). As saídas dessa VI correspondem ao sinal na saída do amplificador de transimpedância e ao sinal Vdc (valor médio do sinal de saída do amplificador de transimpedância).

A corrente detectada no fotodetector é gerada a partir da Equação 4.1. Durante o cálculo dos componentes pares e ímpares da parte AC do sinal de resposta do sensor, é aplicada também a defasagem e o ganho do amplificador de transimpedância, conforme implementado no sistema eletrônico do giroscópio existente.

$$\begin{aligned}
 I_{total}(t) = & \frac{I_0}{2} [1 + J_0(\phi_m) \cos \Delta\phi_s] \\
 & + I_o \left\{ \left[\sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_n t) \right] \cos \Delta\phi_s \right\} \\
 & - I_o \left\{ \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin((2n-1)\omega_n t) \right\} \sin \Delta\phi_s. \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

Demodulação Mean Value

Essa VI é responsável por simular a técnica de demodulação *Mean Value*. Inicialmente, são extraídos os semiciclos negativos do sinal de saída do interferômetro, de maneira análoga ao circuito eletrônico do giroscópio malha aberta existente, utilizando o valor de Vdc como nível de comparação. Por fim, é calculado o valor médio de cada um dos semiciclos negativos.

Tratamento dos sinais

Essa é a VI principal do programa, responsável pela geração dos sinais de entrada do simulador e de controle do sistema, bem como pelo processamento dos dados de saída da VI de demodulação, simulando o funcionamento do microcontrolador do giroscópio malha aberta existente. Essa VI permite a variação e o armazenamento de informações de interesse, tais como defasagem de Sagnac medida e aplicada, profundidade de modulação, Vdc, $S\theta_s$ e $S\theta_m$, para posterior análise.

Na Figura 24, é apresentada a interface de controle do simulador, onde são inseridos todos os parâmetros do sistema físico simulado, como potência óptica, profundidade de modulação e defasagem de Sagnac. Nessa interface também são exibidos por meio de gráficos alguns sinais que auxiliam a compreensão do funcionamento do sensor, tais como, o sinal na saída do amplificador de transimpedância, os sinais de soma e diferença dos semiciclos negativos, e os semiciclos obtidos no processo de demodulação.

As VI's construídas neste trabalho encontram-se no anexo C.

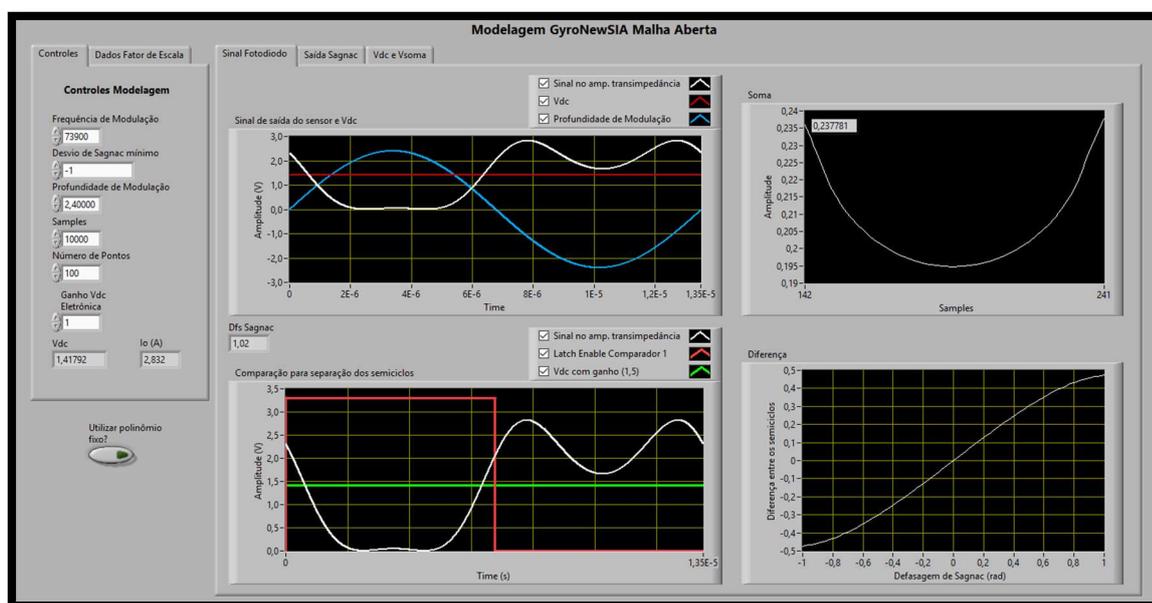


Figura 24 - Interface de controle do simulador.

4.2 – Expansão da região não ambígua do sinal de saída

Uma das características limitantes do giroscópio malha aberta é o baixo fundo de escala, causado pela periodicidade da função senoidal de resposta do sensor que

apresenta medições dúbias para defasagem de Sagnac superiores a $\pm\pi/2$ [43]. A técnica aqui proposta visa a expansão da região não ambígua da curva de resposta do sensor.

Foi observado, que utilizando o sinal V_{dc} como o nível de comparação, conforme a técnica *Mean Value* foi implementada no giroscópio existente, é possível elevar esse valor, através de um ganho na geração de V_{dc} . A elevação do nível de comparação permite separar dois semiciclos negativos para valores de defasagem de Sagnac maiores do valor máximo determinado pela profundidade de modulação, conforme explicado na Seção 3.1. Isso melhora a eficiência da técnica e a linearidade da curva do sinal S_{ϕ_s} . A Figura 25 mostra as curvas do sinal S_{ϕ_s} , para valores de V_{dc} com ganhos de 1, 1,3, 1,5 e 1,7 vezes. A profundidade de modulação utilizada foi de 2,4 rad.

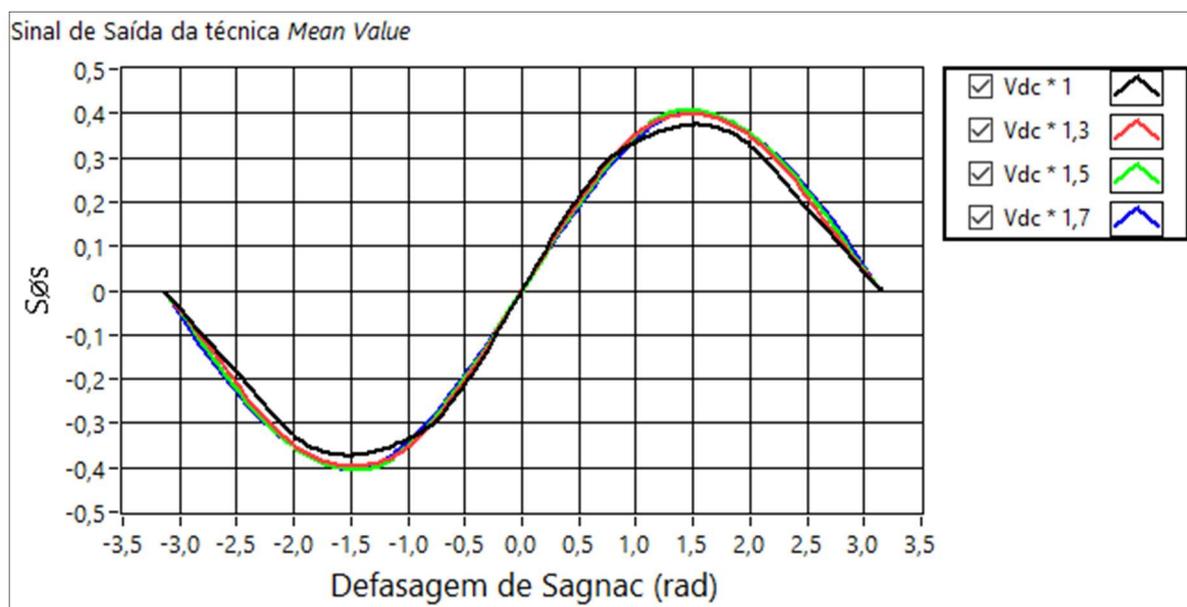


Figura 25 - Sinal S_{ϕ_s} para diferentes valores de ganho em V_{dc} , durante uma variação da defasagem de Sagnac de ± 3 rad.

Nota-se que ao aplicar um ganho no sinal de V_{dc} melhora a linearidade do sinal e eleva o fundo de escala com o qual o sensor pode trabalhar corretamente, ou seja, separa corretamente cada um dos semiciclos negativos até rotações maiores. Porém, independente do ganho aplicado ao sinal V_{dc} , o sinal S_{ϕ_s} mantém seu comportamento senoidal e apresenta valores ambíguos a partir da defasagem de Sagnac de 1,5 rad.

Com a utilização do software desenvolvido em LabVIEW, foi realizado um estudo da separação dos semiciclos em valores de Sagnac maiores que o fundo de escala. Nesse estudo foi observado que os sinais *latch enable* de sincronização dos comparadores da

demodulação, por serem estáticos, prejudicam a correta separação dos semiciclos. Na Figura 26 é possível observar essa limitação. Como a sincronização dos comparadores é estática e gerada a partir da profundidade de modulação, o incremento do nível de comparação não é suficiente para a separação correta dos semiciclos a partir do ponto em que os semiciclos se tornam maiores do que o período de funcionamento de cada comparador. Assim, uma parte do primeiro semiciclo acaba entrando na região em que o segundo comparador opera, como mostrado em cinza na figura.

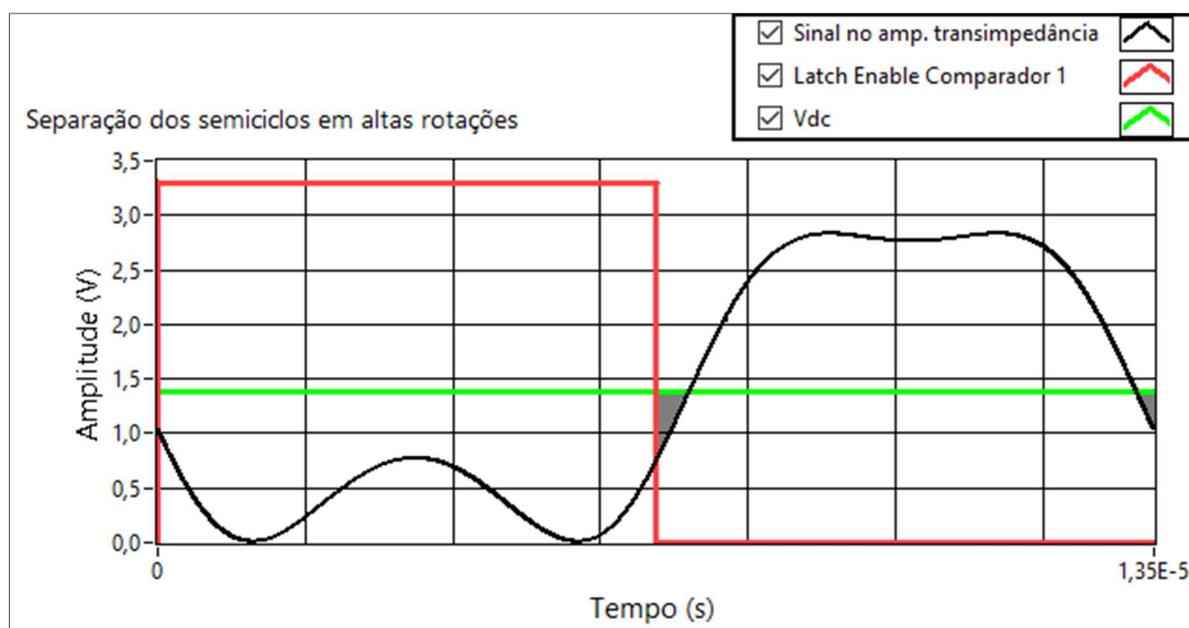


Figura 26 - Simulação da separação do primeiro semiciclo com Vdc como nível de comparação, utilizando controle estático dos comparadores, para defasagem de Sagnac de 2 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.

Neste trabalho é proposto um controle dinâmico dos comparadores envolvidos na demodulação, em função da diferença entre os valores médios de cada semiciclo obtido no ciclo anterior. Dessa forma o sinal de sincronização dos comparadores consegue acompanhar o crescimento ou redução do seu respectivo semiciclo, sendo possível realizar a separação do semiciclo completo abaixo do nível de comparação. A implementação deste controle, juntamente com a elevação do nível de comparação, permite a leitura correta dos semiciclos contendo a informação de Sagnac, para grandes rotações. A Figura 27 ilustra o sinal de controle dos comparadores proposto para as mesmas configurações da Figura 26. Note que dessa maneira todo o primeiro semiciclo está presente na região em que o primeiro comparador opera.

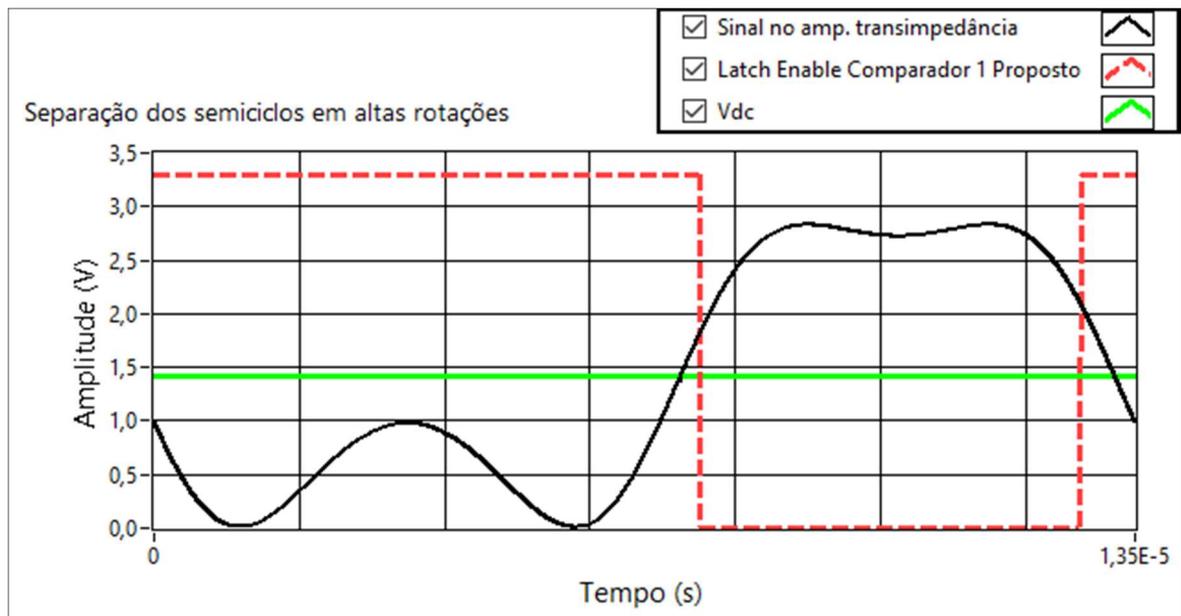


Figura 27 - Simulação da separação do primeiro semiciclo com Vdc como nível de comparação, utilizando controle dinâmico proposto dos comparadores, para defasagem de Sagnac de 2 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.

Como explicado na Seção 3.2.1, os sinais de controle dos comparadores são gerados na CPLD a partir do sinal digital de mesma frequência que o sinal de modulação, obtido no circuito de Modulação. A técnica de controle dinâmico dos comparadores é realizada através da modificação do circuito responsável por gerar o sinal digital que é enviado a CPLD. A modificação é realizada no *offset* somado ao sinal MOD+, proveniente da saída para o modulador óptico.

Primeiramente, um sinal PWM (*pulse width modulation*), de 10 kHz, é gerado no microcontrolador de maneira que seu *duty-cycle* é proporcional ao valor de S_{ϕ_s} , ou seja, proporcional à diferença entre as médias dos semiciclos normalizada. A relação entre o valor de S_{ϕ_s} e o *duty-cycle* do PWM foi obtida empiricamente e é dada pela Equação 4.2.

$$duty\ cycle\ (\%) = (0,5 + S_{\phi_s} * 0,578) * 100. \quad (4.2)$$

O sinal possui um *duty-cycle* de 50% em situação de rotação nula, sendo que para valores rotação negativos, o PWM diminui o *duty-cycle*, e para valores de rotação positivos o *duty-cycle* aumenta. Esse sinal PWM é filtrado por um filtro passa-baixas e somado ao sinal MOD+, de maneira que quando o PWM possuir 50% de *duty-cycle* o *offset* somado ao sinal MOD+ será de 2,5 V. Como o nível de comparação para geração do sinal digital, utilizado nesta técnica, é o mesmo utilizado anteriormente, de 2,5 V, o

funcionamento em rotação nula é idêntico ao funcionamento com controle estático. Assim, o *offset* somado ao sinal MOD+ varia proporcionalmente com a rotação medida pelo sensor. A variação desse *offset* representa, na saída do comparador, a variação do *duty-cycle* do sinal de controle dos comparadores. A Figura 28 mostra a geração desse sinal digital para uma rotação positiva.

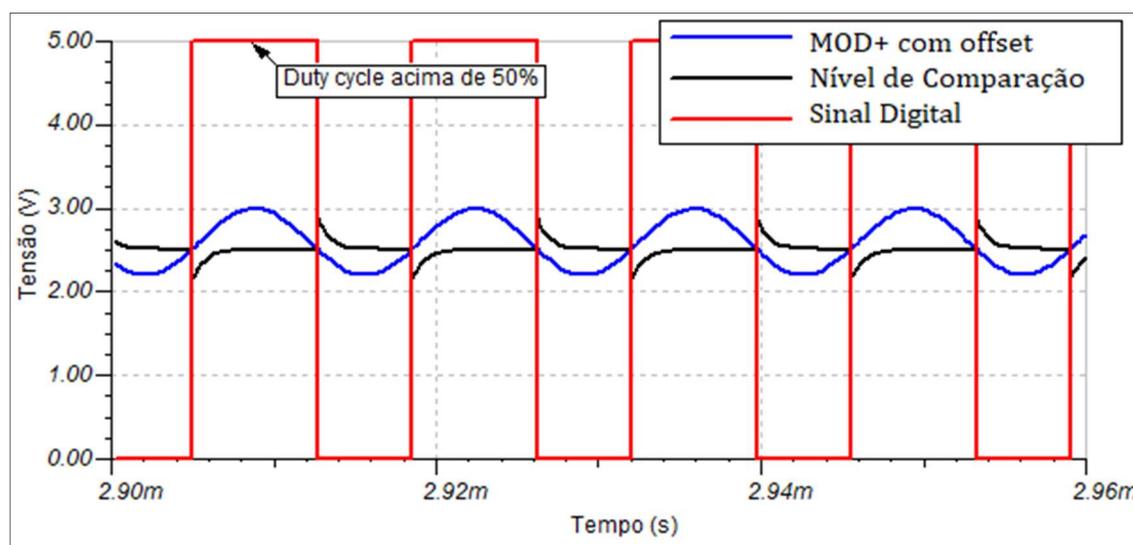


Figura 28 - Sinais envolvidos no processo de geração do sinal digital utilizado na geração dos sinais de controle dos comparadores, utilizando a técnica de controle dinâmico, para rotações positivas.

Assim, para uma rotação positiva, o *offset* do sinal MOD+ fica acima de 2,5 V e o nível de comparação está mais próximo do pico inferior do sinal de modulação, aumentando o *duty-cycle* do sinal digital de sincronização enviado para a CPLD. O comparador responsável pelo primeiro semiciclo é então habilitado durante um período maior que o segundo comparador, separando assim o primeiro semiciclo completo, não ocorrendo perda de informação em altas rotações. O sinal *latch enable* do primeiro comparador, durante a separação dos semiciclos, para uma rotação positiva é mostrado na Figura 29.

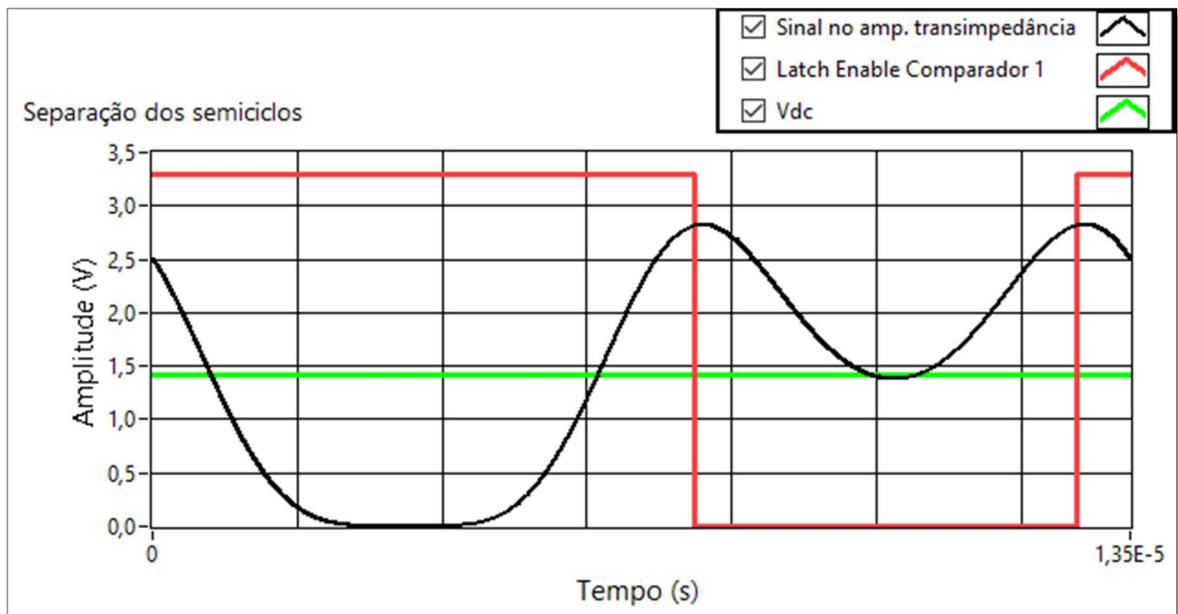


Figura 29 - Simulação da separação do primeiro semiciclo, utilizando controle dinâmico dos comparadores, para defasagem de Sagnac de 0,8 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.

De maneira análoga, o segundo comparador, cujo sinal *latch enable* é o inverso do *latch enable* do primeiro comparador, é habilitado por tempo suficiente para extrair todo o segundo semiciclo completo. Para rotações no sentido oposto, o funcionamento é análogo, o *offset* do sinal de modulação é agora reduzido e o nível de comparação está mais próximo do pico superior do sinal MOD+, reduzindo o *duty-cycle* do sinal de sincronização, conforme Figura 30.

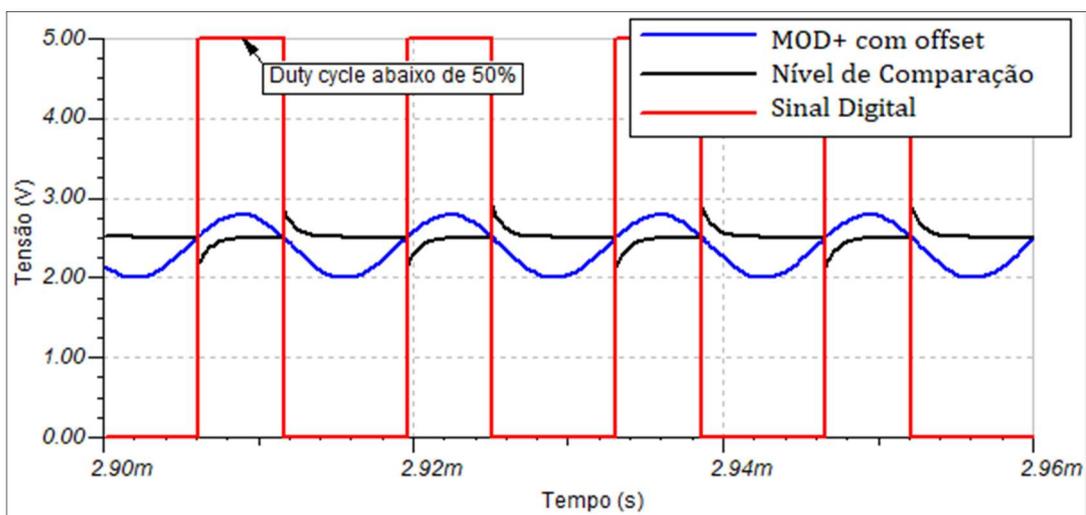


Figura 30 - Sinais envolvidos no processo de geração do sinal digital utilizado na geração dos sinais de controle dos comparadores, utilizando a técnica de controle dinâmico, para rotações negativas.

Nas Figura 31 é mostrado o sinal *latch enable* do primeiro comparador, durante a separação dos semiciclos, para uma rotação negativa.

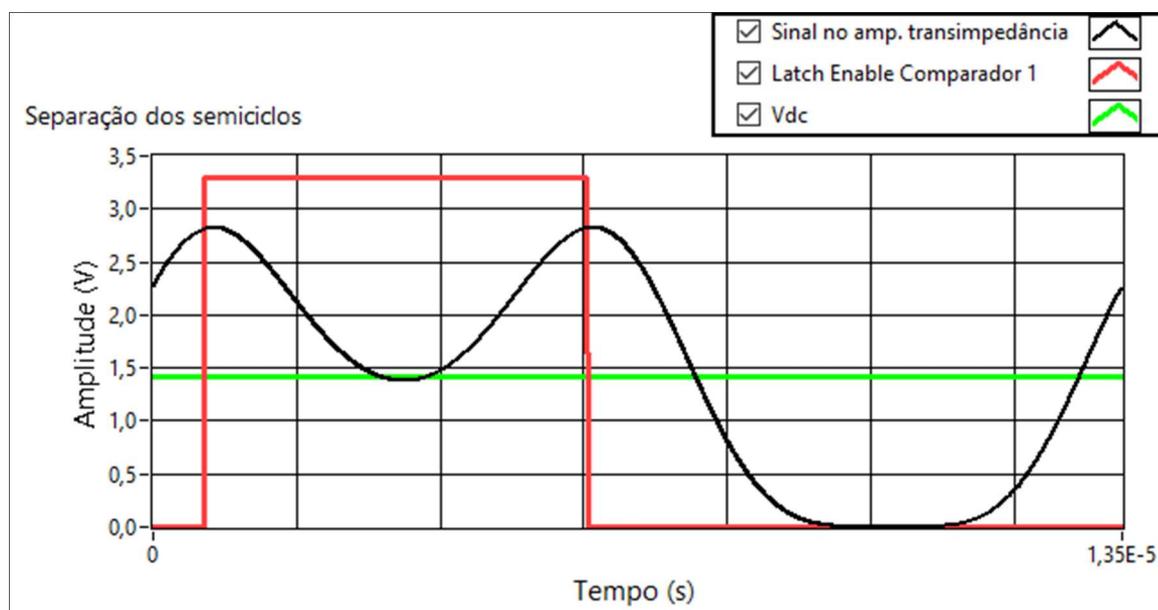


Figura 31 - Simulação da separação do primeiro semiciclo, utilizando controle dinâmico dos comparadores, para defasagem de Sagnac de $-0,8$ rad e profundidade de modulação de $2,4$ rad.

O controle dos comparadores proposto neste trabalho foi testado utilizando a simulação computacional do giroscópio interferométrico de malha aberta desenvolvida neste trabalho. Com o controle dinâmico dos comparadores foi possível estender a região não ambígua do sinal de S_{θ_s} . A Figura 32 mostra o sinal S_{θ_s} implementado com a técnica de demodulação *Mean Value* utilizando o controle dinâmico dos comparadores, proposto neste trabalho, para valores diferentes de ganho em Vdc e uma variação da defasagem de Sagnac de ± 3 rad.

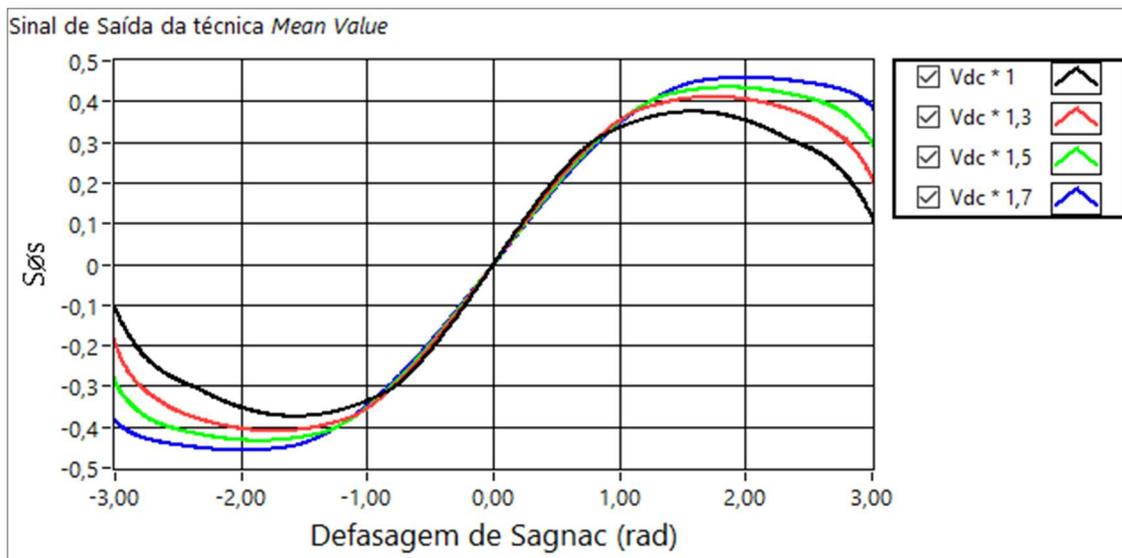


Figura 32 - Sinal S_{θ_s} , com técnica de controle dinâmico dos comparadores, para diferentes valores de ganho em V_{dc} , durante uma variação da defasagem de Sagnac de ± 3 rad.

Observou-se então que a elevação do nível de comparação, juntamente com técnica de controle dinâmico dos comparadores, expande a região não ambígua do sinal S_{θ_s} . Ao aplicar um ganho acima de 1,5 vezes no sinal de V_{dc} é possível garantir que o valor de S_{θ_s} se manterá acima de 0,3 para rotações de até ± 3 rad. Como o fundo de escala utilizado neste trabalho, de $\pm 0,8$ rad, representa uma variação do sinal S_{θ_s} de $\pm 0,3$, é possível garantir que a região não ambígua se estenderá até 3,75 vezes o fundo de escala. A Figura 33 mostra o sinal S_{θ_s} com os valores referentes às rotações acima do fundo de escala saturados em 0,3.

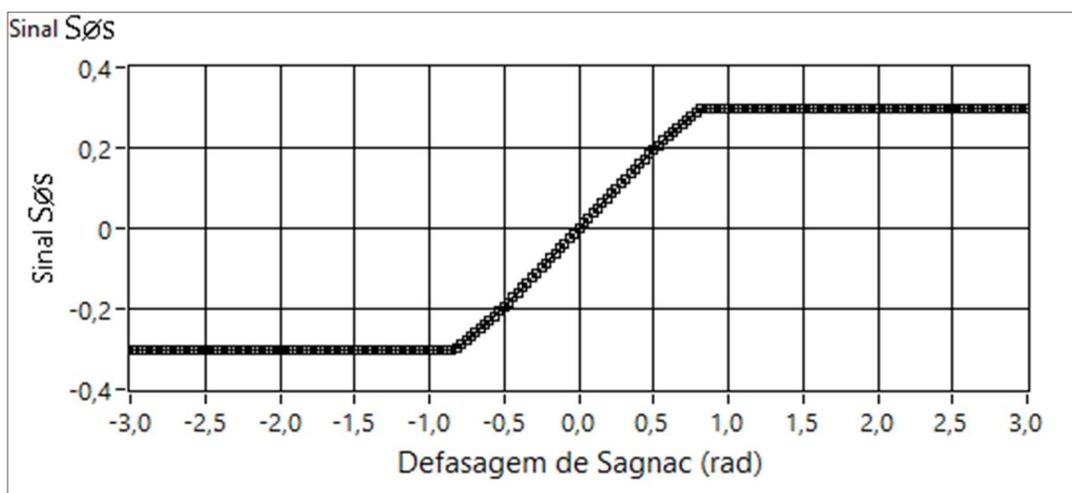


Figura 33 - Sinal S_{θ_s} com saturação fixa em 0,3 para valores de defasagem de Sagnac com até 3,75 vezes o fundo de escala de 0,8 rad.

A extensão da região não ambígua acrescenta uma nova característica à técnica de demodulação *Mean Value*, visto que impossibilita leituras ambíguas da defasagem de Sagnac, evitando erros no cálculo da velocidade angular e da posição do corpo medido.

4.2.1 – Hardware desenvolvido

A nova técnica de controle dos comparadores foi implementada através de uma modificação do circuito de geração de modulação dinâmica do giroscópio existente. A modificação foi realizada pela inserção do circuito apresentado na Figura 34. A simulação computacional utilizada para desenvolver esse circuito foi realizada com o software de simulação de circuitos Tina-Ti, da *Texas Instruments* [44], devido à possibilidade de simular o comparador TL3016, também da *Texas Instruments*.

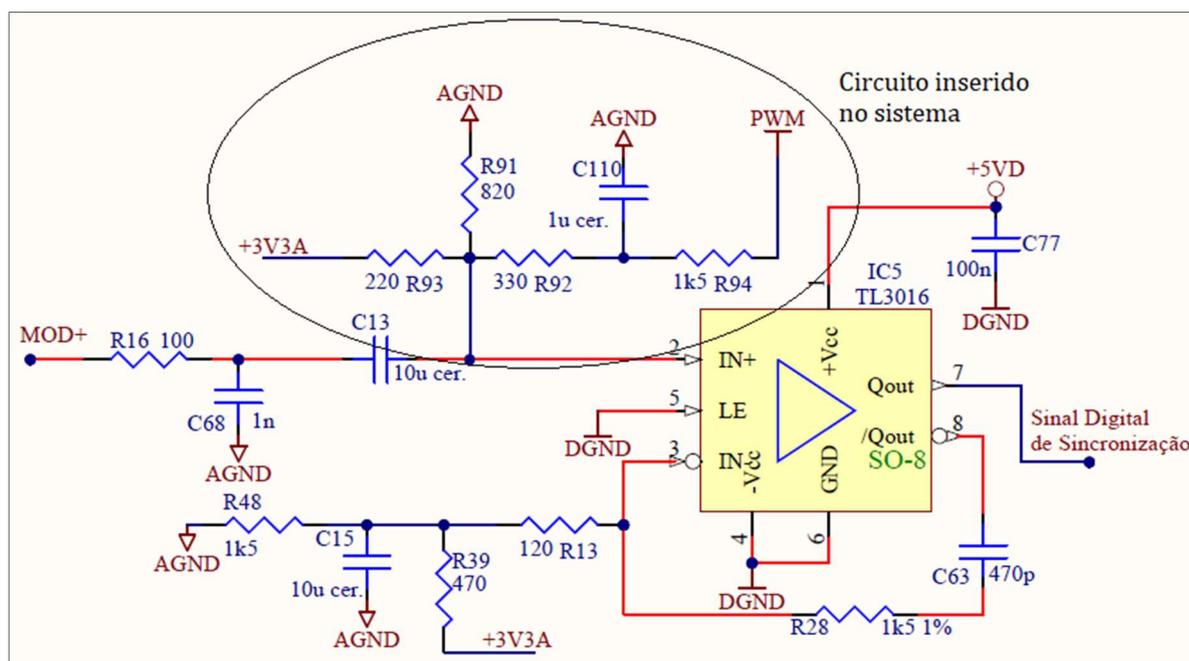


Figura 34 – Circuito de geração do sinal digital de Sincronização com controle dinâmico através do PWM proporcional à diferença entre os semiciclos.

4.3 – Linearização

Outra limitação dos IFOG malha aberta é seu comportamento não-linear. A principal causa dessa não-linearidade é a dependência senoidal entre a variação do valor de rotação e o sinal de saída do interferômetro de Sagnac. Apesar da não-linearidade ser pequena em baixas velocidades angulares, conforme o sensor é submetido à velocidades angulares maiores, o sinal de saída passa a apresentar uma não-linearidade considerável.

Essa forte não-linearidade é facilmente observada no sinal de saída da técnica de demodulação *Mean Value*, conforme mostrado na Figura 35.

O erro de linearidade realizado é feito através de um *fitting* linear realizado no simulador desenvolvido. A partir do *fitting* linear é gerada a melhor reta que representa o sinal, e é então obtido o erro de linearidade através da subtração entre o sinal original e a melhor reta encontrada, normalizando pelo fundo de escala. Para o sinal S_{θ_s} mostrado na Figura 35 o erro de linearidade atinge valores de aproximadamente 40.000 ppm no fundo de escala, para uma profundidade de modulação de 2,4 rad, valor utilizado no giroscópio eletrônico existente.

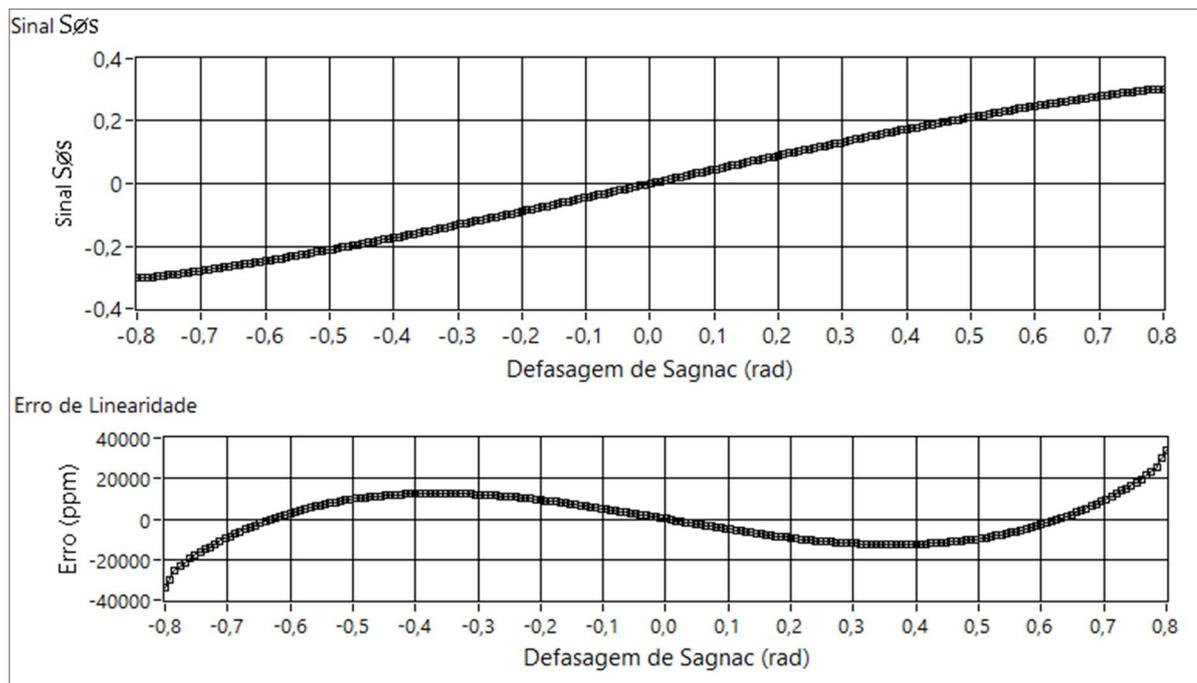


Figura 35 – Sinal de saída da técnica *Mean Value* e erro de linearidade do sinal, para um fundo de escala de -0,8 a 0,8 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad.

Outras técnicas de linearização do sinal de saída de IFOGs malha aberta foram propostas por diversos autores. Alguns esquemas de demodulação utilizam informações presentes nas harmônicas de ordem elevada do sinal de resposta do interferômetro de maneira a minimizar a não-linearidade [19]. Técnicas que utilizam “tabelas de memória” também são utilizadas, buscando em uma memória os valores de velocidade angular relacionados com os valores de saída do sensor [43]. E, Por fim, são utilizadas também técnicas que se baseiam no pós-processamento do sinal de saída do sensor de maneira a eliminar a dependência senoidal [45]. Estes dois últimos são possíveis pois o sinal de saída

do sensor apresenta uma função analítica já muito bem conhecida, facilitando a utilização de técnicas com pós-processamento de dados lidos ou simulados.

Uma técnica para melhoria da linearidade da resposta do sensor malha aberta utilizando demodulação *Mean Value* foi proposta em [6], no entanto, não foi implementada. Segundo o autor, a linearidade da resposta do sensor pode ser estendida ao utilizar não apenas a diferença entre o valor médio dos semiciclos negativos, mas também a soma dos mesmos e o valor de pico do sinal na saída do amplificador de transimpedância. O sinal de saída linearizado, que pode ser obtido com esses valores, é calculado por:

$$S_{\emptyset_s \text{linearizado}} = \left\{ \frac{(S_+) - (S_-)}{[V_p + (S_+ + S_-)]} \right\}, \quad (4.3)$$

em que, $S_{\emptyset_s \text{linearizado}}$ é o sinal proposto para saída do sensor proporcional à rotação, S_+ é o valor médio do primeiro semiciclo negativo, S_- é o valor médio do segundo semiciclo negativo e V_p é o valor de pico do sinal na saída do amplificador de transimpedância. Essa relação proporciona um elevado ganho de linearidade para esta técnica, chegando a valores simulados de erro de linearidade na faixa de 3 ppm [6]. Porém, detectar o valor de pico do sinal de saída do interferômetro com precisão é algo de grande complexidade prática, dificultando essa implementação.

Nesse trabalho, é proposta uma técnica de linearização do sinal de saída do sensor que permite a redução da não-linearidade para apenas algumas dezenas de ppm utilizando apenas o sinal S_{\emptyset_s} , dado pela Equação 3.9. A técnica proposta utiliza a curva de resposta do simulador do IFOG de malha aberta para geração de um polinômio de linearização, o qual é embarcado na unidade de processamento do sensor real. O polinômio de linearização é obtido no software LabVIEW, através da técnica de *fitting* polinomial *Least Square*, método matemático baseado no plano cartesiano. Os sinais de entrada do *fitting* polinomial são a curva da defasagem de Sagnac aplicada no sistema, representando o eixo das ordenadas, e a curva do sinal de saída da técnica *Mean Value*, representando o eixo das abcissas. As saídas do *fitting* polinomial são os coeficientes que relacionam a defasagem de Sagnac em função do sinal S_{\emptyset_s} . Assim, o sinal de saída da linearização representa a defasagem de Sagnac medida. Após gerado, o polinômio é implementado no microcontrolador de forma a linearizar a resposta do sistema.

Deve-se tomar cuidado para que essa linearização seja implementada de forma eficiente no microcontrolador, pois, ele é responsável por efetuar todo o controle do giroscópio e não pode ser sobrecarregado pelo processo de linearização. Conforme explicado na no Capítulo 2, o sinal de saída dos IFOGs de malha aberta é uma função ímpar, ou seja, os componentes pares do polinômio não possuem nenhuma informação da defasagem de Sagnac. Isso minimiza os cálculos necessários para a implementação do polinômio de linearização, pois, somente os componentes ímpares do polinômio são necessários.

Quanto maior for a ordem do polinômio, melhor será a caracterização do sinal, porém maior será a quantidade de cálculos necessários para o microcontrolador realizar. Na Tabela 2 é apresentada a quantidade de cálculos realizados para a linearização da saída utilizando polinômios de 5^a, 7^a, 9^a e 11^a ordem.

Tabela 2 - Números de cálculos necessários em relação a ordem do polinômio.

Ordem do polinômio	5 ^a Ordem	7 ^a Ordem	9 ^a Ordem	11 ^a Ordem
Numero de cálculos a serem realizados pelo microcontrolador	7 multiplicações 2 somas	8 multiplicações 3 somas	10 multiplicações 4 somas	12 multiplicações 5 somas

A quantidade de operações apresentados na Tabela 2 refere-se aos cálculos utilizando-se somente os componentes ímpares do polinômio, com exceção do de 2^a ordem, utilizado no cálculo das demais ordens. Os cálculos realizados para a geração do polinômio de 5^a ordem são dados por:

1. $x = S_{\theta_s}$;
2. $x * x = x^2$;
3. $x^2 * x = x^3$;
4. $x^3 * x^2 = x^5$;

Após o cálculo das variáveis, o polinômio gerado pode ser então representado como:

$$f(S_{\theta_s}) = f(x) = a_1x + a_3x^3 + a_5x^5 + \dots, \quad (4.4)$$

em que $f(S_{\theta_s})$ corresponde à defasagem de Sagnac medida e calculada pelo processador a partir do sinal S_{θ_s} , e a_1, a_3, a_5 e a_7 são os coeficientes obtidos pelo *fitting* polinomial realizado. A curva de saída da linearização, defasagem de Sagnac medida, em relação à defasagem de Sagnac aplicada, para um fundo de escala de -0,8 a 0,8 rad e profundidade de modulação de 2,4 rad é mostrada na Figura 36, utilizando um polinômio de 5ª ordem.

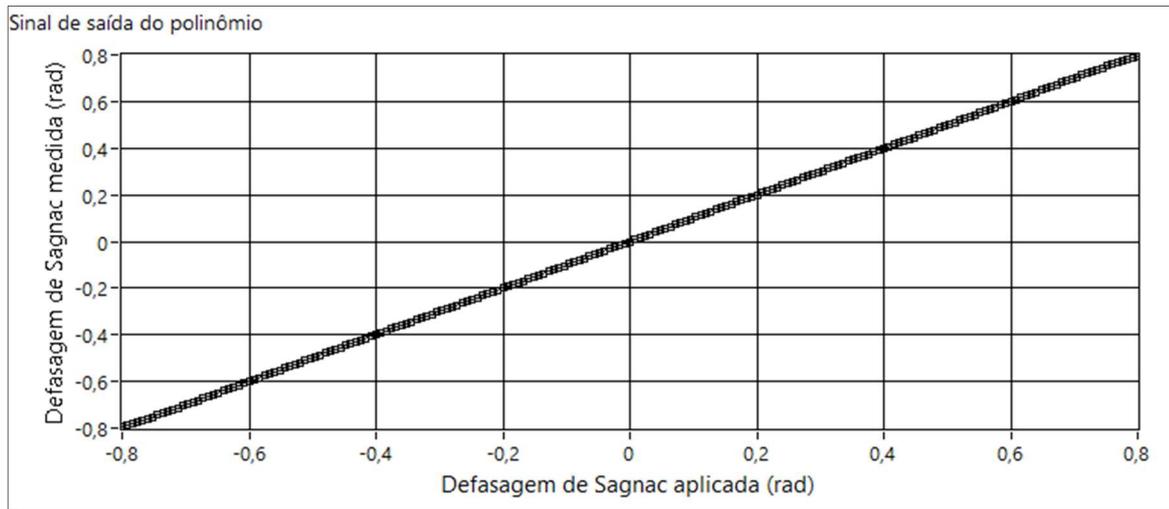


Figura 36 - Saída do polinômio de linearização de 5ª ordem

Nas Figura 37 e Figura 38 são mostrados os erros de linearidade resultante da aplicação dos polinômios de 5ª, 7ª, 9ª e 11ª ordem. Nota-se que quanto maior a ordem do polinômio utilizado, melhor é a linearização do sinal de saída da técnica de linearização.

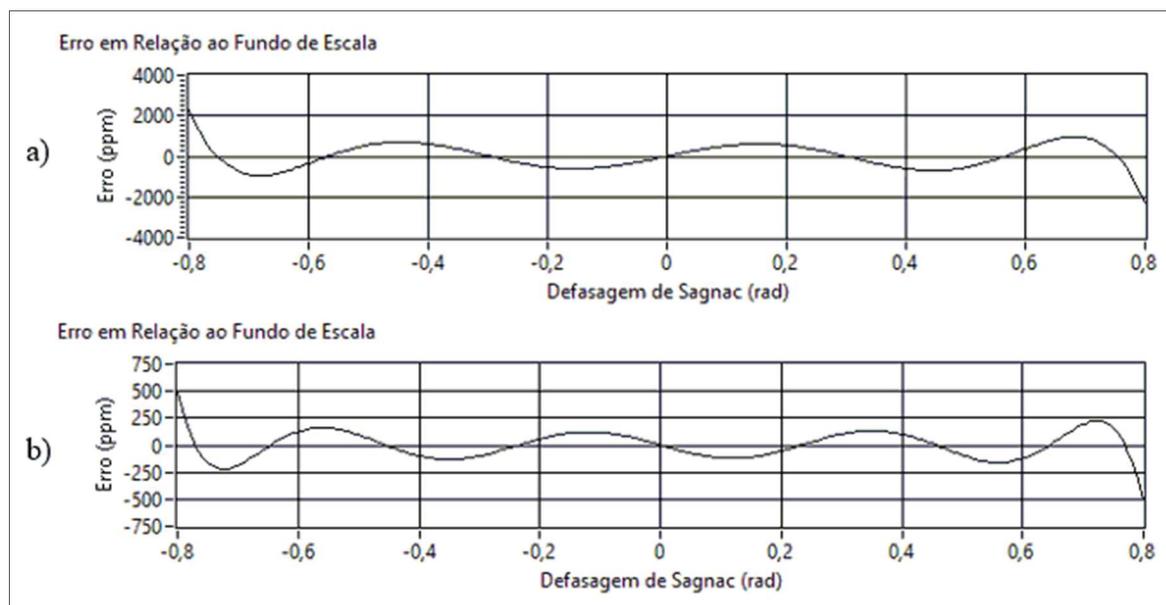


Figura 37 - Erro de linearidade do sinal de saída do sensor utilizando um polinômio de:
a) 5ª ordem; e b) 7ª ordem.

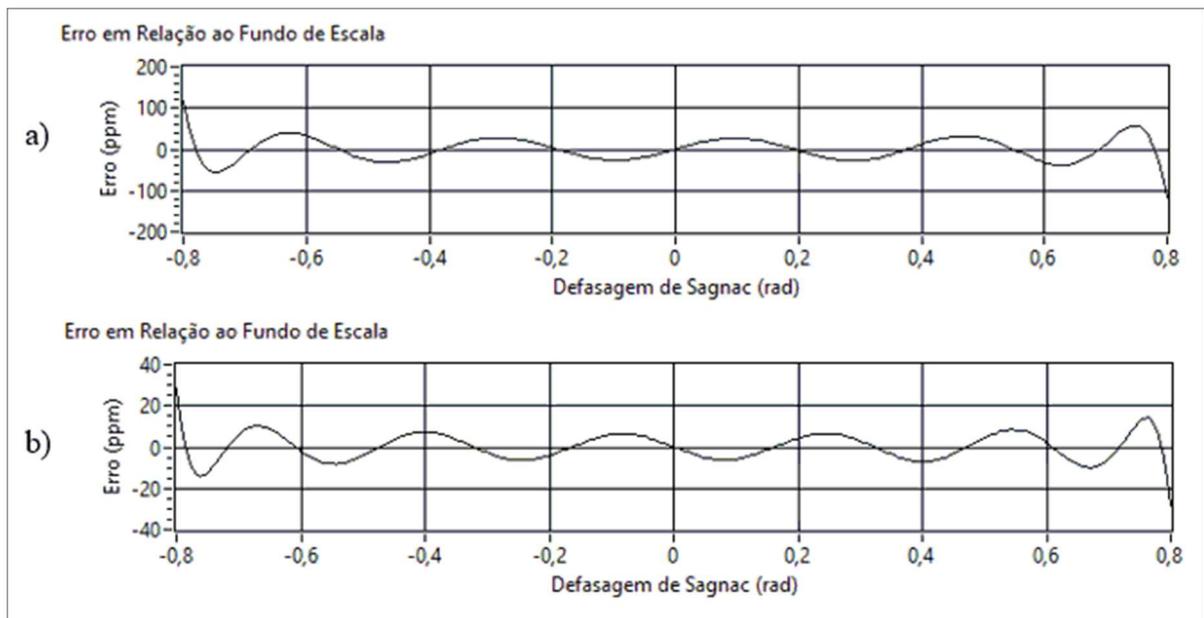


Figura 38 - Erro de linearidade do sinal de saída do sensor utilizando um polinômio de: a) 9ª ordem; e b) 11ª ordem.

O erro de linearidade foi calculado comparando o valor de saída do giroscópio linearizado com os valores de defasagem de Sagnac aplicados na simulação. Ao subtrair os valores de defasagem de Sagnac aplicados na simulação por aqueles gerados pelo polinômio, e normalizando-os através de uma divisão pelo fundo de escala, obtém-se o erro de linearidade em relação ao fundo de escala, dado por:

$$e \text{ (ppm)} = \left(f_{(S_{\theta_s})} - \theta_s / \theta_{S_{f_s}} \right) * 1e^6, \quad (4.5)$$

em que $f_{(S_{\theta_s})}$ é a saída do polinômio, θ_s é a defasagem de Sagnac aplicada no sistema e $\theta_{S_{f_s}}$ o fundo de escala utilizado.

A utilização do polinômio de 5ª ordem para linearização da resposta do sensor resulta em uma redução da não-linearidade em mais de 15 vezes. Quando utilizados polinômios de 7ª e 9ª, obtém-se um ganho em linearidade de, pelo menos, 300 vezes. Após verificar experimentalmente a quantidade de cálculos que o microcontrolador pode realizar no tempo disponível, foi escolhido o polinômio de 11ª ordem, por apresentar um erro de linearidade de cerca de 1000 vezes menor em relação ao sinal de saída natural da técnica *Mean Value*, mostrado na Figura 35.

Porém, os coeficientes do polinômio gerado são dependentes da configuração do IFOG, principalmente, da profundidade de modulação. Essa dependência foi estudada

através de várias simulações, e foi observado que ao estabelecer um polinômio fixo no sensor, a variação da profundidade de modulação prejudica a eficiência do polinômio de linearização, ou seja, a profundidade de modulação deve ser constante para se manter a ótima linearidade do sinal de saída. Na Figura 39 é mostrado o erro de linearidade em relação à profundidade de modulação, para defasagens de Sagnac entre -0,8 a 0,8 rad, utilizando um polinômio fixo gerado para profundidade de modulação igual a 2,4 rad e com um ganho de Vdc de 1,5 vezes.

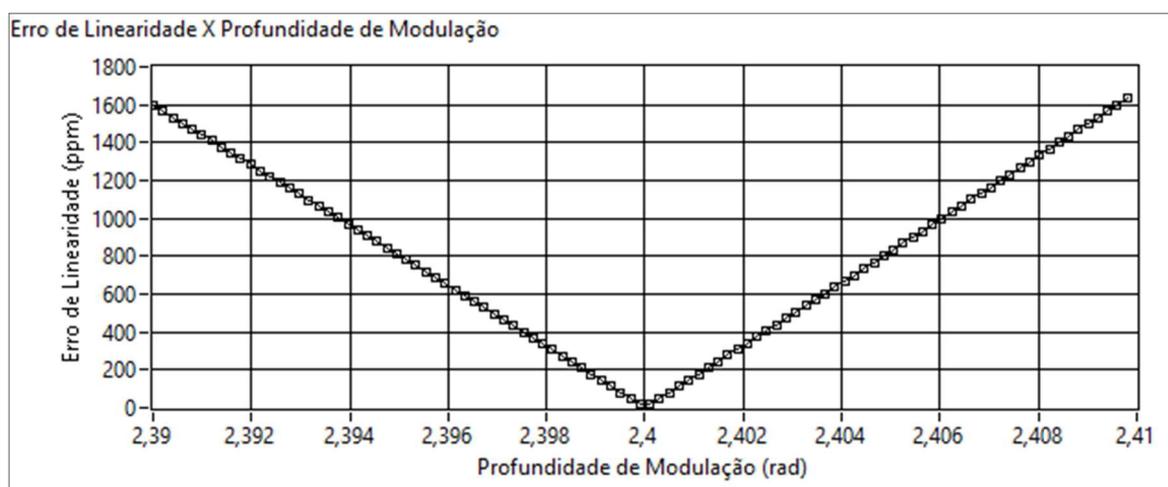


Figura 39 - Erro de linearidade da saída do sensor em relação à profundidade de modulação.

Assim, observou-se que a variação do erro de linearidade corresponde a dois quintos da variação relativa na profundidade de modulação, ou seja, se a profundidade de modulação variar 250 ppm, em relação ao valor projetado, o erro na linearidade aumentará 100 ppm. Isso demonstra que a profundidade de modulação deve ser controlada para manter a ótima linearidade obtida pelo polinômio.

4.3.1 - Melhorando a Linearidade

No projeto inicial do giroscópio interferométrico de malha aberta com a técnica de demodulação *Mean Value*, o nível de comparação para a separação dos semiciclos (Vdc) correspondia ao valor DC do sinal de saída do interferômetro de Sagnac. Foi observado, com o apoio do simulador desenvolvido, que o aumento do nível de comparação melhora a linearidade da resposta do sensor. A linearidade da resposta do sensor também é dependente da profundidade de modulação utilizada, como já mostrado no Capítulo 3.

Dessa maneira, foram realizadas simulações, mostradas na Figura 40, de maneira a observar o erro de linearidade da saída do polinômio para uma defasagem de Sagnac de $-0,8$ a $0,8$ rad, utilizando diferentes ganhos no nível de comparação e diferentes profundidades de modulação. Observa-se que quanto maior o ganho aplicado a V_{dc} , e maior a profundidade de modulação, maior a linearidade do sinal de saída do sensor alcançada. Nesse gráfico é apresentado o resultado utilizando correção com o polinômio de 11^a ordem proposto neste trabalho. Foram utilizadas apenas profundidades de modulação maiores do que 2,2 radianos pois abaixo desse valor o nível de comparação com ganhos acima de 1,5 fica acima do pico do sinal de saída do amplificador de transimpedância, impossibilitando a separação dos semiciclos.

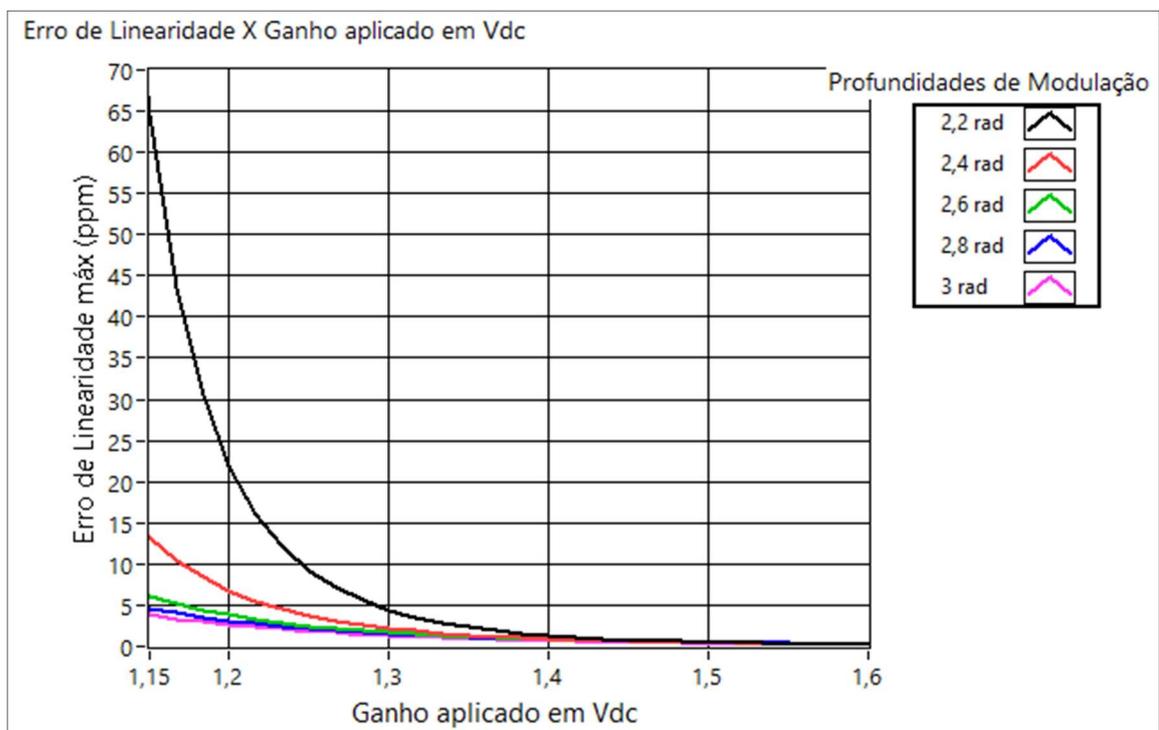


Figura 40 - Erro de linearidade máximo do sinal de saída do polinômio em relação ao ganho aplicado em V_{dc} , para diversos valores de profundidade de modulação.

Nota-se uma melhora significativa da linearidade ao aplicar um ganho de pelo menos 1,5 vezes no sinal original V_{dc} , para qualquer valor de profundidade de modulação. Acima desse valor a linearidade melhora pouco, mantendo um erro menor que 1 ppm. Assim, é interessante que se trabalhe com um ganho em V_{dc} maior que 1,5 vezes. É importante salientar que para cada valor de ganho aplicado em V_{dc} , um novo polinômio é calculado e utilizado na linearização, de maneira a sempre utilizar o polinômio mais otimizado, para cada parâmetro utilizado.

A linearidade alcançada com a utilização do polinômio de linearização possui ótimos resultados, com valores de erro menores que 1 ppm para qualquer profundidade de modulação utilizada, desde que se utilize um ganho em Vdc maior que 1,5 vezes.

4.4 – Controle da Profundidade de Modulação

O controle da profundidade de modulação, deve ser realizado não só para garantir o correto funcionamento do polinômio de linearização proposto, mas também para garantir a estabilidade do giroscópio. A profundidade de modulação do giroscópio é sensível à variação da temperatura no meio, causando erros na obtenção do valor de rotação a qual o sensor está submetido.

Em [6], o autor propõe, juntamente com a técnica *Mean Value*, a utilização da relação entre a soma dos valores médios dos semiciclos negativos e o valor de pico, do sinal de resposta do sensor, para controle da profundidade de modulação, uma vez que esta relação é proporcional à profundidade de modulação. De maneira análoga a técnica de linearização proposta pelo autor, adquirir o valor de pico do sinal de saída do interferômetro possui grande complexidade prática. Foi observado então que o valor médio entre os dois semiciclos, normalizados pelo valor de Vdc, também apresentam essa proporcionalidade com a profundidade de modulação, conforme Equação 4.6:

$$\phi_m \propto S_{\theta m} = \frac{|S_+| + |S_-|}{2} / V_{dc}. \quad (4.6)$$

O gráfico da Figura 41 mostra o valor do sinal $S_{\theta m}$ para valores nulos de rotação, em relação à profundidade de modulação. É possível notar que o valor de $S_{\theta m}$ possui uma característica quase linear em relação à profundidade de modulação, possibilitando sua utilização para o controle da profundidade de modulação.

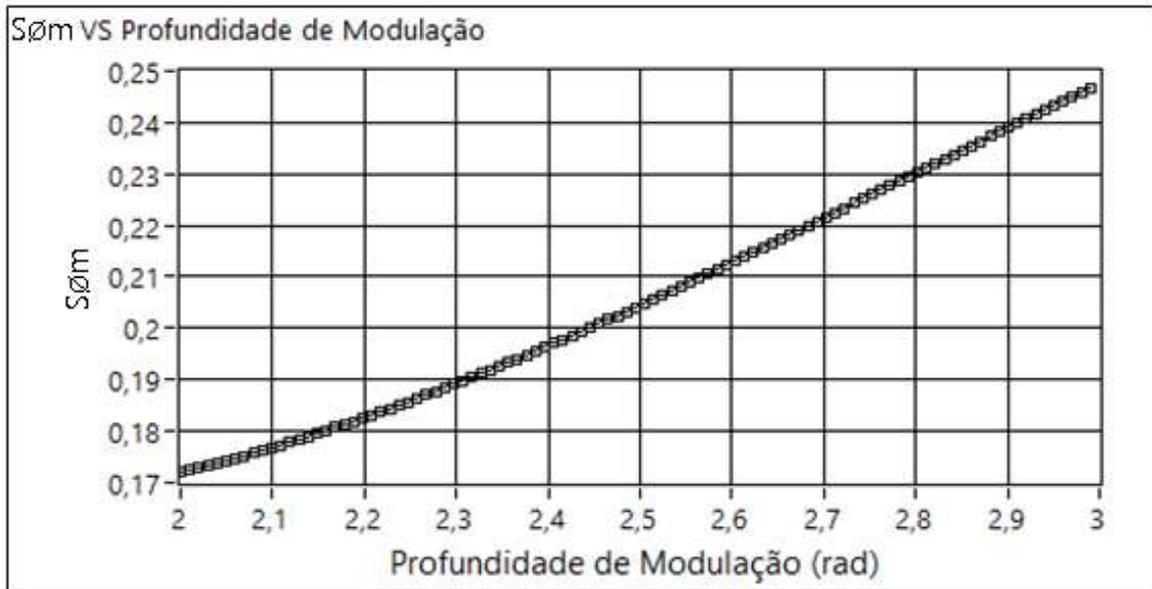


Figura 41 - Sinal $S_{\varnothing m}$ em relação à Profundidade de modulação.

O problema de utilizar este sinal para o controle da profundidade de modulação encontra-se na alta dependência que $S_{\varnothing m}$ tem com a defasagem de Sagnac. Na Figura 42 é mostrado o sinal $S_{\varnothing m}$, para defasagem de Sagnac entre -0,8 a 0,8 rad, com uma profundidade de modulação de 2,4 rad. Observa-se que $S_{\varnothing m}$ possui uma dependência da defasagem de Sagnac com característica exponencial.

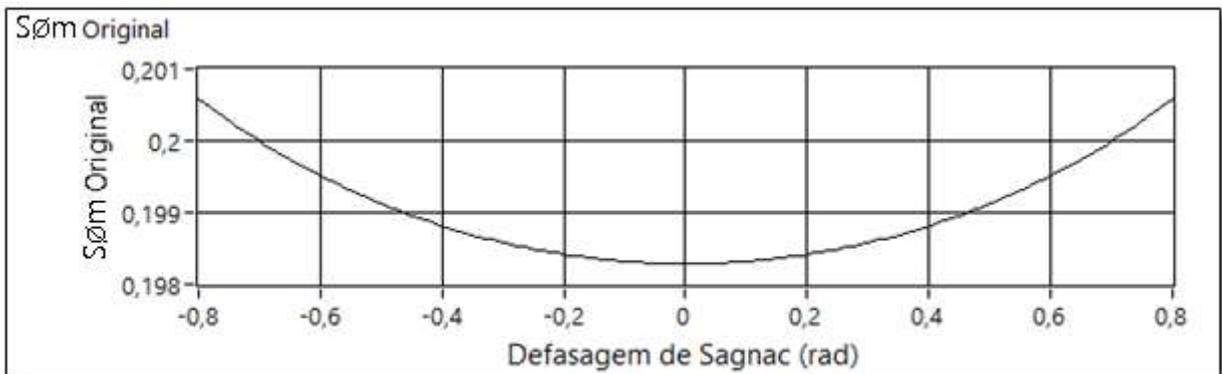


Figura 42 - Sinal $S_{\varnothing m}$ em relação à defasagem de Sagnac, para uma Profundidade de modulação de 2,4 rad.

Com a utilização da simulação computacional desenvolvida, é possível estudar o comportamento do sinal $S_{\varnothing m}$. Devido a sua forte característica exponencial e por ser uma função par, é possível desenvolver um polinômio, utilizando apenas componentes pares, que elimina a dependência da defasagem de Sagnac de $S_{\varnothing m}$.

A eliminação dessa dependência foi realizada de forma análoga à linearização do sinal de saída do giroscópio. Foi realizado um *fitting* polinomial utilizando o método *Least Square*, sobre a curva de $S_{\theta m}$, visando obter um polinômio que melhor descreva seu comportamento em relação à defasagem de Sagnac medida. A partir desse polinômio, utilizando apenas os componentes pares, a partir da 2ª ordem, é gerado um sinal que posteriormente é subtraído do sinal $S_{\theta m}$ original, de maneira a eliminar o comportamento exponencial. O sinal resultante dessa operação, chamado aqui de $S_{\theta m}$ corrigido, corresponde ao valor de $S_{\theta m}$ para rotações próximas de zero, conforme Figura 42, ou seja, sem a dependência da defasagem de Sagnac.

Um estudo utilizando polinômios de 4ª e 6ª ordem foi realizado afim de definir qual ordem utilizar para a correção do sinal $S_{\theta m}$, utilizando uma profundidade de modulação de 2,4 rad. A Figura 43 mostra o sinal $S_{\theta m}$ corrigido para as 2 ordens estudadas.

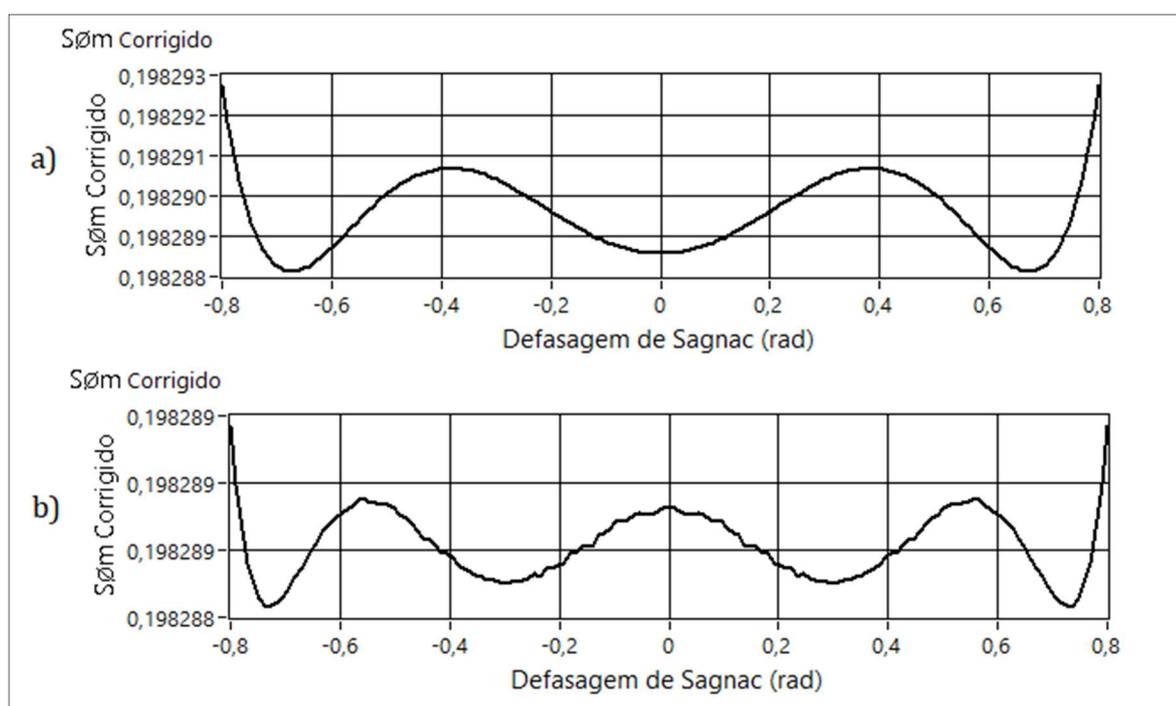


Figura 43 - Sinal $S_{\theta m}$ corrigido, em relação à defasagem de Sagnac, com um polinômio de correção de: a) 4ª ordem; e b) 6ª ordem.

Nota-se que quanto maior a ordem do polinômio utilizado, mais o sinal $S_{\theta m}$ corrigido se aproxima do valor para rotação nula para qualquer valor de defasagem de Sagnac. A Tabela 3 mostra o número de cálculos necessários para a utilização de cada um dos polinômios. Já que a correção realizada pelo polinômio de 6ª ordem mantém o sinal $S_{\theta m}$ corrigido em um valor constante com precisão de 5 casas decimais, e o número de

cálculos necessários não interfere no funcionamento do microcontrolador, optou-se por utilizá-lo no controle de profundidade de modulação.

Tabela 3 - Números de cálculos necessários para correção de $S_{\theta m}$ utilizando polinômios de 4ª e 6ª ordem.

Ordem do polinômio	4ª Ordem	6ª Ordem
Numero de cálculos a serem realizados pelo microcontrolador	4 multiplicações 1 soma	6 multiplicações 2 somas

Porém, o controle da profundidade de modulação depende da resolução do potenciômetro digital utilizado no ajuste da amplitude do sinal senoidal de modulação. O potenciômetro utilizado no projeto, AD8402, possui 2 resistências de 1 k Ω com 256 bits de resolução cada uma [38]. No giroscópio existente, desenvolvido na UNICAMP, as duas resistências são montadas em série, juntamente com outros 6,5 K Ω . Dessa maneira, o sistema é capaz de realizar uma variação da resistência total de 6,5 a 8,5 k Ω . Esse sistema é alimentado com 3,3 V e produz uma corrente que define a amplitude do sinal de corrente senoidal que é gerado pelo DDS. Esse sinal, é, em seguida, transformado em sinal de tensão e enviado ao modulador óptico. A variação na resistência do potenciômetro digital, representa, em termos de profundidade de modulação, uma variação de 2,25 a 2,94 radianos, com uma resolução de 0,0013 radianos, ou 460 ppm.

Devido a essa limitação, o controle da profundidade de modulação foi implementado de maneira a monitorar o sinal $S_{\theta m}$ admitindo uma variação máxima de $\pm 0,0001$, ou 530 ppm. Se o sinal $S_{\theta m}$ atingir um desses limites, o controlador atua no potenciômetro digital incrementando ou decrementando um *count*, de maneira a retornar o valor de $S_{\theta m}$ para dentro dos limites aceitáveis. Esse controle foi implementado no giroscópio existente. Foi observado que permitir uma variação da profundidade de modulação de 530 ppm, leva a uma variação no erro de linearidade de até 210 ppm, devido à dependência que o polinômio de linearização possui em relação à profundidade de modulação.

Para aumentar a resolução no controle da profundidade de modulação, o arranjo de resistências do potenciômetro digital foi modificado de maneira que a resolução do controle pudesse ser aumentada em 4 vezes. Para isso, o primeiro potenciômetro foi fixado em 1 k Ω , e somente o segundo potenciômetro foi utilizado para controlar a

profundidade de modulação. Uma resistência de 510Ω foi colocada em paralelo com o segundo potenciômetro, aumentando a resolução do potenciômetro digital. O sistema modificado permite uma variação da resistência total de aproximadamente $7,5 \text{ k}\Omega$ a $8 \text{ k}\Omega$, o que representa, em termos de profundidade de modulação, uma variação entre 2,24 e 2,34 radianos, com uma resolução de $0,00039 \text{ rad}$. Este intervalo de variação da profundidade de modulação, pode ser mudado apenas com a alteração dos resistores fixos do sistema, possibilitando que o sensor trabalhe em qualquer faixa de profundidade de modulação. O circuito modificado do potenciômetro digital é mostrado na Figura 44.

Assim, o controle da profundidade de modulação será implementado de maneira a controlar o sinal S_{θ_m} com uma variação máxima de $\pm 0,000025$, ou seja, 131 ppm em relação a um valor fixo de S_{θ_m} . O controle implementado monitora o valor de S_{θ_m} corrigido em cada iteração do *firmware*, e aumenta ou diminui o *tap* do potenciômetro digital de acordo com o valor lido, em relação ao valor de S_{θ_m} fixo para a profundidade de modulação escolhida. Com a resolução otimizada, foi observado que a variação máxima do erro de linearidade, gerado pela variação máxima da profundidade de modulação admitida no controle, apresenta uma variação de até 50 ppm no fundo de escala. Como a variação de erro de linearidade apresenta uma variação de dois quintos da variação da profundidade de modulação, esta melhora em 4 vezes com relação à resolução anterior do potenciômetro digital.

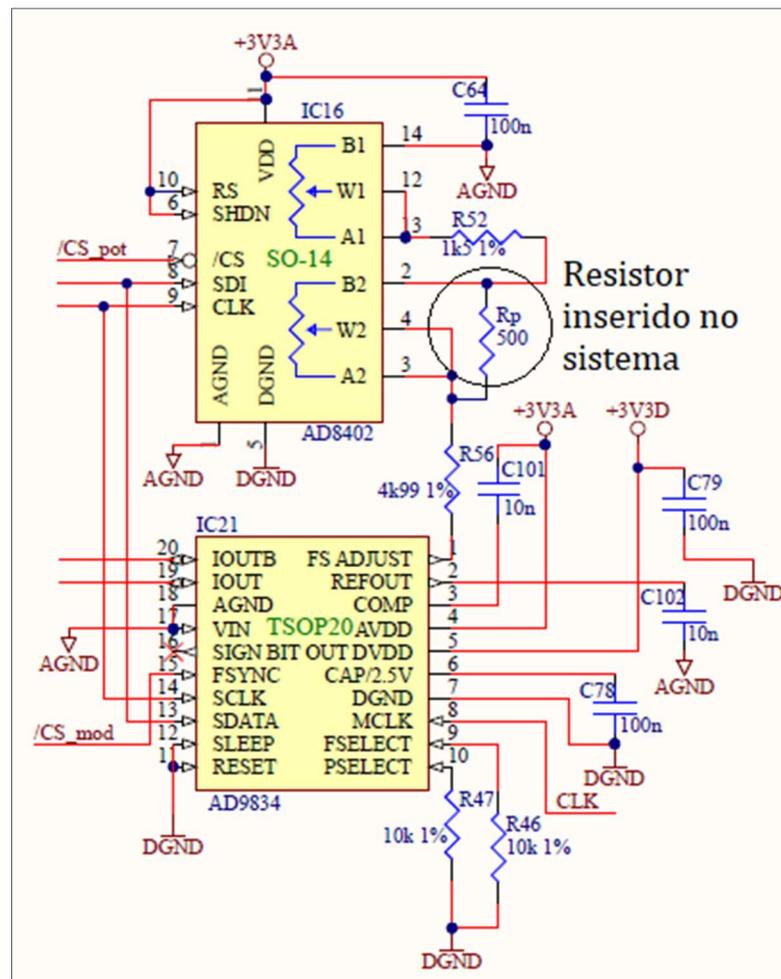


Figura 44 - Modificação no potenciômetro digital visando aumento de sua resolução.

4.4.1 – Garantindo a sensibilidade da técnica *Mean Value*

O controle da profundidade de modulação óptica é necessário para se manter a estabilidade do fator de escala de um giroscópio, minimizando erros durante a obtenção da rotação a qual o sensor está submetido. Porém, foi observado ao longo das simulações, que a variação da profundidade de modulação causa uma variação na sensibilidade da técnica de demodulação *Mean Value*, definida na Subseção 3.1.3. A variação da sensibilidade por sua vez, causa erros na linearização da curva de saída do sensor, já que o polinômio é obtido a partir do sinal $S_{\theta s}$. Outro parâmetro importante em relação à sensibilidade do sensor é o ganho aplicado em V_{dc} , já que este desloca a região de menor dependência da profundidade de modulação existente na curva de sensibilidade. Assim, visto que o controle da profundidade de modulação desenvolvido ainda permite uma

pequena variação da mesma, é necessário se trabalhar com a profundidade de modulação que garante a menor variação possível da sensibilidade, dentro do ganho em Vdc utilizado.

Na Figura 45 é mostrado a sensibilidade da técnica Mean Value em relação à profundidade de modulação, para diferentes ganhos aplicados a Vdc. Nota-se que, cada uma das curvas apresenta uma região de menor variação da sensibilidade para diferentes profundidades de modulação. Isso é causado devido a influência que o ganho aplicado a Vdc possui sobre a sensibilidade.

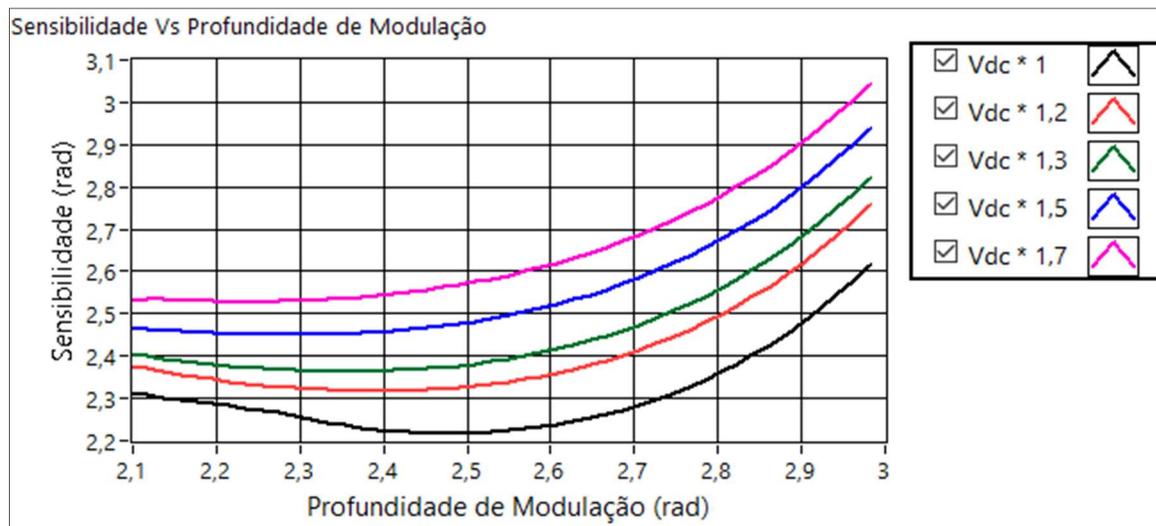


Figura 45 – Sensibilidade da técnica em relação a profundidade de modulação, para diversos ganhos aplicados a Vdc.

Para realizar uma melhor observação da região de menor sensibilidade, foi escolhida a curva para Vdc com ganho de 1,5 vezes. Esse valor foi escolhido visto que ganhos acima de 1,5 já apresentam uma ótima melhoria da linearidade e também garantem a extensão da região não ambígua do sinal S_{θ_s} , como visto anteriormente neste Capítulo. Observa-se na Figura 45 que a região com a menor variação da sensibilidade desta curva está entre 2,2 e 2,4 rad. Na Figura 46 é mostrada a curva de sensibilidade em relação à profundidade de modulação para a região especificada, juntamente com um *zoom* sobre a área de menor variação da sensibilidade. Dessa forma, para um Vdc com ganho de 1,5 vezes, a região de menor variação de sensibilidade está entre 2,285 e 2,292 radianos de profundidade de modulação.

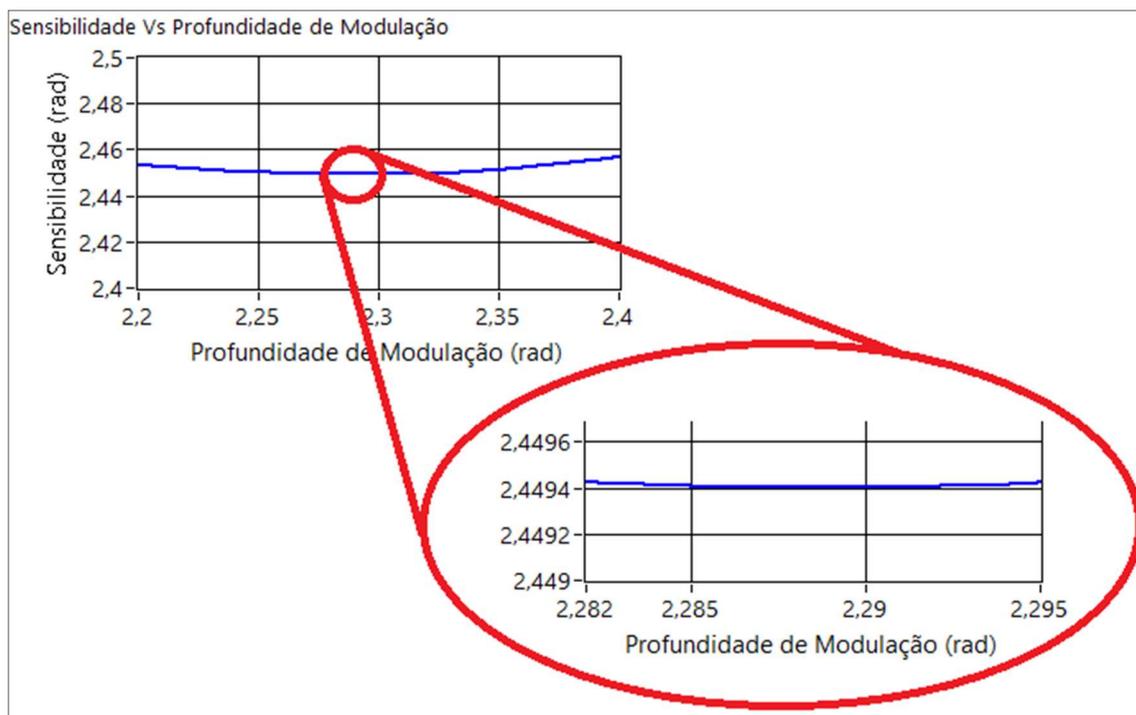


Figura 46 – Sensibilidade da técnica em relação à profundidade de modulação no intervalo de 2,2 a 2,4 radianos, para um V_{dc} com ganho de 1,5 vezes, com *zoom* na região de 2,282 a 2,295 radianos.

Assim, verificou-se que ao utilizar a profundidade de modulação intermediária dessa região, de 2,2881 rad, cujo valor de S_{θ_m} corrigido é 0,18845, a sensibilidade apresentou uma variação máxima e mínima de cerca de 0,1 ppm, dentro da variação de S_{θ_m} permitida pelo controle, igual a $\pm 0,000025$. Assim, essa região da profundidade de modulação se apresenta como o ponto ótimo de operação, para um sensor que utiliza um ganho no sinal de V_{dc} de 1,5 vezes.

4.5 - Melhor ponto de operação

A partir do estudo realizado neste capítulo, foi possível encontrar os valores otimizados para os principais parâmetros de funcionamento do giroscópio: Profundidade de Modulação e ganho aplicado a V_{dc} . A otimização desses parâmetros teve como objetivo melhorar a linearidade do sinal de saída do sensor, e, ao mesmo tempo, torná-lo menos sensível à variação da profundidade de modulação e da sensibilidade.

Primeiramente foi definido o ganho que será aplicado a V_{dc} . Como ganhos acima de 1,5 vezes já apresentam uma significativa melhora na linearidade de S_{θ_s} e na extensão da região não ambígua de S_{θ_s} , optou-se por utilizar um ganho pouco acima de 1,5. Ganhos

maiores aproximam o nível de comparação do pico do sinal de saída do amplificador de transimpedância, podendo causar erros na separação dos semiciclos para algumas profundidades de modulação. Além disso, ganhos acima de 1,5 já não melhoram significativamente a linearidade do sinal S_{θ_s} . O ganho então utilizado, de 1,516 vezes, foi aplicado através da modificação do amplificador operacional responsável pela obtenção do sinal, utilizando resistores com resolução de 1%.

A partir da escolha do ganho aplicado em V_{dc} , através de simulação computacional desenvolvida em LabVIEW, foi realizado um novo estudo do melhor valor de profundidade de modulação em relação à sensibilidade. Isso é necessário pois para cada ganho diferente aplicado a V_{dc} , a curva de sensibilidade é deslocada. A região da profundidade de modulação que apresenta a menor variação da sensibilidade, para o nível de comparação utilizado, é de 2,2835 radianos, conforme ilustrado na Figura 47.

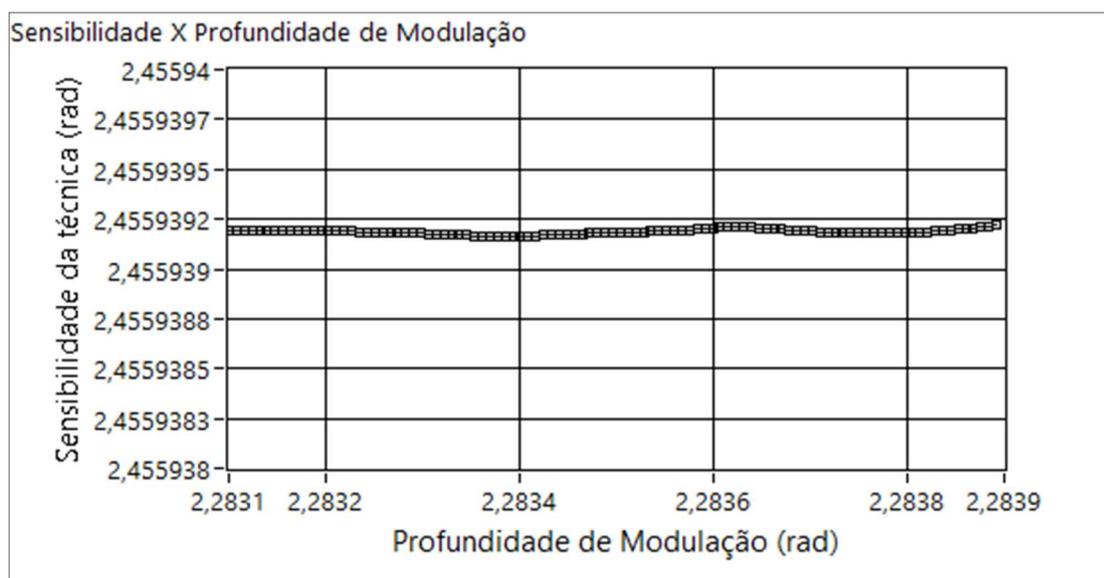


Figura 47 – Sensibilidade da técnica em relação à profundidade de modulação dentro do intervalo de operação escolhido.

O valor de S_{θ_m} para esta profundidade de modulação é de 0,190029. Como o controle é limitado pelo potenciômetro digital, os valores máximo e mínimo aceitáveis de S_{θ_m} serão 0,190054 e 0,190004, resultando nos valores de profundidade de modulação de 2,28386 e 2,2831, respectivamente.

Assim, com a profundidade de modulação escolhida e a implementação do controle desenvolvido, a sensibilidade da técnica *Mean Value* apresenta uma variação menor do que 0,1 ppm. Já o erro de linearidade, para o polinômio gerado, apresenta uma variação

máxima de 35 ppm para a mesma variação na profundidade de modulação. A variação do erro de linearidade é mostrada na Figura 48.

Os polinômios de linearização e correção do sinal S_{θ_m} gerados pela simulação para os parâmetros escolhidos, são apresentados, respectivamente, nas equações 4.7 e 4.8:

$$f(S_{\theta_s}) = f(x) = 2,4558989 * x + 1,8456163 * x^3 + 4,0339412 * x^5 + 17,7117595 * x^7 - 38,3465434 * x^9 + 765,3010997 * x^{11}, \quad (4.7)$$

$$g(f(S_{\theta_s})) = g(y) = 0,006827 * y^2 + 0,0008376 * y^4 + 0,0003027 * y^6. \quad (4.8)$$

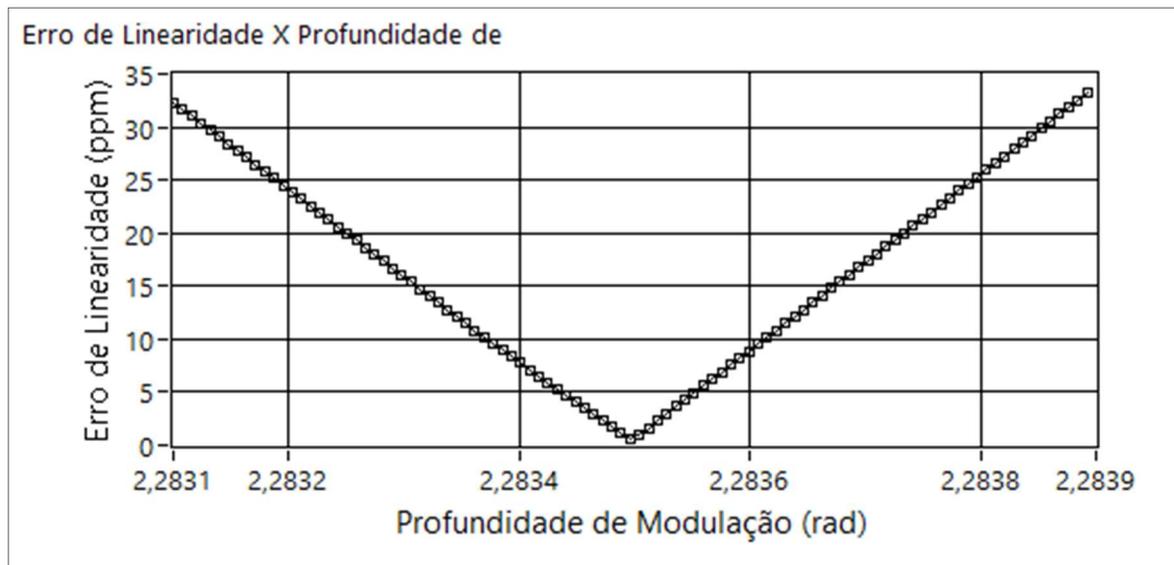


Figura 48 - Erro de linearidade do sinal de saída do sensor em relação à profundidade de modulação dentro do intervalo de operação escolhido.

Os valores encontrados para os polinômios foram apresentados com 7 dígitos de precisão, número máximo de bits de precisão de variáveis do tipo *float*. Se for necessário representar números com mais de 7 dígitos de precisão, é necessário a utilização de variáveis do tipo *double*, que conseguem representar valores com até 15,95 dígitos de precisão. No entanto, variáveis do tipo *double* ocupam mais memória, e requerem um tempo de processamento muito maior para realização dos cálculos dos polinômios [46]. Tendo em vista que os ganhos na linearidade e na estabilidade na profundidade de modulação seriam desprezíveis com o uso de variáveis *double*, nas implementações realizadas no giroscópio foram utilizadas variáveis *float*. Os valores aqui encontrados

foram implementados na simulação computacional e no giroscópio existente, e os resultados serão discutidos no próximo capítulo.

Foi realizada uma simulação utilizando os valores otimizados e os polinômios encontrados a partir desses valores. As simulações foram realizadas utilizando o programa em LabVIEW desenvolvido para simular o giroscópio malha aberta existente, implementado com a técnica *Mean Value* e as melhorias propostas neste trabalho. A simulação foi realizada utilizando uma amostragem de 10.000 pontos para cada ciclo de Sagnac (6,8 μ s), e a variação da defasagem de Sagnac aplicada com o passo de 0,004 rad.

Primeiramente foi verificado a linearidade do sensor desenvolvido para um fundo de escala de $\pm 0,8$ rad de defasagem de Sagnac. Na Figura 49, é mostrado o sinal de saída do sensor simulado juntamente com o erro de linearidade em relação ao fundo de escala. A utilização do polinômio de linearização gerou um sinal de saída com erro de linearidade menor que 1 ppm para todo o fundo de escala.

Foi avaliado também o polinômio de 6ª ordem de correção do valor $S_{\theta m}$, responsável por eliminar a dependência da defasagem de Sagnac presente nesse sinal. Para toda defasagem de Sagnac abaixo do fundo de escala, a utilização do polinômio manteve o valor de $S_{\theta m}$ dentro dos limites utilizados pelo controle da profundidade de modulação (0,190054 e 0,190004), apresentando um erro residual de cerca de 0,3 ppm no fundo de escala. O sinal $S_{\theta m}$ sem correção, juntamente com o sinal $S_{\theta m}$ corrigido e o erro residual, são mostrados na Figura 50.

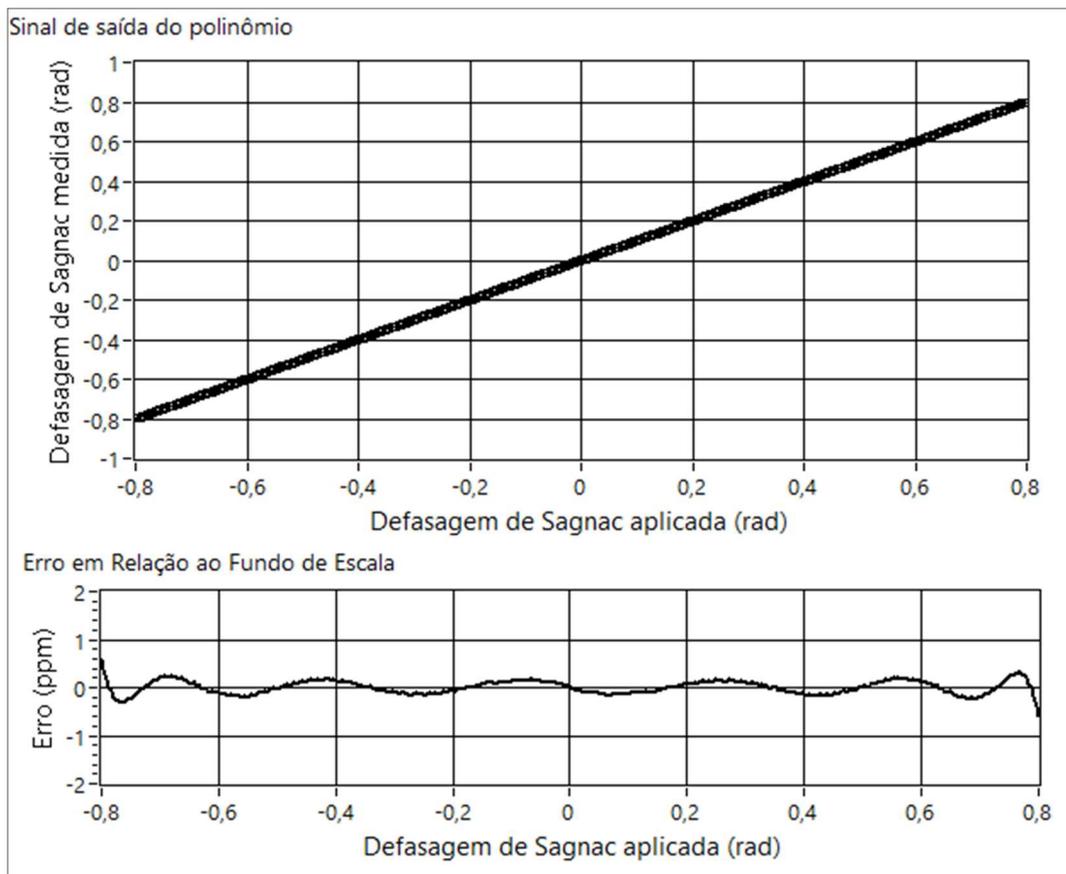


Figura 49 - Sinal de saída do sensor simulado e erro de linearidade em relação à rotação aplicada.

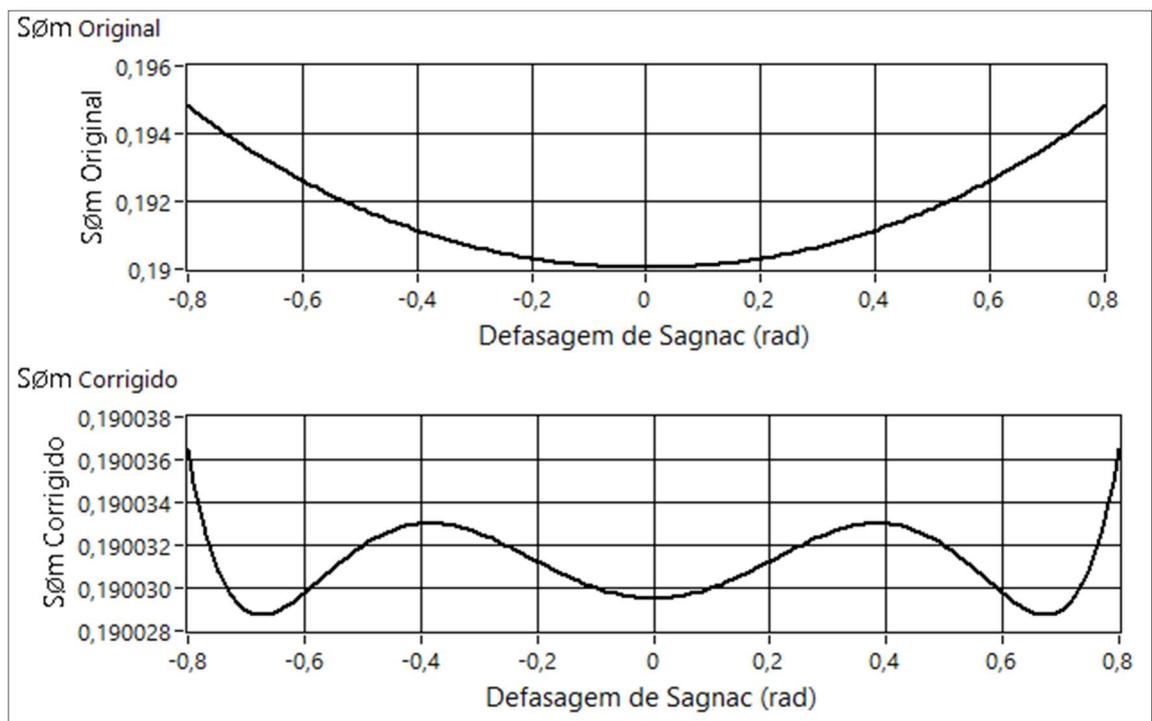


Figura 50 - Sinal $S_{\theta m}$ corrigido (simulado), e erro residual em relação à rotação aplicada.

Foi realizada também, uma simulação aplicando valores de defasagem de Sagnac até 3,75 vezes maiores que o fundo de escala escolhido para esse sensor, ou seja, 3 radianos. Essa simulação foi realizada para observar o funcionamento da técnica de controle dinâmico dos comparadores, capaz de estender a região não ambígua do sinal S_{θ_s} . O programa foi modificado para saturar qualquer valor de S_{θ_s} acima do fundo de escala em 0,3 na entrada do polinômio, representando um valor de saída do polinômio, em termos de defasagem de Sagnac, igual a 0,8 rad. Os resultados dessa simulação é mostrado na Figura 51.

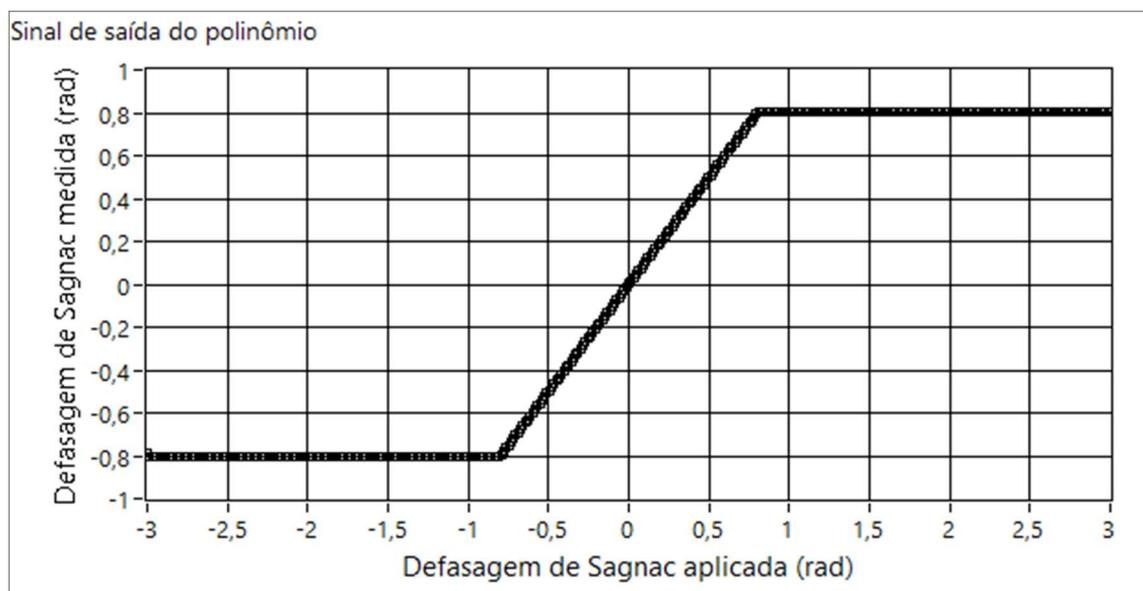


Figura 51 - Sinal de saída do polinômio com saturação forçada para valores de entrada maiores que 0,3, em relação à rotação aplicada.

As simulações foram realizadas para que seja possível avaliar os resultados obtidos com o giroscópio malha aberta desenvolvido na UNICAMP, e também avaliar os valores ótimos encontrados. Os resultados aqui apresentados serão comparados com os resultados dos mesmos ensaios realizados com o giroscópio malha aberta existente implementado com as técnicas propostas neste trabalho.

5 – Resultados e Discussões

Neste capítulo é avaliada a performance do giroscópio interferométrico de malha aberta desenvolvido na UNICAMP utilizando as modificações propostas.

5.1 – Ensaios com o giroscópio de malha aberta

Os ensaios estáticos realizados com o giroscópio de malha aberta existente, implementado incorporando as técnicas propostas neste trabalho, foram realizados no Laboratório de Instrumentação e Sensores, LIS, da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP. Foram realizados ensaios estáticos para verificação do controle da profundidade de modulação proposto, de maneira a validar essa técnica. Também foram realizados ensaios onde o giroscópio é movimentado de forma manual para verificação do funcionamento do polinômio responsável por corrigir o sinal $S_{\theta m}$, e eliminar a dependência da defasagem de Sagnac apresentada por esse sinal. Nos ensaios estáticos, o giroscópio obtém a componente vertical da rotação da Terra, que em Campinas-SP é de aproximadamente $5,83^\circ/h$. Os testes foram realizados sobre uma mesa óptica sob a influência térmica do ambiente.

O módulo óptico utilizado nos testes, disponibilizado pela empresa Optsensys, é o mesmo mencionado no Capítulo 3. Ele é composto por uma fibra óptica de 1400 m, enrolada com padrão quadrupolar, e 13,5 cm de diâmetro. O tempo de transito da bobina é de $6,8 \mu s$, resultando em um fator de escala de 3,04 s. A fonte de luz é composta por um diodo superluminescente (SLED) com potência de 1 mW e comprimento de onda de 1300 nm. O modulador óptico utilizado é um MIOC de $LiNbO_3$ com tensão de meia onda de 3,44 V.

Os ensaios foram iniciados após a estabilização térmica do sistema, que ocorre cerca de 2 horas após o giroscópio ser energizado, para evitar deriva na leitura da rotação devido à variação de temperatura.

Para aquisição dos dados durante as medições, foi implementado um programa em LabVIEW. O software de aquisição se comunica com o giroscópio via UART, e efetua a leitura dos valores de defasagem de Sagnac medida (obtida pelo polinômio de linearização), $S_{\theta m}$ original e corrigido, temperatura do circuito eletrônico e o sinal de saída

do sensor sem linearização (entrada do polinômio). A comunicação UART entre o sensor e o computador responsável pela aquisição dos dados é realizada através do conversor RS-232/Bluetooth FC-114, permitindo assim a comunicação sem fio durante os ensaios. Os dados lidos são salvos em um arquivo de texto para análises futuras.

5.1.1 - Análise do polinômio de correção de $S_{\theta m}$

Para verificar o funcionamento do polinômio de correção do sinal sem a utilização de uma mesa giratória, o giroscópio foi submetido a movimentações de rotação na mesa óptica, de maneira a avaliar o comportamento do sinal $S_{\theta m}$ original em relação ao sinal $S_{\theta m}$ corrigido. Como já mostrado no Capítulo 4, o sinal $S_{\theta m}$ possui um comportamento exponencial e seu valor incrementa tanto para uma rotação positiva quanto para uma rotação negativa. Logo, provocando movimentações no módulo óptico, tanto no sentido horário, quanto no anti-horário em torno do eixo de medição, é possível observar o incremento do valor de $S_{\theta m}$ original e a correção realizada pelo polinômio desenvolvido. Na Figura 52, são mostrados os valores de rotação, $S_{\theta m}$ original e $S_{\theta m}$ corrigido durante algumas movimentações no módulo óptico.

Observa-se que durante as movimentações manuais no módulo óptico, o sensor registrou as variações na rotação medida, e o sinal $S_{\theta m}$ original apresentou incremento no seu valor tanto nas rotações positivas quanto negativas, conforme esperado. O sinal $S_{\theta m}$ corrigido permaneceu dentro dos limites especificados pelo controle durante todas as movimentações realizadas, atestando o correto funcionamento do polinômio de correção, com exceção de dois pontos que ultrapassaram o limite mínimo, especificado no gráfico por linhas vermelhas. Isso ocorre pois as movimentações manuais geram variações muito abruptas na velocidade medida, o que pode causar alguns erros na correção de $S_{\theta m}$ pois o sinal $S_{\theta m}$ possui uma variação mais lenta do que o sinal de Sagnac. Mesmo assim o controle corrigiu rapidamente, alterando o *tap* do potenciômetro digital, retornando o valor de $S_{\theta m}$ corrigido para dentro do intervalo permitido.

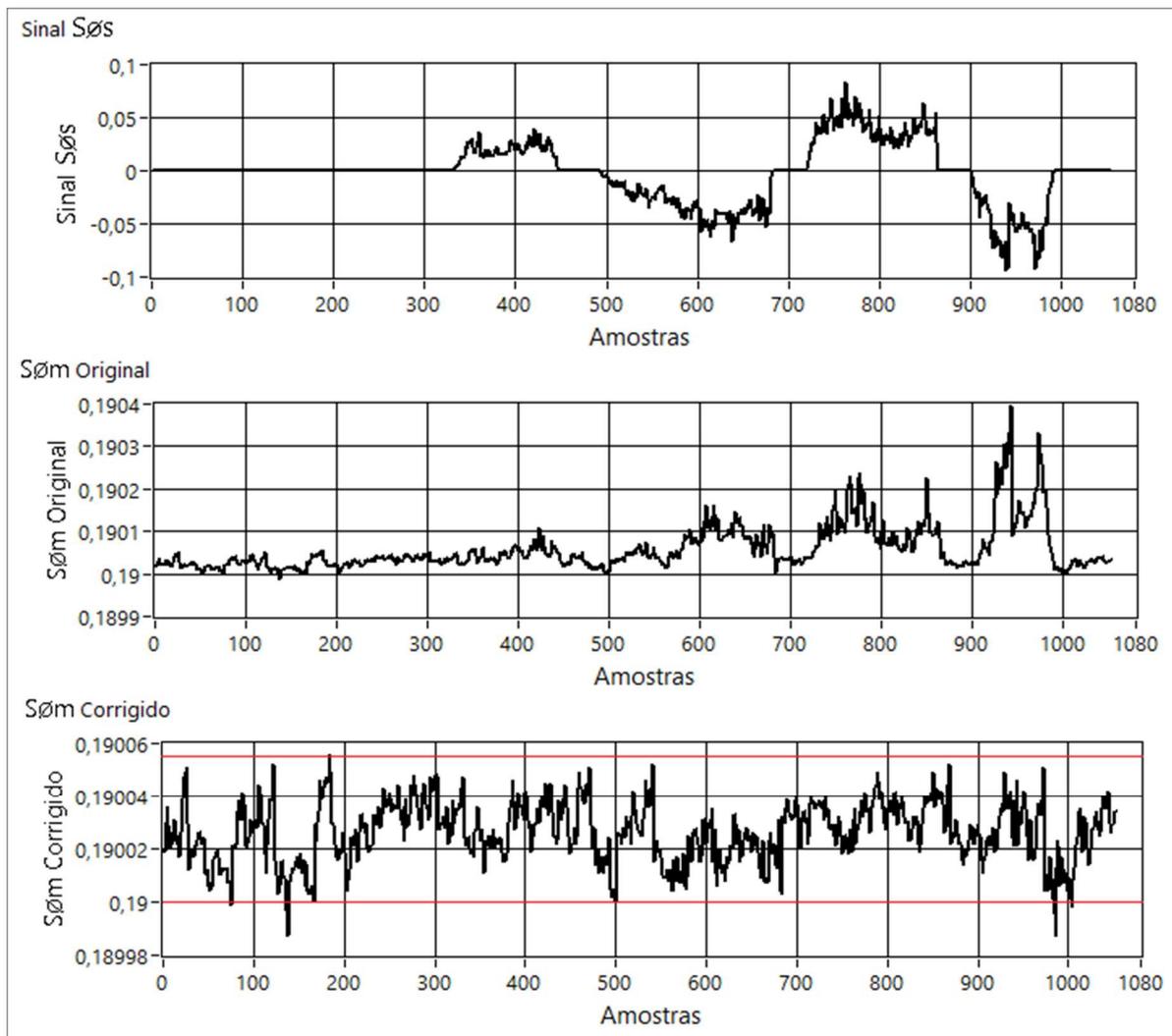


Figura 52 - Rotação medida, $S\theta_m$ original e $S\theta_m$ corrigido durante movimentações manuais no módulo óptico.

5.1.2 – Controle da profundidade de modulação

Para avaliar o funcionamento do controle de profundidade de modulação proposto neste trabalho, o giroscópio malha aberta existente com demodulação *Mean Value*, foi submetido a dois ensaios de aproximadamente 10 horas sob influência da variação térmica do ambiente (proporcionada por um condicionador de ar). O controle da profundidade de modulação não foi implementado durante o primeiro ensaio, sendo assim possível observar a variação da profundidade de modulação devido à variação de temperatura. A variação de temperatura e o sinal $S\theta_m$ corrigido, obtidos no primeiro ensaio são mostrados na Figura 53. Nos dois ensaios a profundidade de modulação foi iniciada em 2,2835 rad, resultando em um valor de $S\theta_m$ igual a 0,190029.

Observou-se que durante o ensaio realizado, o sinal $S_{\theta m}$ corrigido apresentou uma derivada de 1.000 ppm/°C, em relação ao valor inicializado, durante o período de decremento da temperatura, atingindo o valor de $S_{\theta m}$ de 0,1898. Durante o período de elevação da temperatura, o sinal $S_{\theta m}$ corrigido apresentou uma derivada menor, de aproximadamente 600 ppm/°C. A redução na derivada durante o período de elevação da temperatura acontece pois a medição de temperatura obtida é realizada por um sensor de temperatura na placa eletrônica, e o módulo óptico possui uma inercia de temperatura maior do que a placa eletrônica. Durante as últimas horas de medição, a temperatura se estabilizou em 28,8 °C e o sinal $S_{\theta m}$ em 0,18991, o que representa uma profundidade de modulação de 2,2817 rad. Essa redução representa uma derivada de 780 ppm em relação a profundidade de modulação em que o sensor foi iniciado. Essa variação na profundidade de modulação seria suficiente um aumento no erro de linearidade do sensor em até 300 ppm, conforme as simulações realizadas na Seção 4.5.

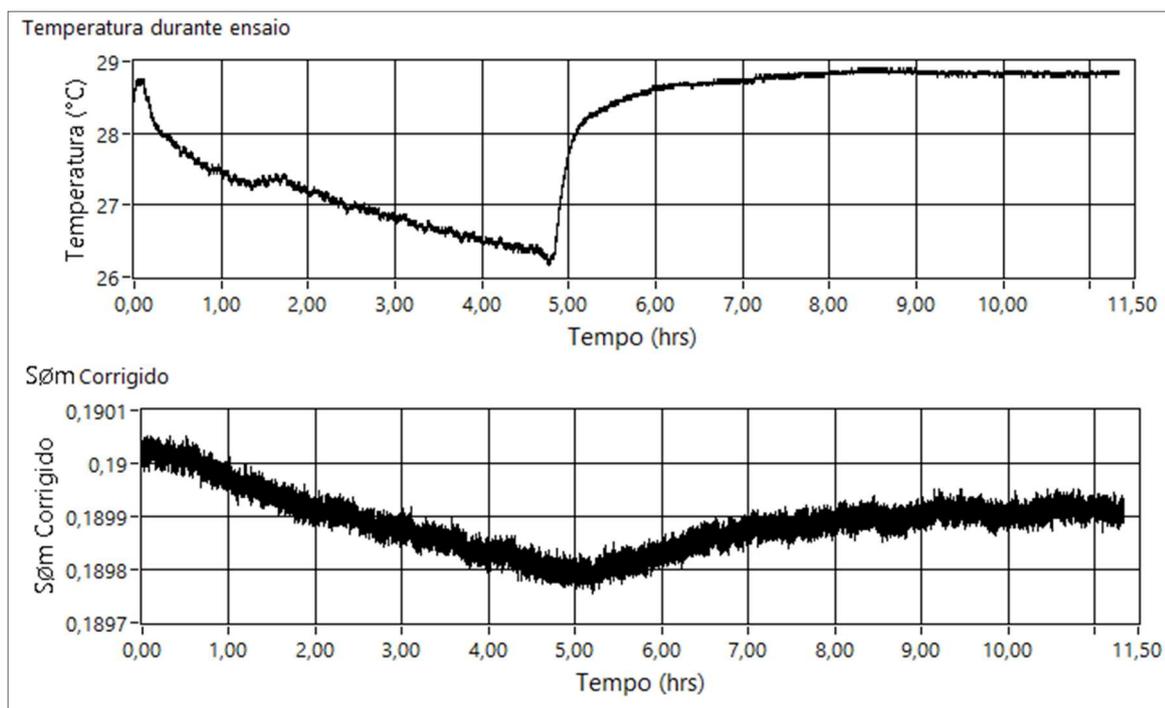


Figura 53 - Temperatura e sinal $S_{\theta m}$ corrigido durante ensaio estático sem a implementação do controle da profundidade de modulação desenvolvido.

O giroscópio existente foi então implementado com o controle de profundidade de modulação desenvolvido e submetido a uma variação de temperatura similar, de maneira a avaliar a eficiência do controle. Os resultados obtidos durante o ensaio com controle da profundidade de modulação são mostrados na Figura 54.

Durante as 11 horas de ensaio com controle de profundidade de modulação, o sensor apresentou uma redução na temperatura de aproximadamente 3 °C, seguido por uma elevação abrupta na de 2 °C. Durante todo o período de medição, o valor de $S_{\theta m}$ se manteve dentro dos limites especificados pelo controle (entre 0,190056 e 0,190004), mantendo a variação da profundidade de modulação em no máximo 131 ppm, em relação ao valor em que o sensor foi iniciado. Ao manter a profundidade de modulação controlada, é possível garantir um erro de linearização máximo de 35 ppm e uma variação na sensibilidade da técnica menor que 1 ppm (de acordo com a simulação do giroscópio analisado).

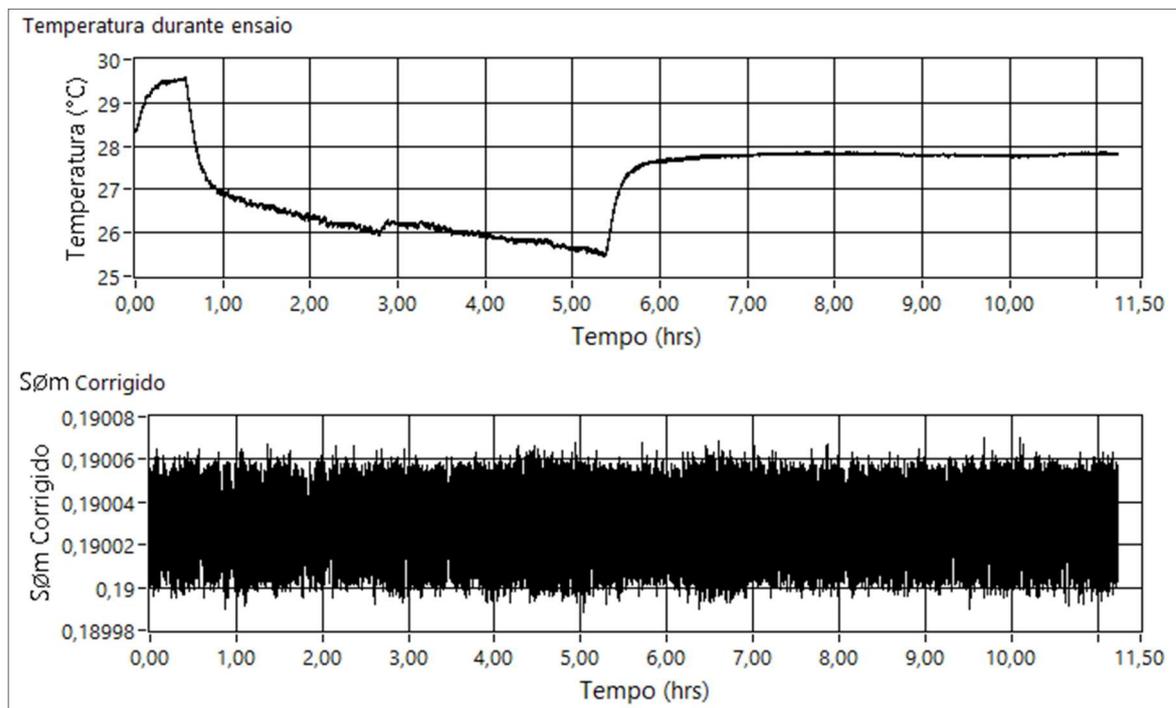


Figura 54 – Temperatura do circuito eletrônico e sinal $S_{\theta m}$ corrigido durante ensaio estático com a implementação do controle de profundidade de modulação desenvolvido.

6 – Conclusões e trabalhos futuros

Neste capítulo são apresentadas as conclusões desta pesquisa e os trabalhos futuros.

6.1 – Conclusões

Neste trabalho foram propostas técnicas de linearização, ampliação da região não ambígua da curva de saída do sensor e controle da profundidade de modulação para giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha aberta desenvolvidos na UNICAMP em parceria com a empresa Optsensys, utilizando a técnica de demodulação *Mean Value*.

Para o desenvolvimento e implementação das técnicas aqui propostas, foi desenvolvido um simulador computacional capaz de simular o módulo óptico, o conjunto eletrônico envolvido na modulação e demodulação do giroscópio e o *firmware* responsável pelo tratamento dos sinais envolvidos na medição.

As técnicas propostas e simuladas se mostraram promissoras, possibilitando resultados simulados com ótimos valores de desempenho. A simulação da técnica de linearização desenvolvida apresentou um sinal de saída com erros de linearidade menores que 1 ppm, com a extensão da região não ambígua do sinal S_{θ_s} para valores de defasagem de Sagnac até 3,75 vezes maiores que o fundo de escala.

Através de ensaios estáticos no giroscópio desenvolvido, o controle da profundidade de modulação proposto se mostrou capaz de controlar a profundidade de modulação dentro de um intervalo de variação de ± 131 ppm. O controle da profundidade de modulação desenvolvido permite um erro de linearização de no máximo 35 ppm, devido à dependência do polinômio com a profundidade de modulação, e uma variação menor que 1 ppm na sensibilidade da técnica *Mean Value*.

Ainda durante o teste estático, foi avaliado o funcionamento do polinômio responsável por eliminar a dependência da rotação no sinal S_{θ_m} , tornando possível a utilização desse sinal para o controle da profundidade de modulação. Velocidades angulares foram aplicadas através de movimentações manuais no módulo óptico do sensor. Durante as movimentações, o polinômio desenvolvido se mostrou eficiente na correção do sinal S_{θ_m} . Ao eliminar a dependência da rotação para esse sinal, é possível

monitorar a profundidade de modulação do giroscópio através do monitoramento do sinal $S_{\theta m}$ corrigido, para qualquer rotação menor que o fundo de escala.

As simulações realizadas, juntamente com os ensaios estáticos, mostram que as técnicas propostas nesse trabalho promoveram uma significativa melhora no giroscópio malha aberta com demodulação *Mean Value*. Segundo a simulação, a partir do controle da profundidade de modulação, é possível obter um sinal de saída com erro de linearidade de no máximo 35 ppm dentro do fundo de escala ($\pm 0,8$ rad), estabilidade da sensibilidade da técnica de pelo menos 1 ppm e uma extensão da região não ambígua do sinal $S_{\theta s}$ para valores até 3,75 vezes maiores que o fundo de escala.

6.2 – Trabalhos Futuros

Para validar os resultados dinâmicos obtidos pela simulação, o giroscópio malha aberta, implementado com as técnicas propostas nesse trabalho, deverá ser submetido aos testes dinâmicos em mesa rotativa. Esses ensaios serão realizados em trabalhos futuros, visando validar as propostas aqui simuladas de linearização, extensão da região não ambígua e controle da profundidade de modulação.

É proposto também um estudo do aprimoramento do controle da profundidade de modulação, utilizando o sinal $S_{\theta m}$ corrigido pela técnica apresentada nesse trabalho, através da melhora do algoritmo de controle e da substituição do potenciômetro digital ad8402 por um com maior resolução.

7 – Referências

- [1] Y. Paturel, J. Honthaas, H. Lefèvre, and F. Napolitano, “One nautical mile per month fog-based strapdown inertial navigation system: A dream already within reach?,” *Gyroscopy Navig.*, vol. 5, no. 1, pp. 1–8, 2014.
- [2] M. N. Armenise, C. Ciminelli, F. Dell’Olio, and V. M. N. Passaro, *Advances in Gyroscope Technologies*, vol. 58, no. 12. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011.
- [3] H. C. Lefevre, *The Fiber-Optic Gyroscope*, Second Ed. Artech House, 2014.
- [4] V. Econômico, “Laboratório reduz gargalo espacial,” 2011.
- [5] V. Economico, “País domina 80% da produção de satélite,” 2014.
- [6] E. C. Ferreira, “Nova Técnica de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial,” UNICAMP, 2001.
- [7] E. J. POST, “Sagnac Effect,” *Rev. Mod. Phys.*, vol. 39, no. 2, pp. 475–493, 1967.
- [8] H. G. . Michelson, A. h.;GALE, “The effect of the Earth’s rotation on the velocity of light.”
- [9] H. J. Arditty and H. C. Lefèvre, “Sagnac effect in fiber gyroscopes.,” *Opt. Lett.*, vol. 6, no. 8, pp. 401–403, 1981.
- [10] R. A. Bergh, H. C. Lefevre, and H. J. Shaw, “An Overview of Fiber-optic Gyroscopes,” *J. Light. Technol.*, vol. LT-2, no. 2, pp. 91–107, 1984.
- [11] A. W. Spengler, “Técnica de condicionamento e processamento de sinais para girômetros a fibra óptica com malha fechada óptica,” UNICAMP, 2014.
- [12] S. Merlo, M. Norgia, and S. Donati, “Fiber gyroscope principles,” *Handb. Opt. Fibre Sens. Technol.*, 2002.
- [13] Y. Zhang, Y. Guo, C. Li, Y. Wang, and Z. Wang, “A New Open-Loop Fiber Optic Gyro Error Compensation Method Based on Angular Velocity Error Modeling,” *Sensors*, vol. 15, no. 3, pp. 4899–4912, 2015.
- [14] O. Çelikel and S. E. San, “Design details and characterization of all digital closed-loop

- interferometric fiber optic gyroscope with superluminescent light emitting diode," *Opt. Rev.*, vol. 16, no. 1, pp. 35–43, Jan. 2009.
- [15] C.-Y. Liaw, Y. Zhou, and Y.-L. Lam, "Characterization of an open-loop interferometric fiber-optic gyroscope with the Sagnac coil closed by an erbium-doped fiber amplifier," *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 12, pp. 2385–2392, 1998.
- [16] Y. Gronau and M. Tur, "Digital signal processing for an open-loop fiber-optic gyroscope," *Appl. Opt.*, vol. 34, no. 25, pp. 5849–5853, 1995.
- [17] D. W. Zhang, X. W. Shu, X. D. Mu, and C. Liu, "Digitalization optical open loop test system for fiber optic gyroscope," *Front. Mech. Eng. China*, vol. 1, no. 4, pp. 434–438, 2006.
- [18] G. Harish Babu, A. Venkata Anuhya, and N. Venkatram, "Digital signal processing scheme for open loop and closed loop IFOG using matlab/simulink," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 9, no. 11, 2016.
- [19] A. Tselikov, J. U. De Arruda, and J. Blake, "Zero-crossing demodulation for open-loop Sagnac interferometers," *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 9, pp. 1613–1619, 1998.
- [20] R. B. G. Rodríguez, "Uma nova técnica de detecção de sinais de giroscópio a fibre óptica usando 'zero crossing' com clock síncrono," UNICAMP, 1999.
- [21] E. C. Ferreira, F. F. De Melo, and J. A. S. Dias, "Precision analog demodulation technique for open-loop Sagnac fiber optic gyroscopes," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 78, no. 2, 2007.
- [22] R. M. Bacurau, A. W. Spengler, A. Dante, F. J. de O. Morais, L. F. C. Duarte, Luiz Eduardo Bento Ribeiro, and E. C. Ferreira, "Technique for suppressing the electronic offset drift of interferometric open-loop fiber optic gyroscopes," *Opt. Lett.*, vol. (Accepted), no. 22, pp. 1–5, 2016.
- [23] M. Grewal and A. Andrews, "How Good Is Your Gyro [Ask the Experts]," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 12–86, Feb. 2010.
- [24] "Angle random walk," *crossbow*.
- [25] W. Ling, X. Li, Z. Xu, Z. Zhang, and Y. Wei, "Thermal effects of fiber sensing coils in different winding pattern considering both thermal gradient and thermal stress,"

Opt. Commun., vol. 356, pp. 290–295, 2015.

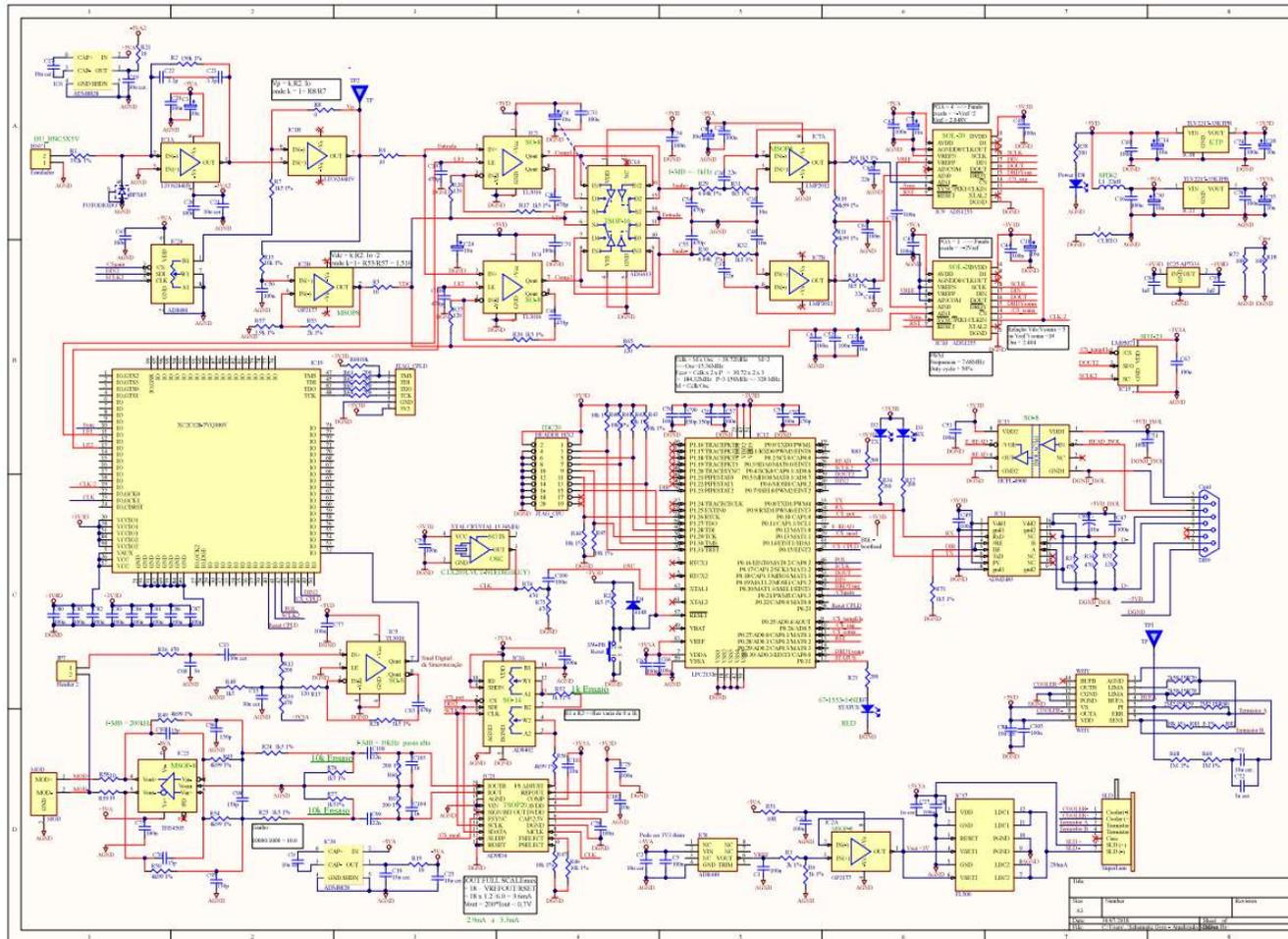
- [26] Ieee, *IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single -Axis Interferometric Fiber Optic Gyros*, vol. 1997. 1998.
- [27] D. W. Allan, "Statistics of atomic frequency standards," *Proc. IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 221–230, 1966.
- [28] "Optical fibe gyroscope for automaive navigation."
- [29] F. F. de Melo, "Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica," UNICAMP, 2009.
- [30] L. Technology, "LTC6244 - Dual 50MHz, Low Noise, Rail-to-Rail, CMOS Op Amp." p. 26, 2006.
- [31] Analog Devices, "OP1177/OP2177/OP4177 Rev. G." p. 24, 2009.
- [32] Texas Instruments, "TL3016. TL3016Y ULTRA-FAST LOW-POWER PRECISION COMPARATORS," no. March. pp. 1–12, 2000.
- [33] Analog Devices, "ADG611/ADG612/ADG613 Rev. A." pp. 1–16, 2009.
- [34] T. Instruments, "ADS1255/1256." p. 44, 2005.
- [35] N. X. P. Semiconductors, "LPC2131/2/4/6/8 User manual," no. Rev. 4. p. 297, 2012.
- [36] Xilinx, "Xilinx XST User Guide 9.1i," *Technology*, vol. 627. pp. 1–552, 2007.
- [37] Analog Devices, "AD9834 Rev. A." p. 32, 2006.
- [38] Analog Devices, "Datasheet: AD8402: 2-Channel Digital Potentiometer." 2010.
- [39] Texas Instruments, "LM95071 13-Bit Plus Sign SPI / MICROWIRE Temperature Sensor." pp. 1–22, 2005.
- [40] WAVELENGTH ELECTRONICS, "FL500 SMT DRIVER FOR LASER DIODES." p. 11, 2009.
- [41] WAVELENGTH ELECTRONICS, "WHY5640-00400-A Rev D." p. 20, 2005.
- [42] R. M. Bacurau, "Técnicas de modulação e condicionamento de sinais para giroscópios interferométricos a fibra óptica de maha fechada," UNICAMP, 2017.
- [43] H. Medjadba and L. M. Si Mohamed, "Low cost technique for improving open loop fiber optic gyroscope scale factor linearity," in *2006 2nd International Conference*

on Information & Communication Technologies, 2006, vol. 2, pp. 2057–2060.

- [44] Q. S. Guide, “Getting Started with TINA-TI™,” no. August 2007, pp. 1–11, 2008.
- [45] S. Oho, H. Kajioka, and T. Sasayama, “Optical fiber gyroscope for automotive navigation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 3, pp. 698–705, 1995.
- [46] Proceedings of the IEEE, “IEEE Standard for Floating-Point Arithmetic,” 2008, p. 70.

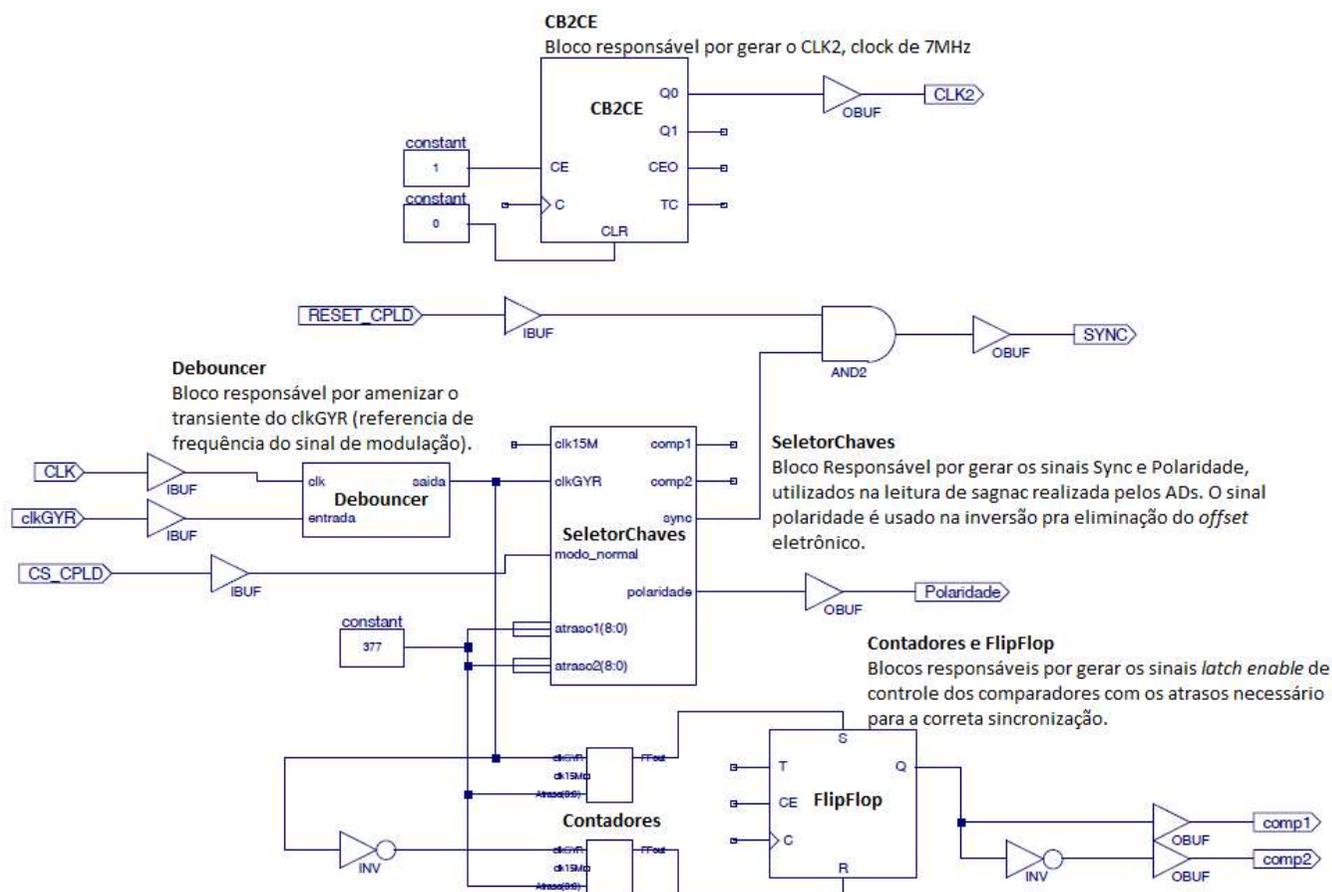
Anexo A

Esquemático do circuito eletrônico do giroscópio malha aberta existente, construído no *software Altium Designer*.



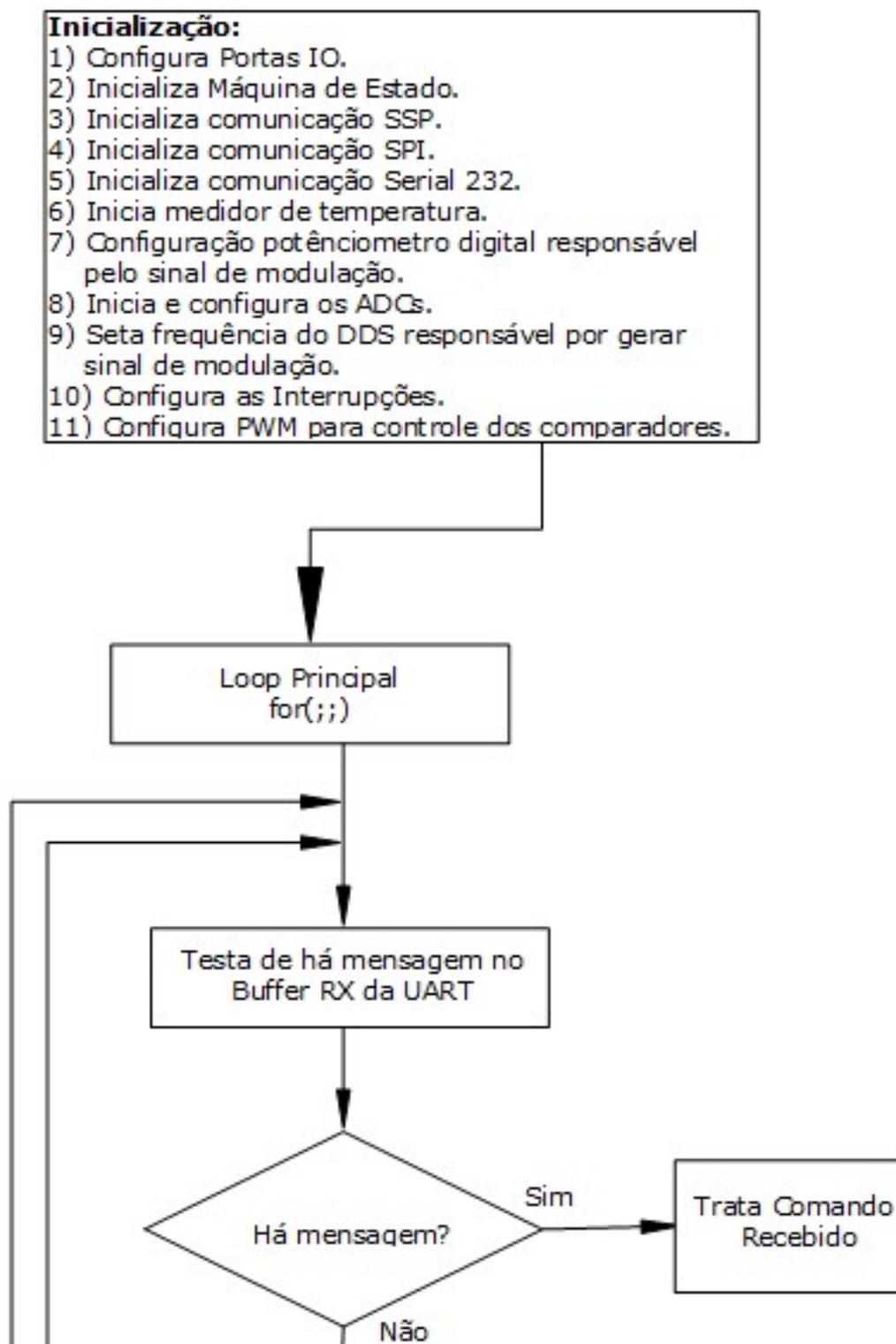
Anexo B

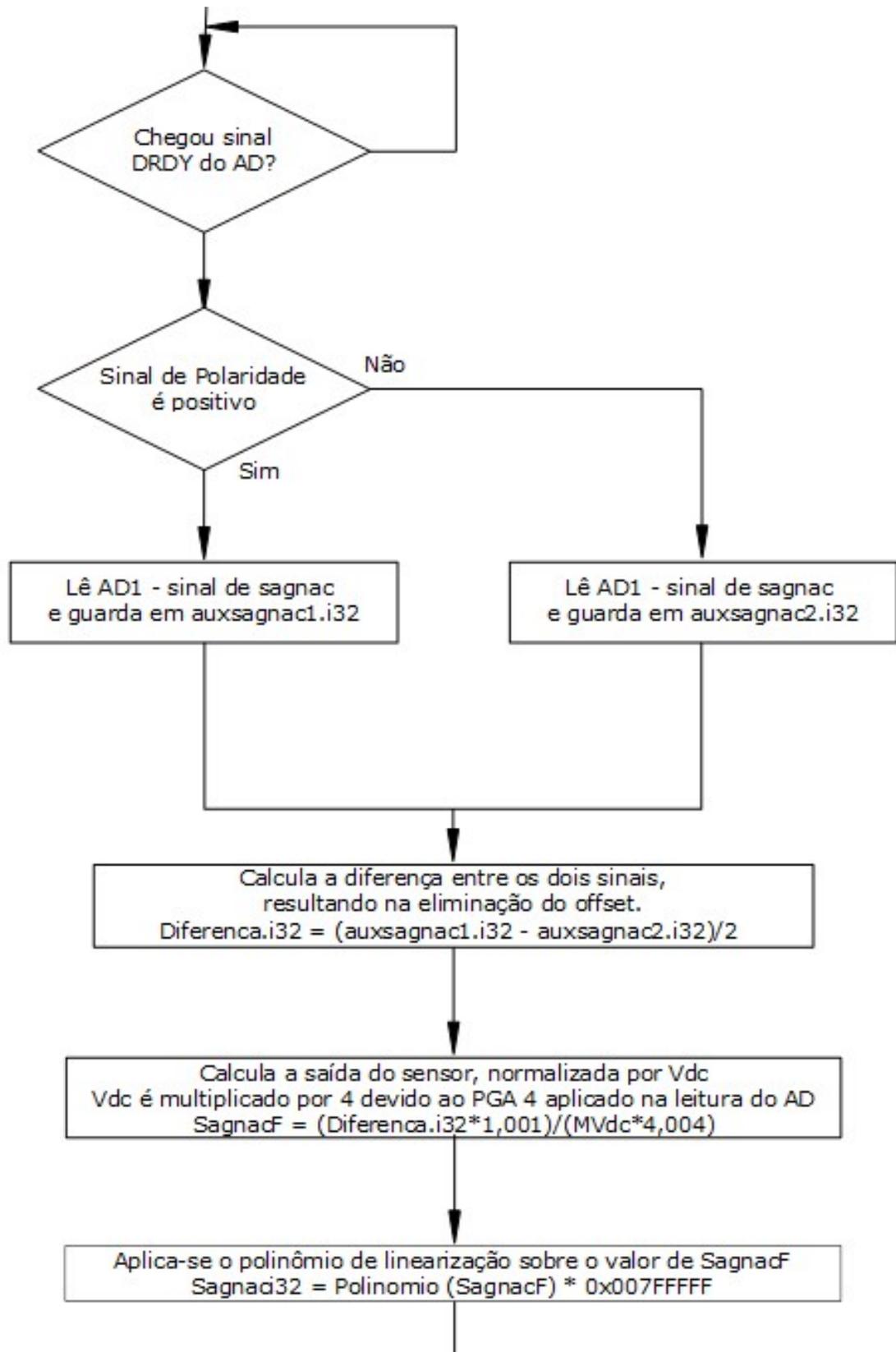
Diagrama de Blocos do circuito digital sintetizado no CPLD do giroscópio.

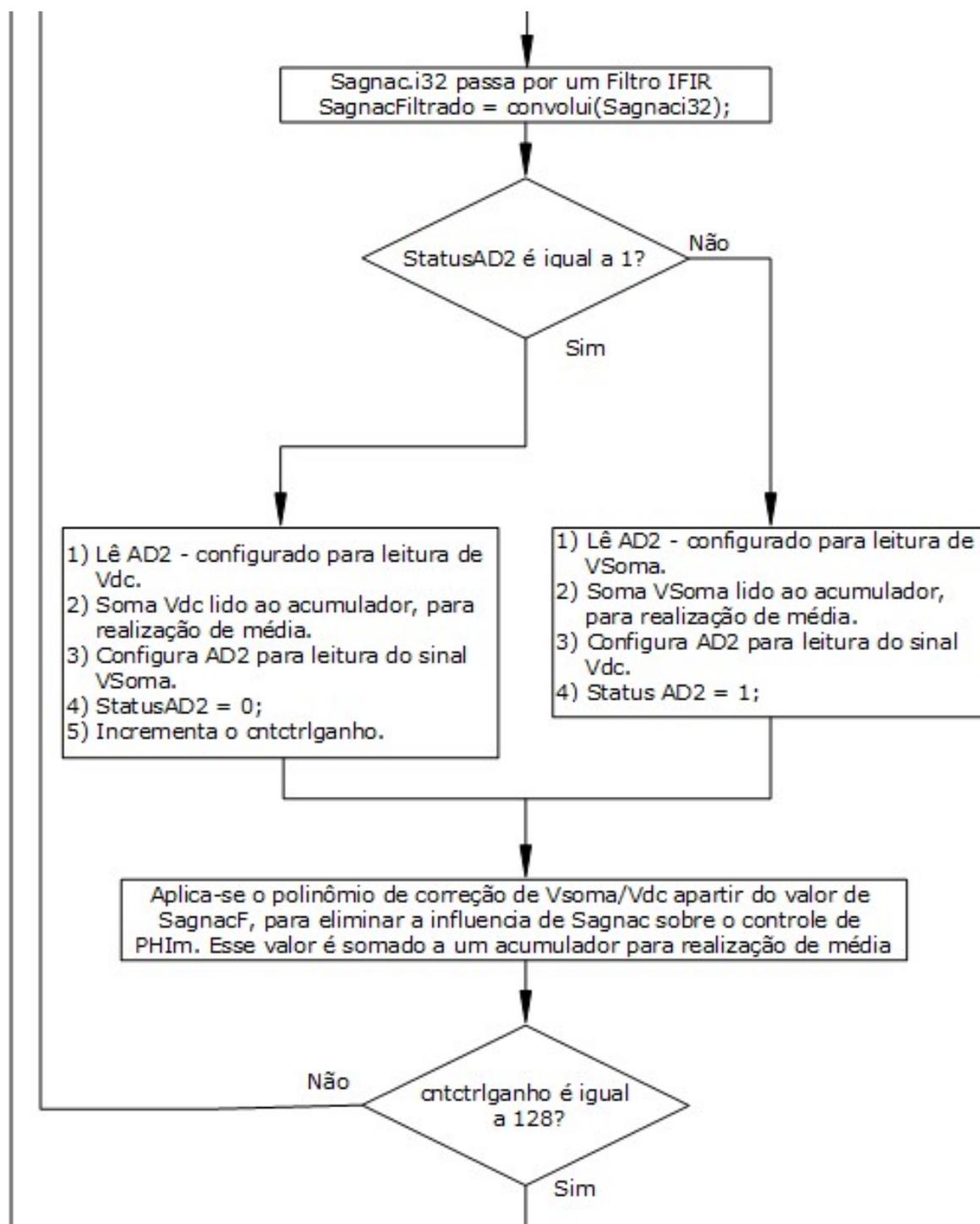


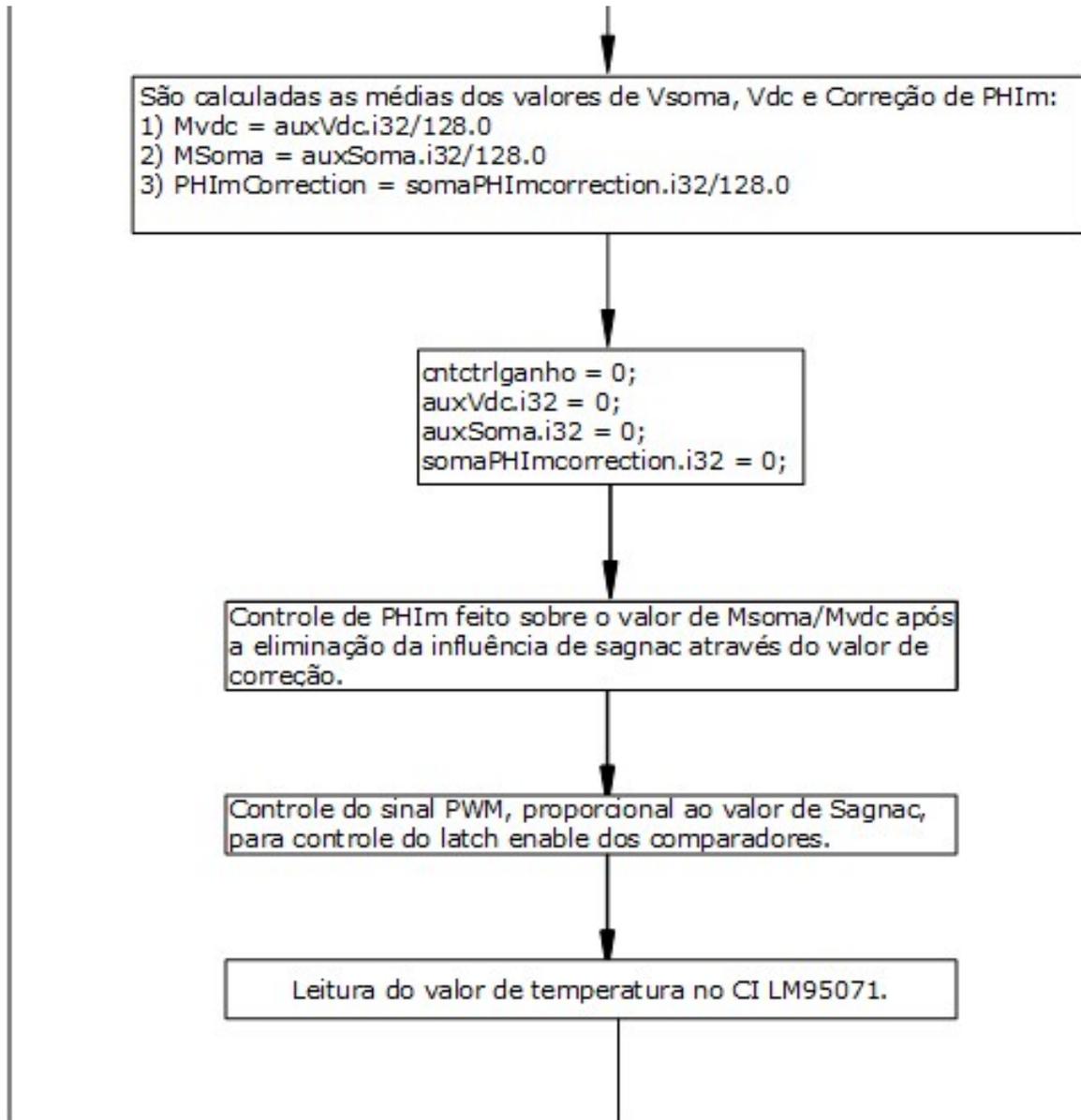
Anexo C

Fluxograma do *firmware* do giroscópio desenvolvido.



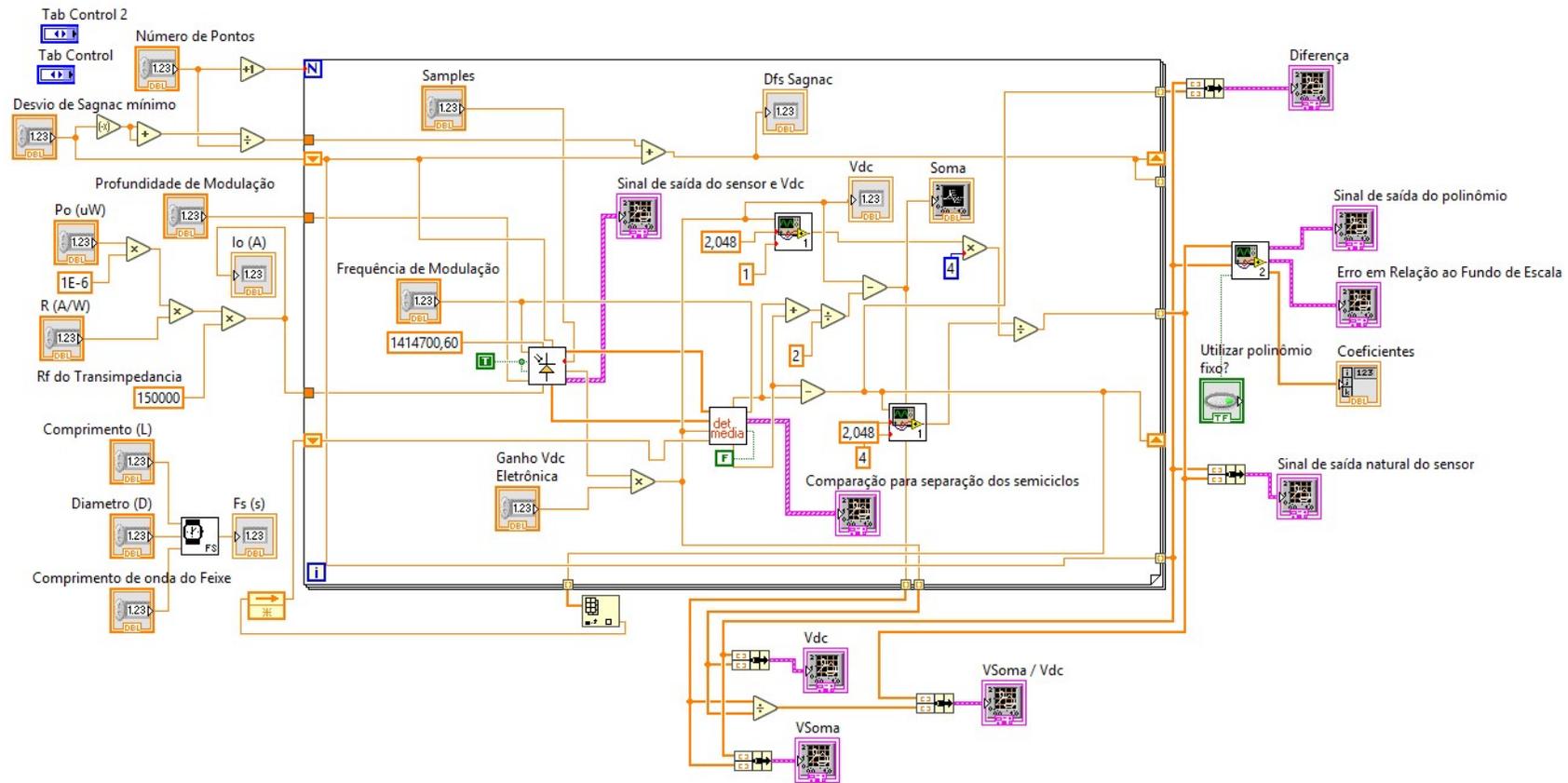




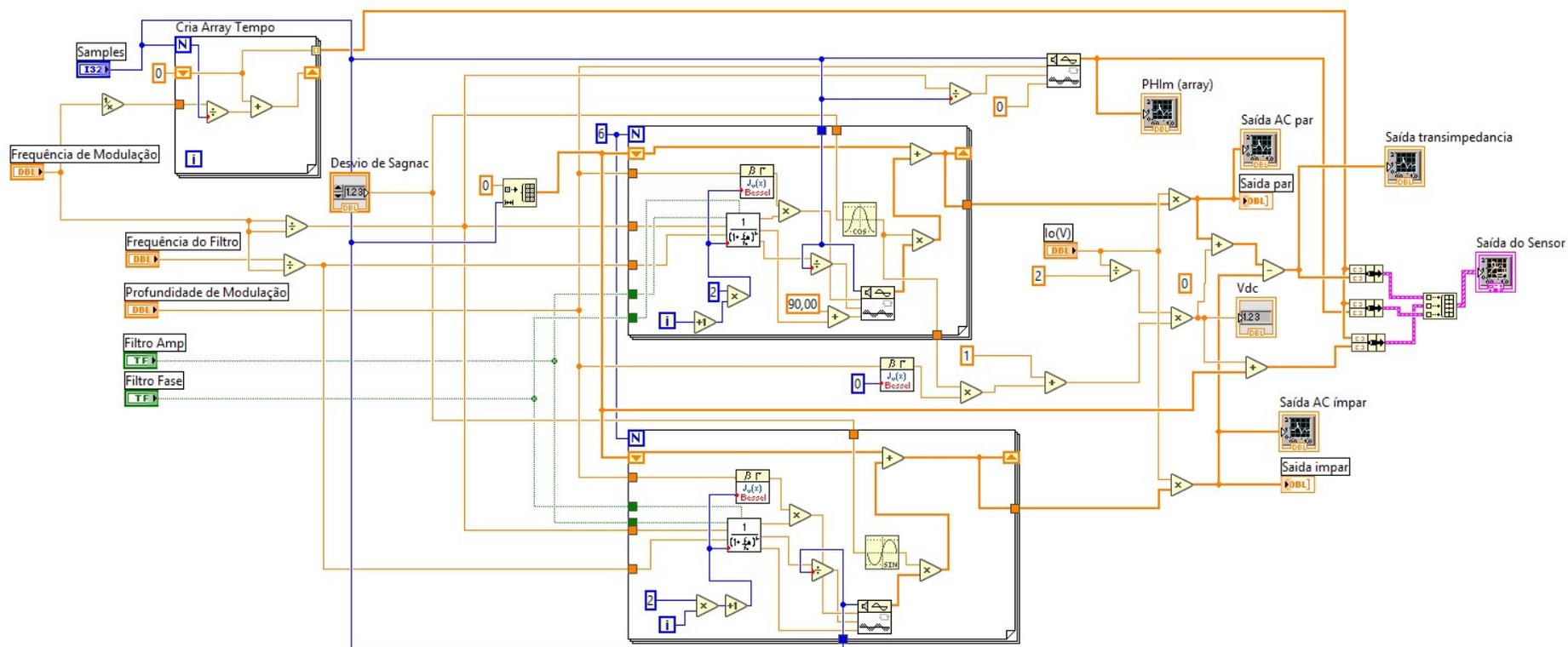


Anexo D

VI principal do simulador desenvolvido do giroscópio malha aberta com técnica *Mean Value*, utilizada no tratamento dos sinais envolvidos.



VI responsável pela geração óptica do simulador desenvolvido do giroscópio malha aberta com técnica *Mean Value*, resultando no sinal de saída do amplificador de transimpedância.



VI responsável pela separação dos semiciclos do simulador desenvolvido do giroscópio malha aberta com técnica *Mean Value*, sincronismo e controle dinâmico dos comparadores.

