



ANDERSON WEDDERHOFF SPENGLER

TÉCNICA DE CONDICIONAMENTO E PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA
GIRÔMETROS A FIBRA ÓPTICA COM MALHA FECHADA ÓPTICA

CAMPINAS

2014



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

ANDERSON WEDDERHOFF SPENGLER

TÉCNICA DE CONDICIONAMENTO E PROCESSAMENTO DE SINAIS
PARA GIRÔMETROS A FIBRA ÓPTICA COM MALHA FECHADA ÓPTICA

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Esse exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Anderson Wedderhoff Spengler, e orientada pelo Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

CAMPINAS

2014

iii

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Sp33t Spengler, Anderson Wedderhoff, 1986-
Técnica de condicionamento e processamento de sinais para girômetros interferométricos a fibra óptica com malha fechada óptica / Anderson Wedderhoff Spengler. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Giroscópios óticos. 2. Processamento de sinais. 3. Demodulação (Eletrônica). I. Ferreira, Elnatan Chagas, 1955-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Signal conditioning and processing technique for fiber optic gyroscopes with optical closed-loop

Palavras-chave em inglês:

Optical gyroscopes

Signal Processing

Demodulation (Electronics)

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Elnatan Chagas Ferreira [Orientador]

Osni Lisboa

Josiel Urbaninho de Arruda

José Antônio Siqueira Dias

Leandro Tiago Manera

Data de defesa: 07-03-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Anderson Wedderhoff Spengler

Data da Defesa: 7 de março de 2014

Título da Tese: "Técnica de condicionamento e processamento de sinais para girômetros a fibra óptica com malha fechada óptica"

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente):

Dr. Osni Lisboa:

Dr. Josiel Urbaninho de Arruda:

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias:

Prof. Dr. Leandro Tiago Manera:

À Daiane, meus pais, meus tios e avós.

AGRADECIMENTOS

Agradeço especialmente a todas as pessoas que foram essenciais para que conseguisse chegar a mais este ponto, e que certamente não será o fim e sim, um trecho de uma longa jornada.

Aos meus pais, avós e tios que sempre me impulsionaram e auxiliaram desde o início da minha vida, ao apoio e compreensão da minha amada, em vista o tempo que necessitei para desenvolver este projeto.

A companhia de meus colegas de departamento, Wellington, Felipe, Flávio, Pedro, Luís, Alcino, Hugo, Alex e Rodrigo, no desenvolvimento e a inestimável ajuda proporcionada.

Ao meu orientador, Prof. Elnatan, e ao Prof. Siqueira pela oportunidade de desenvolver o projeto e pela agradável convivência neste período, à Ester pela ajuda sempre que necessária.

A Optsensys que possibilitou a pesquisa com o empréstimo da parte óptica do girômetro, em especial ao Osni Lisboa pela ajuda durante o projeto.

“Gosto daquilo que me desafia. O fácil nunca me interessou, já o obviamente impossível sempre me atraiu – e muito”

(Clarice Lispector)

RESUMO

São apresentadas neste trabalho novas técnicas de condicionamento e processamento de sinais para girômetros interferométricos a fibra óptica (IFOG) em malha fechada óptica para sistemas de navegação inercial. Uma nova técnica de condicionamento do sinal do girômetro foi desenvolvida com o objetivo de minimização do *offset* da medida. As técnicas de modulações mais usadas na configuração de malha fechada óptica foram comparadas através de simulações e implementações físicas indicando algumas contribuições para melhoria delas. Uma nova técnica de modulação foi desenvolvida, com quatro níveis e seis fases. Os detalhes da montagem final são mostrados, enfatizando os pontos críticos da implementação, como os filtros utilizados no condicionamento do sinal e os componentes eletrônicos utilizados na geração do sinal de realimentação. Um girômetro foi desenvolvido utilizando a eletrônica apresentada neste trabalho e a parte óptica feita pela Optsensys. Ele apresentou deriva de aproximadamente $0,01^\circ/\text{h}$ e estabilidade do fator de escala na ordem de 10 ppm, valores compatíveis com girômetros da classe inercial. O *angle random walk* deste girômetro foi $0,0022^\circ/\sqrt{hr}$, superior ao indicado para a classe inercial.

Palavras-chave: Processamento de sinais. Giroscópios ópticos. Demodulação Eletrônica - Interferômetros.

ABSTRACT

In this work are presented new techniques for signal conditioning and processing for interferometric fiber optic gyroscopes (IFOG) with optical closed-loop for inertial navigation systems. A new conditioning technique for the gyro signal was developed in order to reduce the offset. The most commonly used modulation techniques were compared through simulations and implementations indicating some improvements. A new modulation technique was developed, with four levels and six phases. Details of the final assembly are shown, emphasizing the critical points of implementation, such as the filters used in signal conditioning and electronic components used in the generation of the feedback signal. A gyro was developed using shown electronics and an optical made by Optsensys. It achieved a bias instability of approximately $0.01 \text{ }^\circ/\text{h}$ and scale factor stability on the order of 10 ppm, consistent with the inertial class specifications. The gyro's angle random walk was $0.0022 \text{ }^\circ/\sqrt{\text{hr}}$, this value is higher than that indicated for the inertial class.

Keywords: Signal Processing. Optical Gyroscopes. Electronic demodulation – Interferometer.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Representação esquemática de uma malha interferométrica utilizada para demonstrar o efeito de Sagnac [2].	5
Figura 1.2 – Feixes contrapropagantes em uma malha circular de fibra óptica com rotação igual a zero (a) e com rotação diferente de zero (b) [3].	6
Figura 1.3 –Configuração clássica do girômetro a fibra óptica [4].	8
Figura 1.4 – Configuração clássica do girômetro a fibra óptica com a inclusão do modulador de fase[4].	9
Figura 1.5 – Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e da frequência, quando não há rotação[5].	10
Figura 1.6 – Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e da frequência, quando há rotação[5].	11
Figura 1.7 – Diagrama de tempo da técnica de detecção do cruzamento de zero, onde $\Delta\phi_1 = 0.1$, $\Delta\phi_2 = 0.4$, $\Delta\phi_3 = 0.7$, $\phi_n = 2 \text{ rad}$ [6].	12
Figura 1.8– Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo).	14
Figura 1.9 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [10].	14
Figura 1.10 – Gráficos que mostram como a aplicação de uma modulação de fase com onda triangular resulta uma onda moduladora quase-quadrada de diferença de fase [14].	16
Figura 1.11 – Modulação de quatro fases.	17
Figura 1.12 – Atrasos percebidos pelo sistema para a modulação de quatro fases.	17
Figura 1.13 – Saída em função da modulação e também da rotação[16].	18
Figura 2.1 – Requisitos de acurácia e fator de escala para cinco classes de aplicações com a indicação do desempenho de IFOGs de laboratório em 1984 [2].	21
Figura 2.2 - Aplicações e desempenho de girômetros em 2001. [28]	22
Figura 2.3 – Comparação de tecnologias de giroscópios e aplicações em 2003. [29]	23
Figura 2.4 – Comparação de tecnologias de comerciais em 2012. [25]	24
Figura 3.1– Configuração clássica do girômetro a fibra óptica em malha aberta[4].	25
Figura 3.2 – Configuração do girômetro a fibra óptica em malha fechada óptica.	26
Figura 3.3 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [11].	28
Figura 3.4 – Diagrama de blocos para a técnica de condicionamento do sinal.	28

Figura 3.5 – Atribuição das fases para cada filtro dependendo do valor do <i>flag</i> de conversão.	30
Figura 3.6 – Sinais de controle e o efeito no sinal de entrada do conversor A/D.	30
Figura 3.7– Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo).	32
Figura 3.8 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [10].	33
Figura 3.9– Implementação da modulação de dois níveis com a rampa de compensação.	34
Figura 3.10 – Reinicialização dos níveis de modulação de dois níveis e efeito no sinal de saída do transimpedância.	36
Figura 3.11– Modulação de quatro níveis periódica, inserida entre modulação de dois níveis.	37
Figura 3.12 – Níveis de tensão normalmente usados na modulação de quatro níveis e quatro fases.	38
Figura 3.13 – Modulação de 4 níveis, gráfico de resposta e a saída provocada [17].	39
Figura 3.14 – Sinais de controle da amostragem, sinal do transimpedância e a modulação.	40
Figura 3.15 – Comparativo entre tamanhos de degraus de reinicialização.	41
Figura 3.16 – Modulação de quatro níveis e quatro fases quando há a reinicialização.	42
Figura 3.17 – Modulação de quatro níveis e quatro fases quando há a reinicialização.	43
Figura 3.18 – Sequência dos níveis para a modulação de quatro níveis com reinicialização de π	44
Figura 3.19 – Sequência dos níveis para a modulação de quatro níveis com dupla reinicialização de π	46
Figura 3.20 – Comportamento do sinal de saída para uma rotação emulada de $-10 - 6\pi \text{ rad/s}$	48
Figura 3.21 – Comportamento do sinal de saída para uma rotação emulada de $-10 - 5\pi \text{ rad/s}$	48
Figura 3.22 – Resposta de um girômetro ressonante a imperfeições na rampa digital [33]	49
Figura 3.23 – Erro de não-linearidade integral do conversor AD5546 [35]	50
Figura 3.24– Modulação de seis fases	51
Figura 3.25 – Modulação de seis fases com modulações múltiplas de $\pi/4$	52
Figura 3.26 – Efeito da escolha de limites de comparação menores que a soma da modulação e do degrau de reinicialização.	53
Figura 3.27 – Modulação de seis fases com modulações $\pi/3$	55

Figura 3.28 – Modulação de três níveis e seis fases (a) e o sinal de saída do transimpedância (b).	57
Figura 3.29 – Modulação de seis fases quando há reinicialização (b) e sinal de saída do transimpedância (a).....	58
Figura 3.30 – Reinicialização da rampa digital positiva para a modulação de seis fases (a) e o efeito no sinal de saída do transimpedância (b).....	59
Figura 3.31 – Reinicialização da rampa digital negativa para a modulação de seis fases (a) e o efeito no sinal de saída do transimpedância (b).....	59
Figura 3.32 – Comportamento da modulação para rotações com valores altos.	60
Figura 3.33 – Comportamento da modulação para rotações que forcem a dupla reinicialização.	60
Figura 4.1 – Foto da parte óptica e da eletrônica da fonte luminosa.	62
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do circuito eletrônico implementado.....	63
Figura 4.3 – Gráfico do sinal de saída do transimpedância com a indicação da região selecionada pelo acionamento das chaves.....	66
Figura 4.4 – Gráfico do <i>flag</i> de conversão (a), do sinal de modulação (b) e sinais de controle das chaves para seleção dos valores para rotação (c) e (d).	67
Figura 4.5 – Configuração do filtro analógico inicialmente utilizado.....	68
Figura 4.6 – Configuração Sallen-Key do filtro analógico ativo	68
Figura 4.7 – Comparação da saída dos filtros analógicos: ativo e passivo.	69
Figura 4.8 – Relação entre o <i>flag</i> de conversão(a), o sinal de saída do filtro analógico (b), o controle de início de conversão (c) e final da conversão (d).	70
Figura 4.9 – Resposta do filtro IFIR utilizado (b) e filtro imagem gerado (a).	73
Figura 4.10 – Diagrama de blocos da rotina implementada no CPLD.....	75
Figura 5.1 – Diagrama de conexão dos equipamentos utilizados.....	77
Figura 5.2 – Resposta do sistema a um sinal constante na entrada com a variação da temperatura.	78
Figura 5.3 – Gráfico da variância de Allan utilizando duas escalas, uma de tensão e outra de %/h.	79
Figura 5.4 – Diagrama da montagem executada.	80
Figura 5.5 – Comparação da saída do girômetro quando submetido a um ensaio de inversão Norte-Sul, medido com e sem a técnica de aquisição com eliminação de <i>offset</i>	81

Figura 5.6 – Saída do girômetro em repouso.	82
Figura 5.7 – Sinal de saída do girômetro submetido a uma rotação norte-sul.	83
Figura 5.8 – Sinal de saída do girômetro antecessor submetido a uma rotação norte-sul [5]	84
Figura 5.9 – Variância de Allan para o girômetro com modulação de 6 fases.	85
Figura 5.10 – Variância de Allan para o girômetro com modulação de 2 fases e 2 níveis.	87
Figura 5.11 – Fotografia do girômetro montado no centro da mesa giratória.	88
Figura 5.12 – Sinal de saída do girômetro para o teste de linearidade.	89
Figura 5.13 – Aproximação dos níveis de rotação por média.	89
Figura 5.14 – Erro de linearidade medido com a média dos degraus.	90
Figura 5.15 – Erro de não-linearidade calculado com os pontos 12,5°/s e -12,5°/s.	91
Figura 5.16 – Resultado do ensaio para a estabilidade do fator de escala.	92
Figura A. 1 – Gráficos do sinal adquirido no tempo enfatizando a formação dos agrupamentos para o cálculo da Variância de Allan para quatro valores de τ	108
Figura A. 2 – Gráfico típico do cálculo da Variância de Allan [23].	110
Figura A. 3 – Resultado do cálculo da Variância de Allan para um IFOG medindo a rotação local da Terra.	111
Figura A. 4 - Gráfico resultante de 1000 integrações de 1000 lançamentos (a) e a distribuição estatística desses 1000 lançamentos (b).	112
Figura A. 5 - Gráfico da Variância de Allan evidenciando o calculo do coeficiente N. [29].	113
Figura A. 6 - Gráfico da Variância de Allan gerado com ruídos do tipo $1f_0$, $1f_1$, $1f_2$ e f_2 ... 116	
Figura A. 7 - Gráfico da potência espectral gerado com ruídos do tipo $1f_0$, $1f_1$, $1f_2$, f_2 e soma deles.	117
Figura B.1 – Algoritmo para tratamento da interrupção com a leitura dos conversores e controles.	120
Figura B.2 – Rotina para ajuste inicial e controle do fator escala.	122
Figura B.3 – Diagrama de blocos da rotina implementada no CPLD.	124
Figura B.4 – Programação lógica do bloco RAMPA_DA.	126

LISTA DE TABELAS

TABELA 1.1 – DESEMPENHO TÍPICO DE CLASSES DE GIRÔMETROS [22]	19
TABELA 4.1 – CARACTERÍSTICAS DO FILTRO IFIR IMPLEMENTADO.....	72
TABELA A. 1 – CLASSIFICAÇÃO DOS TRÊS MODOS DE RUÍDOS ALEATÓRIOS PRINCIPIAIS APLICADOS A GIROSCÓPIOS [23]	116

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC – Conversor Analógico-Digital

AEB – Agência Espacial Brasileira

ARW – *Angle Random Walk*

CPLD – *Complex Programmable Logic Device*

DAC – Conversor Digital-Analógico

GPS – *Global Positioning System*

IAE – Instituto de Aeronáutica e Espaço

IEAv – Instituto de Estudos Avançados

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFOG – *Interferometric Fiber Optic Gyroscope*

IMU – *Inertial Measurement Unit*

IOC – *Integrated Optical Chip*

ITA – Instituto Tecnológico da Aeronáutica

MEMS – *Microelectromechanical System*

MIOC – *Multifunction Integrated Optical Chip*

RLG – *Ring Laser Gyrometer*

SIA - Sistemas de Navegação Inercial para Aplicação Aeroespacial

SLED – *Superluminescent LED*

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA.....	1
OBJETIVOS.....	2
ESTRUTURA DO TRABALHO.....	2
1 O GIRÔMETRO INTERFEROMÉTRICO A FIBRA ÓPTICA	5
1.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	5
1.2 CONFIGURAÇÕES DE GIRÔMETROS.....	7
1.2.1 Malha óptica aberta com modulação analógica	7
1.2.2 Malha Óptica Fechada com Modulação/Demodulação Digital	13
1.3 CLASSIFICAÇÃO DE GIRÔMETROS.....	18
2 EVOLUÇÃO DO DESEMPENHO DOS IFOGS	21
3 TÉCNICAS PROPOSTAS E IMPLEMENTADAS	25
3.1 TÉCNICA PARA CONDICIONAMENTO DO SINAL.....	27
3.2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO.....	31
3.2.1 Modulação de Dois Níveis	32
3.2.2 Modulação de Quatro Níveis e Quatro fases	38
3.2.2.1 Excursão do conversor D/A e limites de comparação.....	40
3.2.2.2 Rotação de fundo de escala.....	43
3.2.3 Modulação de Quatro Níveis e Seis Fases	50
3.2.3.1 Excursão do conversor D/A e limites de comparação.....	51
3.2.3.2 Rotação de fundo de escala.....	53
3.2.4 Modulação de Quatro Níveis e Seis Fases Modificada	55
3.2.4.1 Excursão do conversor D/A e limites de comparação.....	55
3.2.4.2 Rotação de fundo de escala.....	56
4 O GIRÔMETRO CONSTRUÍDO	61
4.1 ÓPTICA E ELETRÔNICA DA FONTE LUMINOSA.....	61
4.2 CIRCUITO ELETRÔNICO.....	62
4.2.1 As chaves analógicas e o seus acionamentos	65
4.2.2 Os filtros analógicos	67

4.2.3 O Conversor Analógico-Digital e suas Configurações	70
4.2.4 – Microcontrolador ARM7	71
4.2.5 – O Dispositivo Lógico Programável Complexo - CPLD	74
5 RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	77
5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TÉCNICA DE CONDICIONAMENTO	77
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O SISTEMA COMPLETO	81
6 CONCLUSÕES.....	95
7 TRABALHOS FUTUROS.....	97
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99
APÊNDICES	105
APÊNDICE A – VARIÂNCIA DE ALLAN	107
A.1 DEFINIÇÃO MATEMÁTICA	107
A.2 RUÍDOS E ANÁLISES	109
A.2.1 Angle Random Walk	111
A.2.1.1 Convertendo Especificação de ARW em tamanho do ruído.....	113
A.2.2 Deriva (<i>Bias Instability</i>)	114
A.2.3 Rate Random Walk	114
A.2.4 Rate Ramp.....	114
A.2.5 Ruído de Quantização (<i>Quantization Noise</i>)	115
A.2.6 Modos de ruído aleatórios e efeitos sobre a Variância de Allan	115
APÊNDICE B – DETALHES SOBRE O <i>FIRMWARE</i>.....	119
B.1 <i>FIRMWARE</i> DO ARM7	119
B.2 LÓGICA IMPLEMENTADA NO CPLD	123
APÊNDICE C – ÍNDICES DO FILTRO IFIR.....	127

INTRODUÇÃO

CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA

As unidades de medição inerciais (IMUs) estão presentes no nosso cotidiano. A maioria dos *tablets* e *smartphones* possui uma IMU de baixo desempenho baseada em tecnologia MEMs. Estas unidades são constituídas por um conjunto de acelerômetros e girômetros, normalmente um sensor de cada tipo para cada um dos eixos, podendo haver elementos redundantes. Podem haver ainda elementos adicionais para o auxílio à navegação e direcionamento, como magnetômetros ou a fusão sensorial com GPS.

A aplicação determina as especificações das unidades de medição inercial. Enquanto para os *tablets*, *smartphones* e *consoles* o desempenho pode ser baixo, há algumas aplicações críticas que demandam o uso de tecnologias mais avançadas, como por exemplo, veículos lançadores de satélite, satélites e submarinos. Este tipo de tecnologia estratégica é vital para os setores militar, naval e aeroespacial, com alto valor agregado e sujeita inclusive a embargos de comercialização internacional. Os acelerômetros e girômetros são elementos críticos dos sistemas de navegação inercial, os erros envolvidos na leitura desses sensores são integrados no tempo, podendo resultar em erros grandes, caso o sistema seja usado por um longo período.

Existe uma demanda constante por sensores cada vez melhores, visando à obtenção de IMUs para funcionamento autônomo por períodos de tempo cada vez mais longos.

A tecnologia predominante nos girômetros até a segunda parte do século XX era a mecânica. Estes equipamentos utilizavam a conservação de movimento para medir a rotação. Na década de 1960 a marinha dos Estados Unidos iniciou o estudo de novas tecnologias para medir rotações, resultado nos primeiros girômetros ópticos. Primeiramente foram desenvolvidos os *Ring Laser Gyroscopes* (RLG), e depois como desdobramento da pesquisa os girômetros interferométricos baseados em fibra óptica (IFOG – *interferometric fiber optic gyroscopes*), além de outras. No Brasil o desenvolvimento dos IFOGs foi iniciado no 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 são feitos no Brasil pelo IEAv, pela empresa Optsensys (originada por ex-pesquisadores do IEAv), Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE/DCTA) e

também pelo Departamento de Eletrônica e Microeletrônica (DEMIC) da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Para o desenvolvimento de um sistema de navegação inercial para aplicações aeroespaciais previstas no Programa Nacional de Atividades Espaciais a Agência Espacial Brasileira estabeleceu o Projeto Sistemas de Navegação Inercial para Aplicação Aeroespacial (SIA) a ser realizado pelo IEAv, o IAE, o Instituto Tecnológico da Aeronáutica (ITA) e o INPE.

A linha de pesquisa em girômetros foi iniciada no Departamento de Eletrônica e Microeletrônica (DEMIC) há cerca de 15 anos, com algumas teses de doutorado e dissertações de mestrado sobre o tema.

OBJETIVOS

Projetar, implementar e testar a eletrônica de condicionamento e processamento de sinais para um girômetro interferométrico a fibra óptica com malha óptica fechada, para aplicações em sistemas de classe inercial, desenvolvidos visando a aplicação em sistemas de controle de atitude e órbita de satélites.

Implementar e testar uma nova técnica para condicionamento do sinal do girômetro, com o intuito de minimizar o *offset* da medida.

Implementar e testar uma modulação de quatro níveis e seis fases, desenvolvida para alcançar as especificações inerciais para girômetros.

ESTRUTURA DO TRABALHO

No primeiro capítulo é apresentada a fundamentação teórica, tratando de forma resumida o efeito de Sagnac, a configuração de malha aberta e aprofundando-se mais na configuração de malha óptica fechada, finalizando com a classificação de girômetros.

No segundo capítulo é mostrada a evolução da tecnologia dos IFOGs nos últimos trinta anos e como ela está ultrapassando em desempenho as outras tecnologias.

O terceiro capítulo apresenta as inovações deste trabalho. Neste capítulo é detalhada a técnica para condicionamento dos sinais do girômetro com o objetivo de reduzir o *offset* da medida. Também é apresentada a nova técnica de modulação de quatro níveis e seis fases.

No quarto capítulo são descritos os detalhes sobre a montagem do sistema.

No quinto capítulo são apresentados os resultados para o girômetro montado.

No apêndice é mostrado o método da variância de Allan, método recomendado na norma do IEEE para a caracterização de girômetros.

1 O GIRÔMETRO INTERFEROMÉTRICO A FIBRA ÓPTICA

1.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio físico sob o qual está baseado o funcionamento do girômetro óptico é o efeito de Sagnac. Este efeito foi proposto teoricamente em 1911 por Max von Laue, mas acabou recebendo o nome devido à Georges Sagnac que em 1913 demonstrou o efeito [1]. Sagnac mostrou que duas ondas adquirem uma diferença de fase ao se propagarem em direções opostas em uma malha interferométrica, que sofre rotação em seu eixo. A Figura 1.1 ilustra a montagem do experimento realizado para comprovação do efeito de Sagnac.

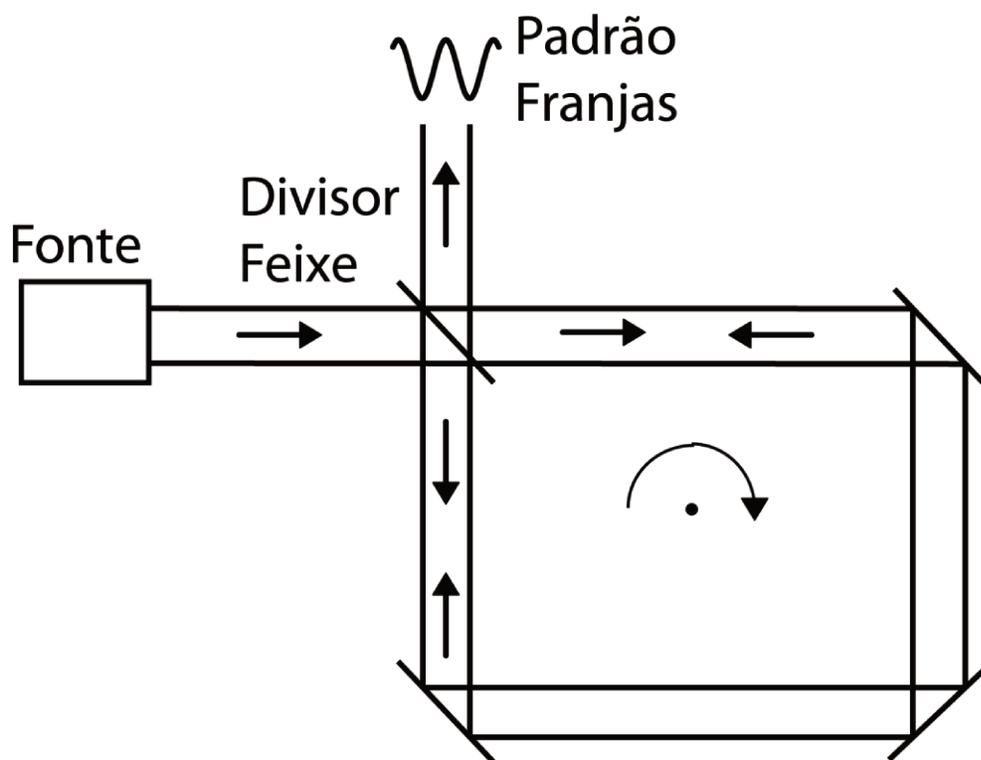


Figura 1.1 - Representação esquemática de uma malha interferométrica utilizada para demonstrar o efeito de Sagnac [2].

Essa diferença de fase se deve ao aumento do tamanho do caminho percorrido por um dos feixes e diminuição do tamanho do caminho atravessado pelo outro feixe. A Figura 1.2 mostra o comportamento dos feixes quando há rotação do meio para o caso do girômetro interferométrico

a fibra óptica (IFOG) a bobina de fibra óptica. Os feixes partem do mesmo ponto com a mesma velocidade. Quando não há rotação ($\Omega = 0$) o tamanho do caminho percorrido por ambos os feixes (L) é exatamente igual, porém quando há uma rotação ($\Omega \neq 0$), um dos feixes percorrerá uma distância ΔL a mais do que o outro feixe.

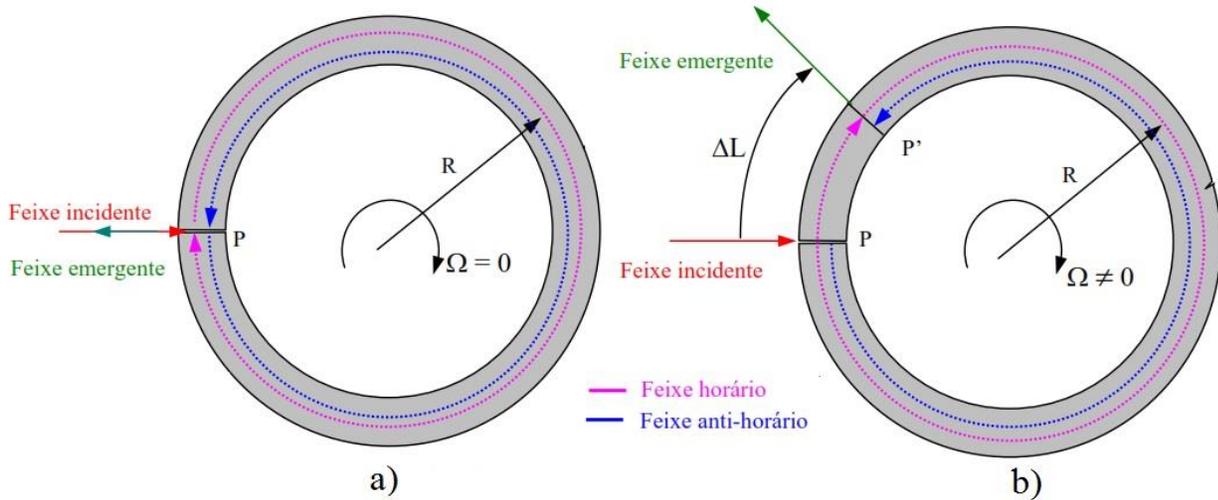


Figura 1.2 – Feixes contrapropagantes em uma malha circular de fibra óptica com rotação igual a zero (a) e com rotação diferente de zero (b) [3].

A diferença do tamanho dos caminhos pode ser expressa como [2]:

$$\Delta L = \frac{4A}{c_o} \Omega \quad (1.1)$$

Onde ΔL a diferença de distância percorrida, A a área do círculo de raio R , c_o a velocidade da luz no meio, e Ω o ângulo total de rotação. Contudo o que é medido é a defasagem de Sagnac dos dois feixes em uma bobina, que normalmente possui um número N de voltas. A defasagem $\Delta\phi_s$ pode ser expressa como [2]:

$$\Delta\phi_s = \frac{8\pi AN}{\lambda c_o} \cdot \Omega \quad (1.2)$$

Onde λ é o comprimento de onda do feixe de luz. É mais comum a representação em função do comprimento total da fibra ($L = \pi DN$) e do diâmetro da bobina de fibra óptica ($D^2 = 4A/\pi$), resultando na seguinte expressão:

$$\Delta\phi_s = \frac{2\pi LD}{\lambda c_0} \cdot \Omega = Fs \cdot \Omega \quad (1.3)$$

Onde F_s é conhecido como fator de escala do interferômetro. A estabilidade do fator de escala do girômetro é de suma importância durante o funcionamento do girômetro. Qualquer variação do fator de escala irá alterar o valor da defasagem adquirido.

Outra característica importante do girômetro é o tempo de trânsito de um feixe luminoso, que é definido como a relação entre o comprimento total da fibra óptica (L) e a velocidade da luz no meio (v), como pode ser visto na Equação 1.4:

$$t_{tr\grave{a}nsito} = \frac{L}{v} \quad (1.4)$$

1.2 CONFIGURAÇÕES DE GIRÔMETROS

Com relação à parte óptica, os girômetros podem ser de malha aberta ou malha fechada. Os girômetros de malha óptica fechada apresentam, em geral, melhor desempenho e maior custo do que os girômetros de malha óptica aberta.

1.2.1 Malha óptica aberta com modulação analógica

A configuração mínima de um girômetro interferométrico a fibra óptica, utiliza fibras monomodo e um polarizador para assegurar que os feixes de luz contrapropagantes percorram o mesmo caminho óptico e tenham o mesmo modo de polarização espacial. Uma representação deste tipo de girômetro é apresentada na Figura 1.3.

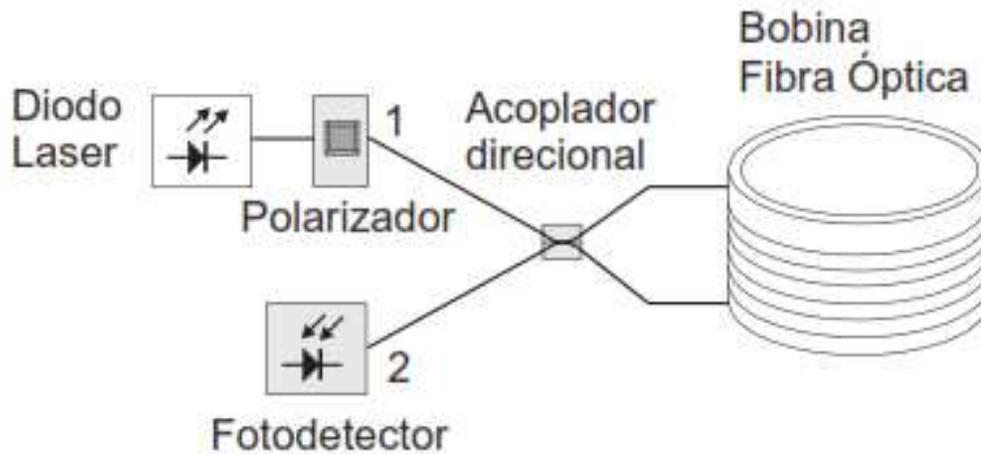


Figura 1.3 –Configuração clássica do girômetro a fibra óptica [4].

Esta configuração não possui nenhuma realimentação do sinal detectado com o objetivo de anular a defasagem de Sagnac, por isso é denominada malha aberta óptica. A corrente de saída do fotodetector I_d é expressa por [3]:

$$I_d = \frac{I_0}{2} (1 + \cos \Delta\phi_s) \quad (1.5)$$

Em que I_0 , a corrente máxima de saída é expressa por [3]:

$$I_0 = \frac{\eta_d P_0 q}{h\nu} \quad (1.6)$$

Onde P_0 é a potência óptica da luz incidente no fotodetector, η_d a eficiência quântica do fotodetector, q a carga do elétron, $h\nu$ a energia do fóton, sendo h a constante de Plank. Algumas conclusões sobre o funcionamento da configuração mínima do girômetro podem ser tiradas observando-se a equação (1.5): (i) a sensibilidade para pequenas rotações é muito baixa, o que para um sistema de alto desempenho é problemático, (ii) a função da equação (1.5) é uma função par, o que impede a determinação do sentido de rotação e (iii) a corrente de saída é passível a possíveis flutuações da potência da fonte luminosa, provocando erros nas medições.

Para contornar esses problemas pode-se incluir um modulador de fase no sistema de tal modo que a corrente de saída se transforme numa função ímpar. Este modulador, na configuração

clássica, gera um atraso de fase de $\pi/2$. Na Figura 1.4 é mostrado como ficaria a configuração clássica do girômetro em malha aberta com o modulador de fase.

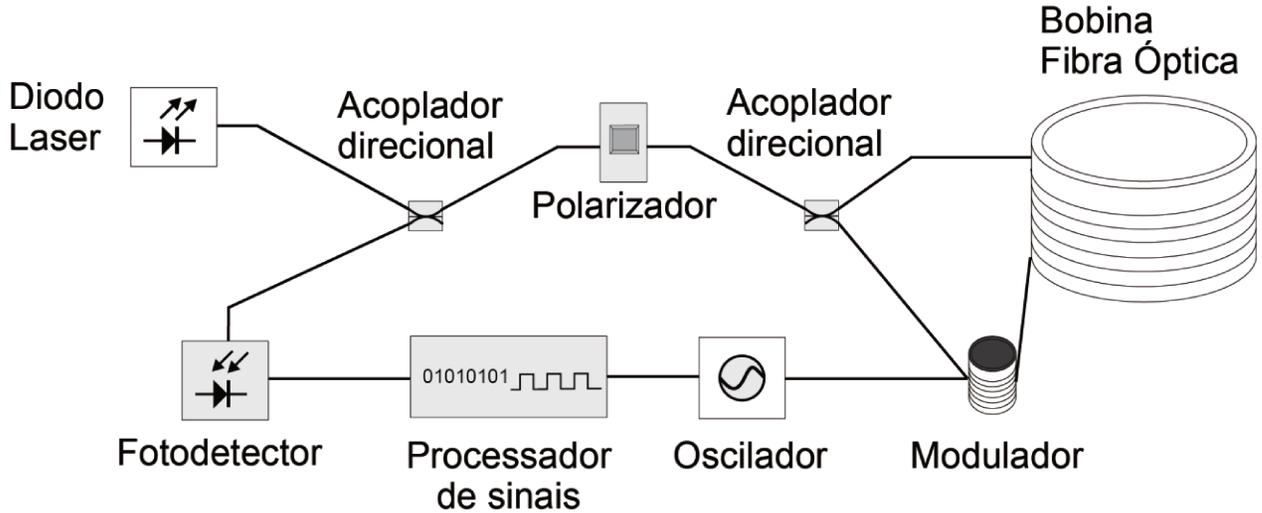


Figura 1.4 – Configuração clássica do girômetro a fibra óptica com a inclusão do modulador de fase[4].

Este modulador é, por exemplo, um cilindro de material piezoelétrico submetido a variações de tensão na forma senoidal para aumentar de modo controlado o caminho óptico do feixe que por ele passa ao expandir a fibra óptica. A corrente de saída do fotodetector após a inclusão do modulador fica [3]:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} (1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_n \sin(\omega_m t))) \quad (1.7)$$

Onde ϕ_n é a profundidade de modulação introduzida entre os dois feixes. A expansão da equação (1.7) em série de Fourier resulta em uma função dependente da função de Bessel de primeira espécie e de ordem n. Essa dedução e mais detalhes sobre a expansão podem ser vistos nas referências [3-5]. É interessante observar a resposta do sistema com a modulação para as situações de operação. Na Figura 1.5 é apresentada a resposta do sistema quando não há rotação.

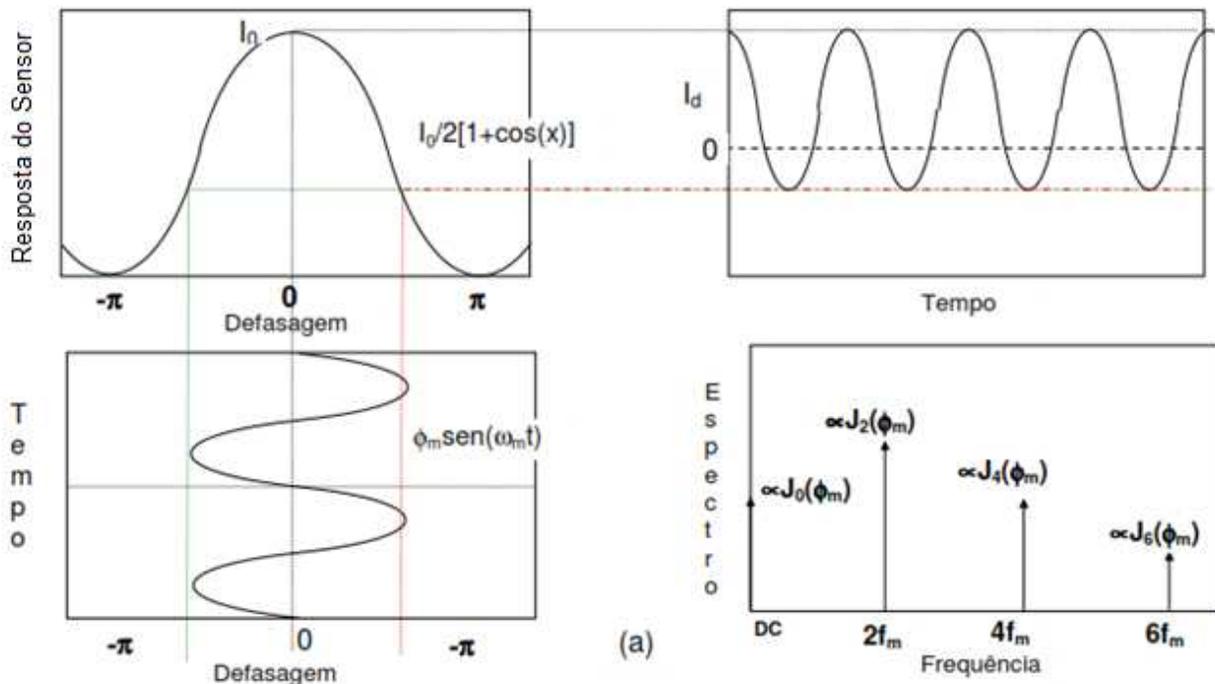


Figura 1.5 – Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e da frequência, quando não há rotação[5].

Na Figura 1.6 é mostrado o comportamento da corrente do fotodetector quando há rotação. A onda senoidal (modulação) do gráfico da defasagem no tempo (gráfico inferior esquerdo) não está mais em torno do zero, há o acréscimo de um nível DC referente à defasagem introduzida pela rotação $\Delta\phi_s$, isto leva a outros pontos na curva de resposta (gráfico superior esquerdo), o que deforma a resposta da corrente de saída.

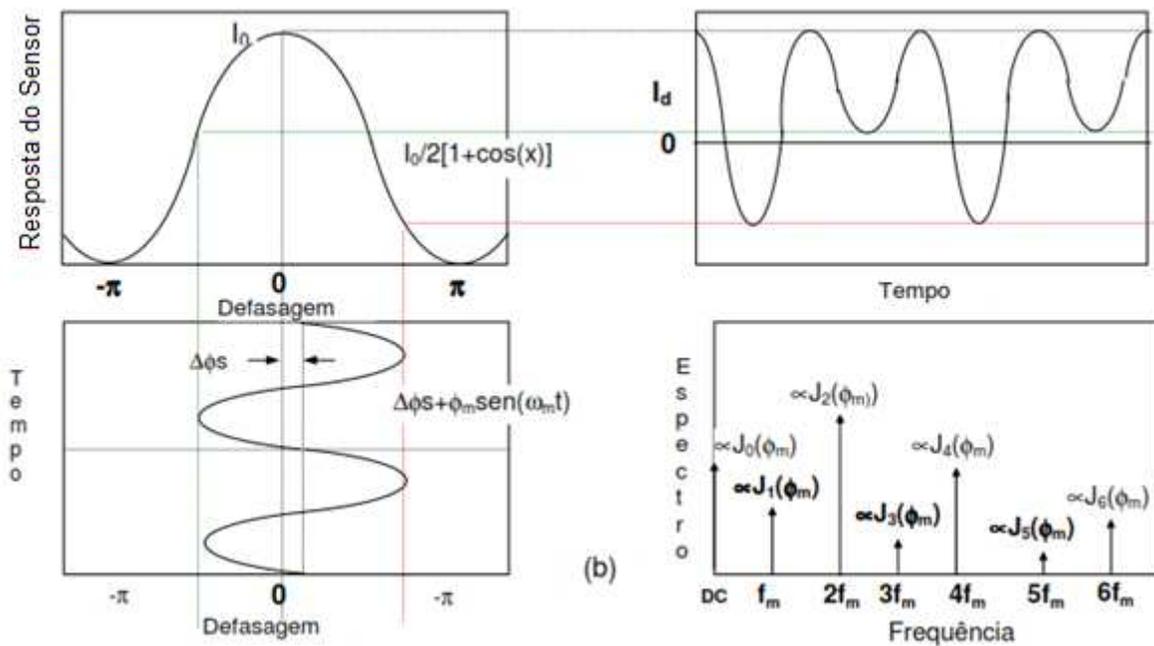


Figura 1.6 – Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e da frequência, quando há rotação[5].

Esta variação na resposta é utilizada para medir a velocidade angular, assim como mostrado por Tselikov [6]. Detectando os cruzamentos da resposta pelo nível DC médio é possível, através da diferença de área de dois vales consecutivos, medir um valor proporcional à defasagem de Sagnac.

Na Figura 1.7 é ilustrado o efeito da rotação na corrente do detector. O tempo de trânsito é $1/f$, mostrado na primeira parte da figura, correspondente a um período da onda de modulação. Observa-se que quando há um aumento na rotação, os vales M tem sua área diminuída, enquanto os vales N tem sua área aumentada. A técnica utilizada nos trabalhos anteriores desenvolvidos no DEMIC [3-5] utiliza este princípio. Os valores médios das tensões de cada vale são amostrados com o uso de chaves em ramos separados do circuito, para então ser realizada uma conversão analógico-digital diferencial dos sinais.

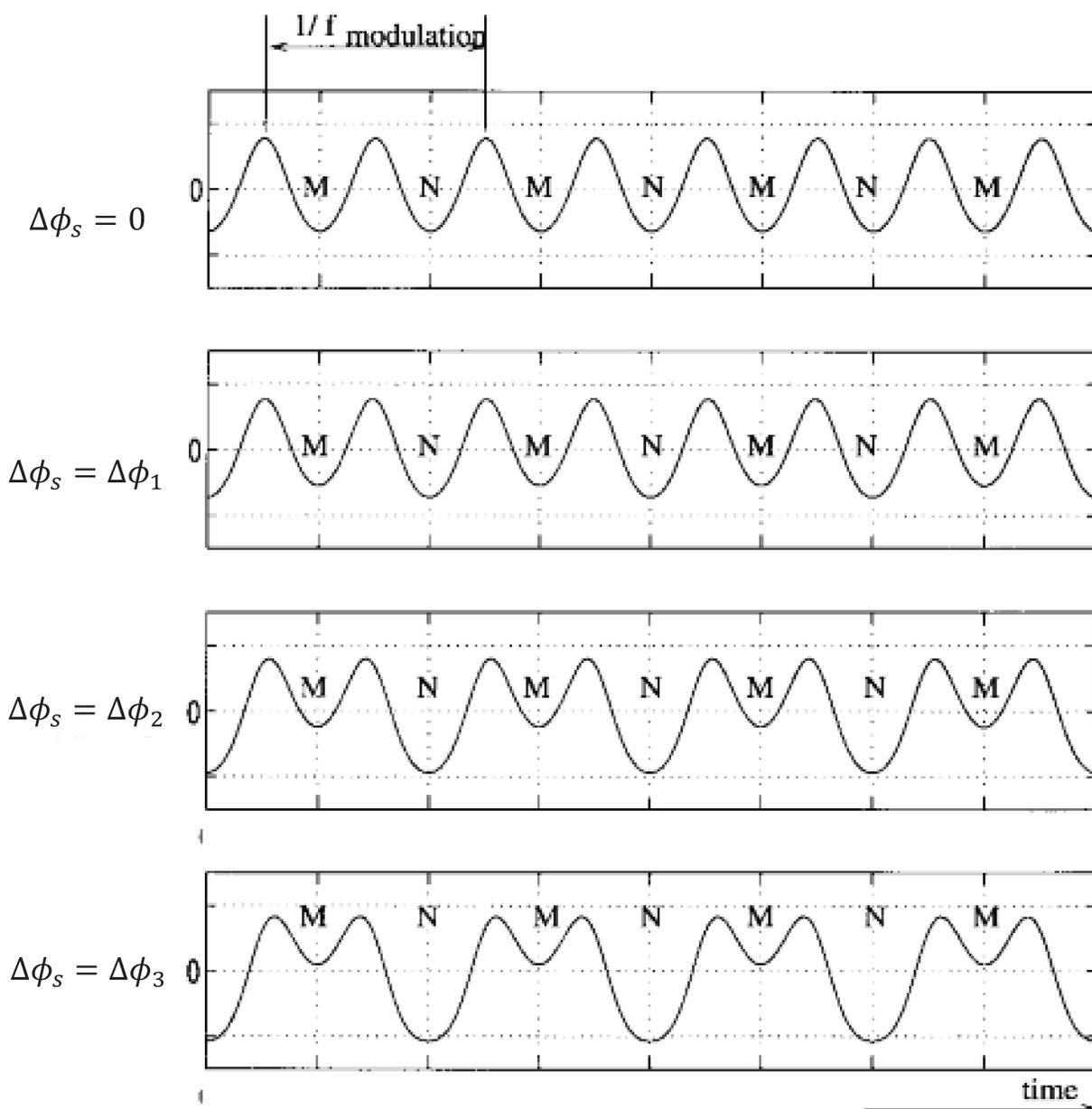


Figura 1.7 – Diagrama de tempo da técnica de detecção do cruzamento de zero, onde $\Delta\phi_1 = 0.1$, $\Delta\phi_2 = 0.4$, $\Delta\phi_3 = 0.7$, $\phi_n = 2 \text{ rad}$ [6].

Devido ao fato da malha ser aberta, existem alguns efeitos indesejados na operação do girômetro: (i) o sinal de saída apresenta baixa linearidade próximo ao final da escala e (ii) as rotações máximas são determinadas pela forma de onda senoidal. O sinal adquirido se torna instável, principalmente para rotações altas (próximas do limite da escala), além de ser muito sensível à variação da temperatura. Para superar alguns desses problemas foi proposto em 1984 por Bergh [2] a operação em malha óptica fechada.

1.2.2 Malha Óptica Fechada com Modulação/Demodulação Digital

Um girômetro em malha óptica fechada possui um atuador. Esse atuador realimenta o circuito para manter o sinal de saída do fotodetector no nível equivalente a rotação zero. Há a compensação da defasagem de Sagnac ao se introduzir uma diferença de fase de valor igual e sinal oposto à defasagem de Sagnac [4].

No início da década de 80, quando surgiram os primeiros trabalhos com girômetros de malha óptica fechada, já eram usados componentes integrados ópticos (IOC). O uso destes componentes permitiu que trabalhos fossem publicados em 1985 [7, 8] abordando a possibilidade de fechar a malha óptica, inclusive com o uso de uma rampa digital, diferindo da abordagem analógica utilizada até então. A montagem proposta por Lefevre [9] é semelhante a da Figura 1.4, porém usando um modulador do tipo IOC.

O sinal de realimentação enviado ao IOC é a soma de uma modulação de dois níveis (onda quadrada) com uma rampa digital. A inclinação da rampa compensa a defasagem de Sagnac, deixando o sinal de saída do fotodetector ao redor do ponto de rotação nula.

Um aspecto importante da rampa digital é a necessidade de “reiniciar” o valor dela. Quando se chega perto da tensão limite dos componentes eletrônicos, é necessário reconduzir o sinal para um valor intermediário. Na ilustração apresentada na Figura 1.8 observa-se uma queda de 2π e como isso influencia a diferença de fase. Como pode ser observado no gráfico inferior, no momento da “reinicialização” da rampa há uma descontinuidade na diferença de fase, se o valor equivalente a 2π não estiver ajustado isto pode gerar uma descontinuidade no sinal da saída.

Sendo $\Delta\phi_R$ o valor da fase gerada pela rampa. Nos sistemas de malha fechada óptica, o valor desta inclinação irá compensar a defasagem de Sagnac provocada pela rotação.

Na Figura 1.9 é apresentado o comportamento da saída para uma modulação de dois níveis quando o girômetro está em repouso e quando há rotação. Os picos que são mostrados no sinal de saída são devidos às transições dos níveis de modulação que não ocorrem instantaneamente.

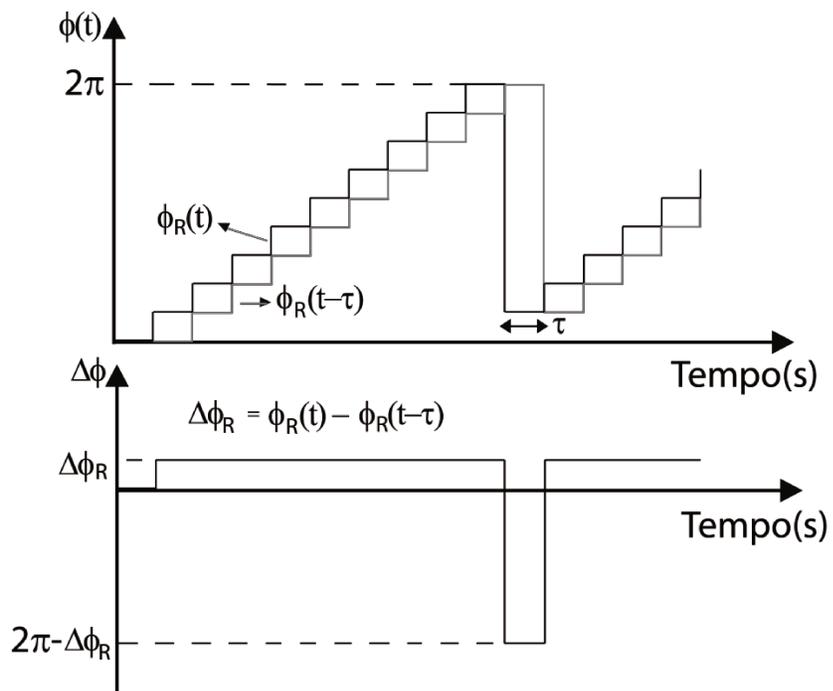


Figura 1.8– Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo).

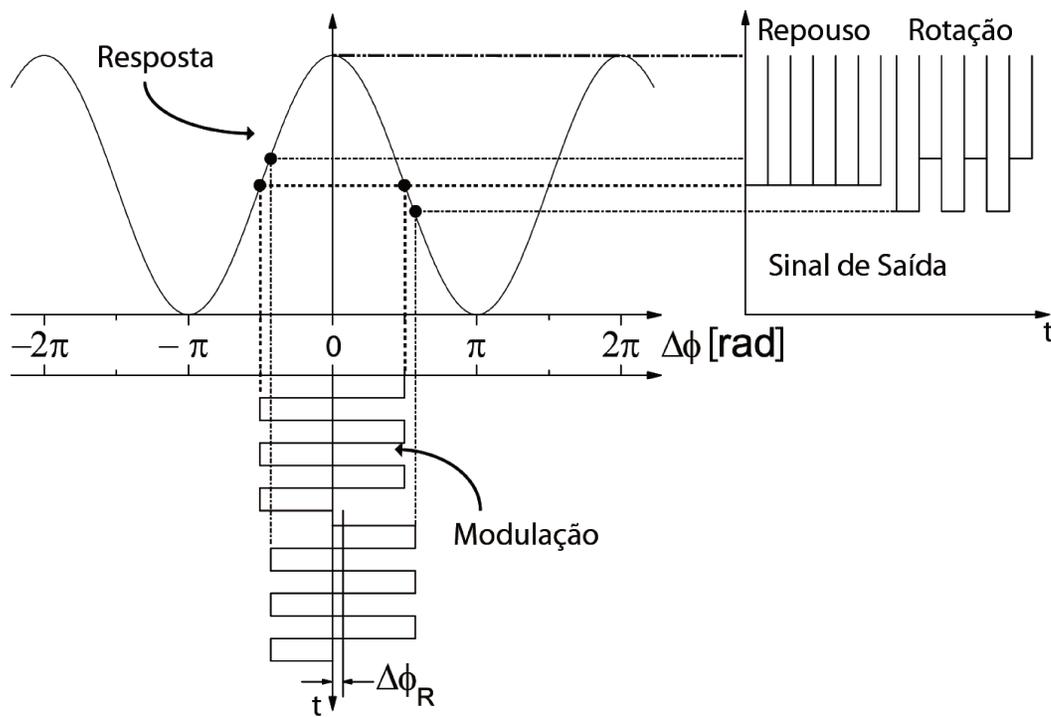


Figura 1.9 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [10].

O grande limitador para esta técnica era a qualidade dos componentes integrados ópticos (IOC), ou qualquer outro atuador. Em 1988 foi publicado um artigo que apresenta guias de onda de LiNbO_3 como alternativa aos guias de onda de titânio como solução de componentes integrados ópticos (IOC) para o uso em girômetros [10]. Após essa publicação outros trabalhos foram propostos com o uso de IOC para girômetros com malha fechada óptica [11-15]. O IOC introduz um atraso de fase no sinal luminoso a partir da aplicação de uma tensão conforme a equação [15]:

$$\Delta\phi = \frac{n_e^3 \gamma_{33} L_1 \Gamma \pi}{G \lambda} \cdot V \quad (1.8)$$

Onde n_e é o índice de refração do guia de onda do IOC, γ_{33} o índice da matriz de variação do índice de refração do IOC, V a tensão aplicada nos terminais do IOC, L_1 o comprimento do guia de onda do modulador, Γ é a sobreposição do campo elétrico e campo óptico, G o espaço entre os eletrodos e λ é o comprimento de onda da fonte luminosa [15].

Há ainda uma técnica que utiliza uma dupla rampa com inclinação positiva e negativa [16]. Nesta técnica a modulação é feita através de uma onda triangular, que ao atingir um determinado nível inverte o sinal da sua inclinação. As variações na onda triangular são sempre a soma de um incremento fixo de inclinação (mesmo módulo independente do sentido da inclinação da onda triangular) com um valor para compensar a rotação. Como pode ser observado na Figura 1.10, caso não haja rotação os tempos T_1 e T_2 serão iguais. Na presença de rotação um dos tempos irá aumentar e o outro diminuir, devido ao módulo das inclinações resultantes de subida e descida serem diferentes. A obtenção da rotação pode ser feita através da contagem dos tempos T_1 e T_2 , ou então, do valor que é acrescido ao valor fixo da inclinação.

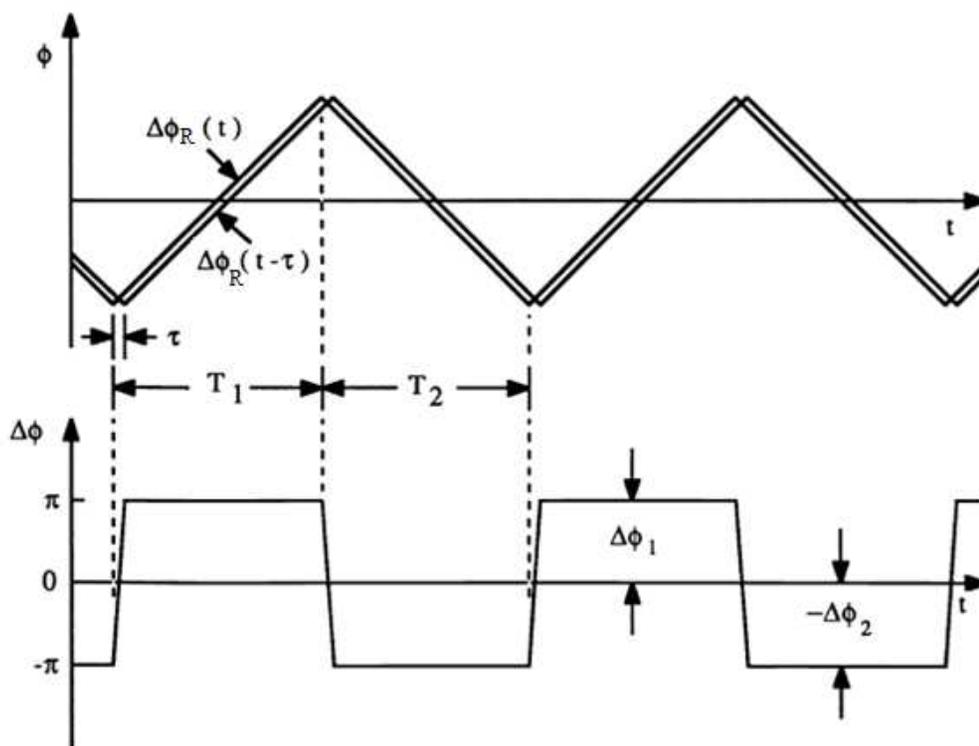


Figura 1.10 – Gráficos que mostram como a aplicação de uma modulação de fase com onda triangular resulta uma onda moduladora quase quadrada de diferença de fase [14].

Os próximos avanços nas técnicas de malha fechada óptica que usam uma rampa somada a uma modulação foram no sentido de conseguir uma maior estabilidade no fator de escala. Para isso foram propostos trabalhos com algumas modulações diferentes da de dois níveis (onda quadrada), a maioria apresentando uma modulação de quatro níveis [15-18].

Na Figura 1.11 são apresentados os níveis da modulação de 4 níveis e 4 fases. Os níveis são escolhidos de forma que em duas fases é obtida a informação relacionada à rotação (que se busca compensar) e em outras duas há a possibilidade de verificar como está a estabilidade do fator de escala do girômetro.

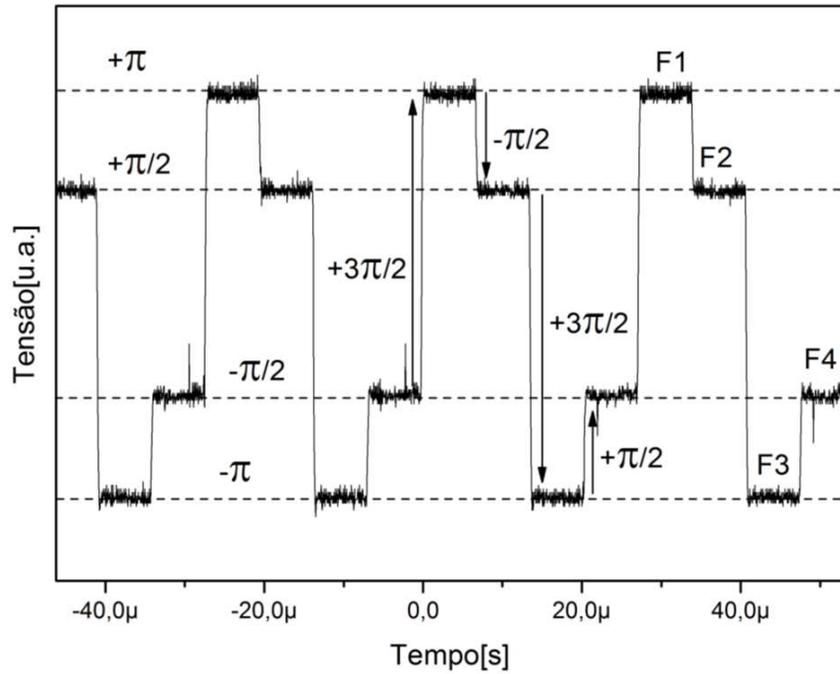


Figura 1.11 – Modulação de quatro fases.

Na Figura 1.12 são mostrados os atrasos sentidos pelo sistema. Nas fases 2 e 4 os feixes luminosos são submetidos a um atraso de π , usados para medir a rotação. Nas fases 1 e 3, o atraso percebido pelo sistema é de 2π , possibilitando a verificação da estabilidade do fator de escala global.

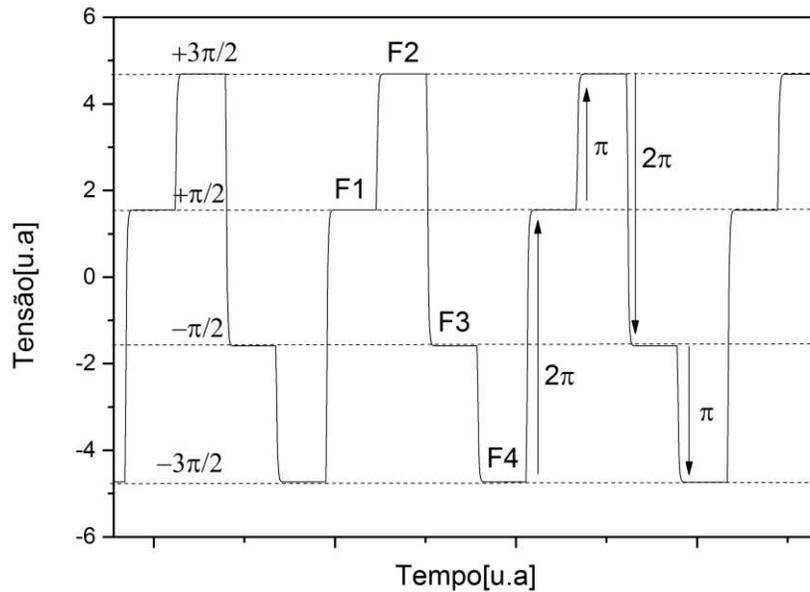


Figura 1.12 – Atrasos percebidos pelo sistema para a modulação de quatro fases.

Na Figura 1.13 é apresentada a saída do fotodetector para um girômetro utilizando modulação de quatro níveis e quatro fases, quando não há rotação (esquerda) e quando há rotação (direita).

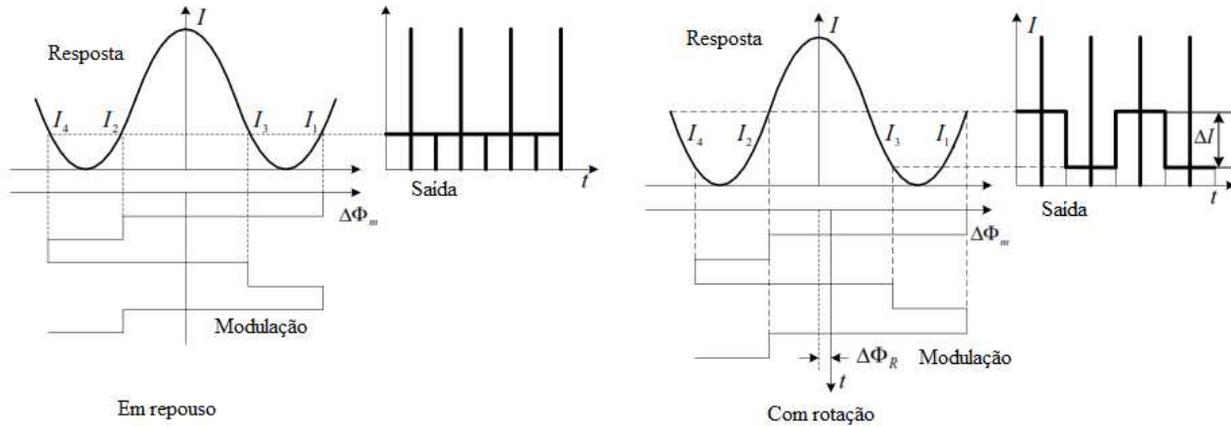


Figura 1.13 – Saída em função da modulação e também da rotação [16].

Alguns trabalhos utilizam outras modulações, modulação de 5 pontos [19], inserções periódicas da modulação de 4 níveis em uma modulação normal de 2 níveis [20] e modulação de 10 níveis [21]. Neste trabalho será apresentada no Capítulo 3 uma nova modulação de quatro níveis e seis fases, desenvolvida com o objetivo de minimizar problemas inerentes às outras modulações.

1.3 CLASSIFICAÇÃO DE GIRÔMETROS

Os girômetros podem ser classificados de acordo com o princípio físico envolvido em sua operação, aplicação ou então em relação ao desempenho. Neste trabalho o princípio de operação é óptico e a aplicação é aeroespacial, o desempenho que se almeja é o de classe inercial.

Um trabalho de 2010 [22] apresenta uma tabela para o desempenho típico de girômetros comerciais das três classes. A Tabela 1.1 mostra o desempenho típico do girômetros:

TABELA 1.1 – DESEMPENHO TÍPICO DE CLASSES DE GIRÔMETROS [22]

Classes	<i>Random Walk</i>	Deriva (<i>bias instability</i>)	Estabilidade do Fator de Escala
Inercial	$10^{-4}-10^{-3}\text{°}/\sqrt{h}$	$10^{-4}-10^{-2}\text{°}/h$	1-100ppm
Tática	$10^{-2}-10^{-1}\text{°}/\sqrt{h}$	$10^{-2}-10^0/h$	100 a 1000ppm
<i>Rate</i>	$1-10^0/\sqrt{h}$	$10-10^2\text{°}/h$	0,1% a 1%

Os parâmetros *random walk* e a deriva são calculados através de métodos estatísticos, sendo que a norma para caracterização de girômetros proposta pelo IEEE [23], recomenda o uso da Variância de Allan.

O *random walk*, também chamado de *angle random walk* (ARW), é uma especificação de ruído, em unidade de $\text{°}/\sqrt{h}$, que é diretamente aplicável a cálculos de ângulo [25]. O ARW estima o desvio médio que irá afetar o sinal integrado, este erro está intrinsecamente ligado ao nível do ruído no sinal. Este parâmetro pode ser melhorado aumentando a potência luminosa do sistema e minimizando as fontes de erro espúrios do sistema.

A deriva (*bias instability*) tem características de baixa frequência, que no sinal amostrado aparecem como flutuações lentas nos níveis medidos. A principal origem deste tipo de ruído é na parte eletrônica [23], porém componentes suscetíveis a oscilações térmicas também podem originar este ruído.

A estabilidade do fator de escala está relacionada a erros na medição causados pela variação do termo F_s , visto na Equação 1.3. O valor medido de rotação é proporcional à rotação, com a proporção definida como o fator de escala. Para pequenas rotações o efeito da variação no fator de escala não é crítico, porém quando o sistema é submetido a rotações maiores, pequenas flutuações no valor do fator de escala implicam em alterações significativas no valor de saída.

A evolução do desempenho do girômetro interferométrico a fibra óptica é apresentada no capítulo a seguir.

2 EVOLUÇÃO DO DESEMPENHO DOS IFOGS

Desde a primeira demonstração da viabilidade de girômetros à fibra óptica em 1976, por Vali e Shorthill [26], houve um avanço muito grande no desempenho dos girômetros interferométricos à fibra óptica. Esses equipamentos que eram inicialmente relegados à tecnologia de laboratório são atualmente amplamente utilizados em aplicações comerciais e militares.

Uma das primeiras análises do desempenho do IFOG é feita por Lefevre em 1984 [2]. Na Figura 2.1 é mostrado como estava o desempenho dos IFOGs nesta data.

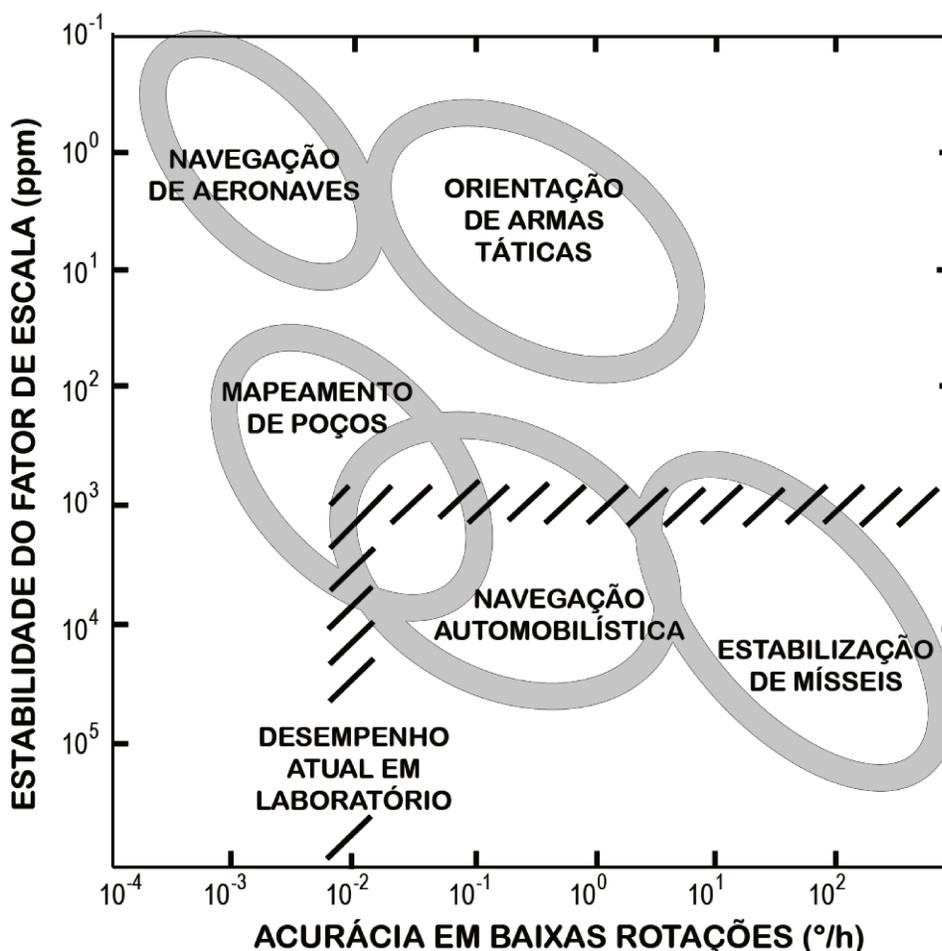


Figura 2.1 – Requisitos de acurácia e fator de escala para cinco classes de aplicações com a indicação do desempenho de IFOGs de laboratório em 1984 [2].

Em 1984 os IFOGs eram capazes de medir rotações de cerca de 0,01°/h e a estabilidade do fator de escala estava em 1000 ppm, isto com temperatura controlada. Dez anos depois, pesquisadores da Honeywell, uma empresa que investiu maciçamente desde a década de 1980 no domínio

da tecnologia de girômetros, apresentaram um artigo que descrevia o estado de desenvolvimento dos IFOGs naquela época pela empresa [27]. Até aquele momento os esforços da Honeywell estavam voltados para o desenvolvimento de sensores de médio-alto desempenho. Eles produziram um IFOG em malha aberta com finalidade de navegação aeronáutica com deriva na faixa de 1-10°/h, além de três classes de IFOGs em malha óptica fechada. A primeira classe, com desempenho semelhante ao malha aberta, era voltada para mísseis tácticos, com melhor acurácia no fator de escala e maior faixa dinâmica. A segunda classe era composta por girômetros com deriva na faixa de 0,01°/h até 0,001°/h. Esses girômetros foram desenvolvidos especialmente para aplicações militares e navegação inercial de aeronaves comerciais, contudo seu uso poderia ser estendido para satélites, como efetivamente foi feito, com um desses protótipos sendo embarcado no X-Ray Timing Explorer da NASA, lançado em agosto de 1995. Por fim, os girômetros com desempenho superior aos já citados seriam utilizados em navegação inercial de espaçonaves e artefatos espaciais de alto desempenho, como o telescópio Hubble, além da navegação submarina.

Em 2001 foi publicado o estudo de Barbour e Schmidt [28] sobre as aplicações e tendências tecnológicas de girômetros e acelerômetros. Na Figura 2.2 é mostrado como estavam distribuídos os requisitos das aplicações e o desempenho de algumas tecnologias naquela época.

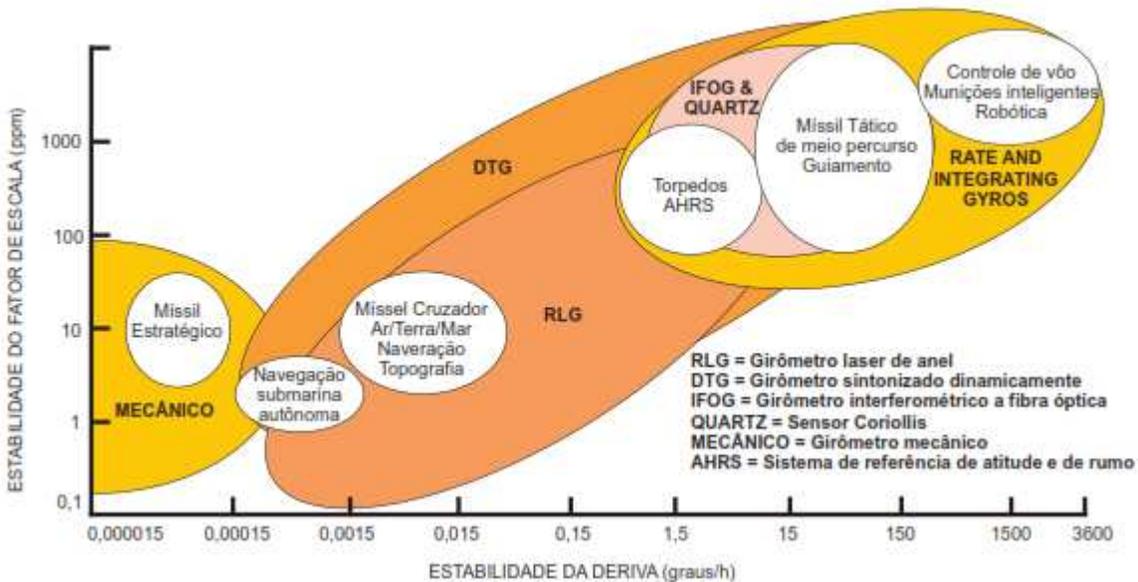


Figura 2.2 - Aplicações e desempenho de girômetros em 2001. [28]

É possível observar na Figura 2.2 que diversas aplicações podem fazer uso de diferentes tecnologias. Os girômetros eletromecânicos DTG cobrem quase a mesma faixa de aplicação que os girômetros ópticos do tipo *Ring Laser Gyro* (RLG). Em 2001, as aplicações de IFOGs eram predominantemente em torpedos, mísseis táticos e navegação aeronáutica comercial, porém em trabalho publicado em 2003 [29] foi divulgado um IFOG como tecnologia superior ao DTG como é mostrado na figura 2.3.

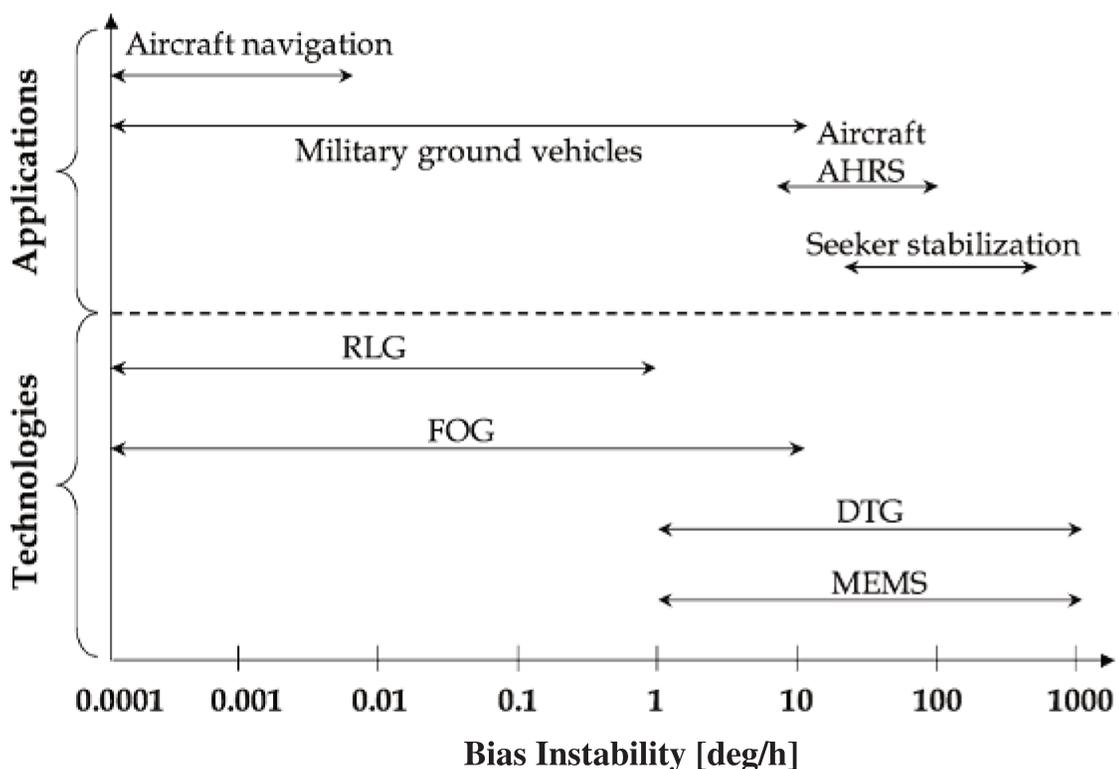


Figura 2.3 – Comparação de tecnologias de giroscópios e aplicações em 2003. [29]

No artigo de B. Lee, o autor comenta que o desempenho dos FOGs foi melhorando continuamente e, na época de publicação (2003) já tinham os requisitos necessários para as aplicações mais críticas de giroscópios. Outro fator chave na adoção dos FOGs foi a considerável redução de custos, já que o mercado de comunicação em fibra óptica expandiu bastante e, como muitos componentes são semelhantes aos empregados em comunicação, houve uma redução de preços devido ao aumento da demanda. Com a melhora do desempenho as aplicações dos FOGs foram ampliadas para sistemas de navegação críticos, incluindo aplicações aeronáuticas, marinhas e submarinas, além do uso em mapeamento de dutos e bússolas para construção de túneis.

No livro *Advances in Gyroscope Technologies* [30] há um comparativo feito em 2012 do desempenho dos girômetros disponíveis comercialmente naquela data. O gráfico pode ser visto na Figura 2.4. Neste gráfico é possível observar como os IFOGs se tornaram a tecnologia predominante para uma faixa muito ampla de aplicações. Na Figura 2.4 o parâmetro resolução refere-se a menor velocidade angular detectável pelo girômetro e o *bias drift* é outra denominação de deriva (*bias instability*).

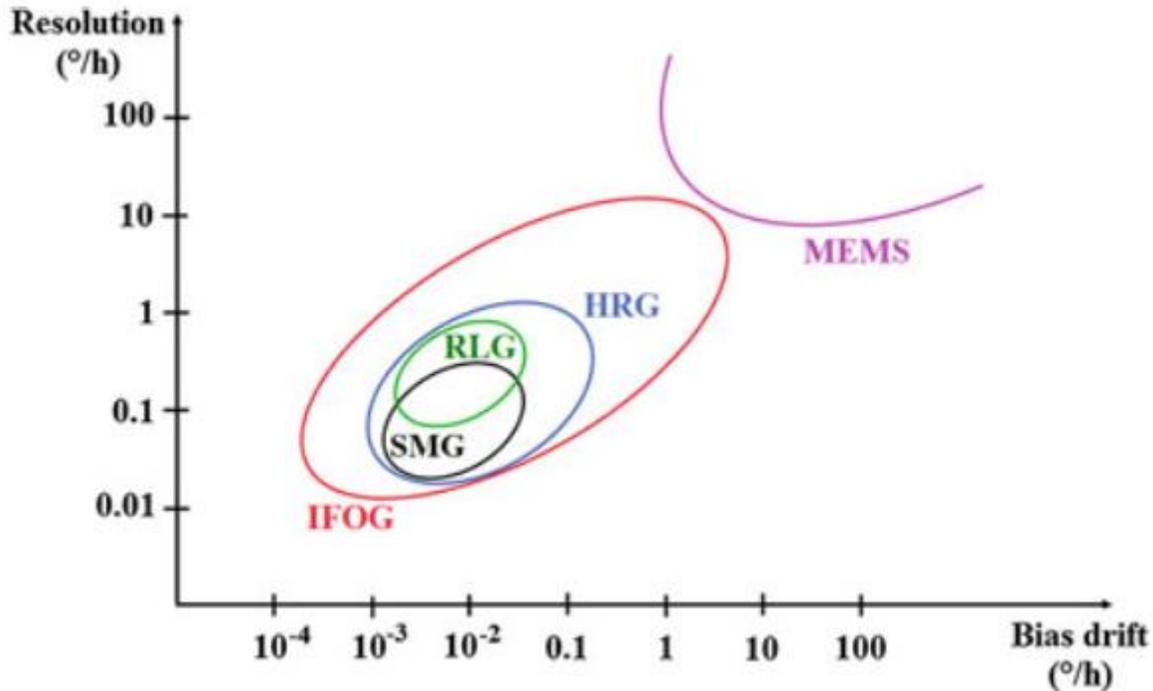


Figura 2.4 – Comparação de tecnologias de comerciais em 2012. [25]

Em 2012 e 2013 foram publicados dois artigos por H.C. Lefèvre [31-32] comparando o desempenho atual de girômetros baseados em tecnologia IFOG e tecnologia RLG. São destacados os resultados dos girômetros da empresa iXBlue. A deriva do modelo MARINS é menor do que uma milha náutica por dia, isto corresponde a uma deriva de 10^{-4} °/h e estabilidade do fator de escala de 10ppm. Esta estabilidade do fator de escala, segundo Lefèvre, é ainda inferior à estabilidade do RLG, porém é plenamente possível que o FOG tenha melhoras neste fator com o aperfeiçoamento da estabilidade do comprimento de onda da fonte luminosa e da variação do tamanho da bobina com a temperatura.

3 TÉCNICAS PROPOSTAS E IMPLEMENTADAS

A configuração clássica do girômetro interferométrico a fibra óptica em malha aberta óptica utiliza um modulador para melhorar a resposta do sistema e possibilitar o conhecimento do sentido de rotação. Embora esse modulador atue na parte óptica, o sinal enviado a este modulador não tem nenhuma relação de realimentação com a rotação medida. Na Figura 3.1 é mostrado o IFOG em configuração de malha aberta óptica.

Para a configuração de malha aberta óptica o circuito eletrônico de condicionamento e processamento pode ser dividido em duas partes: (i) condicionamento do sinal de entrada e (ii) geração do sinal de modulação.

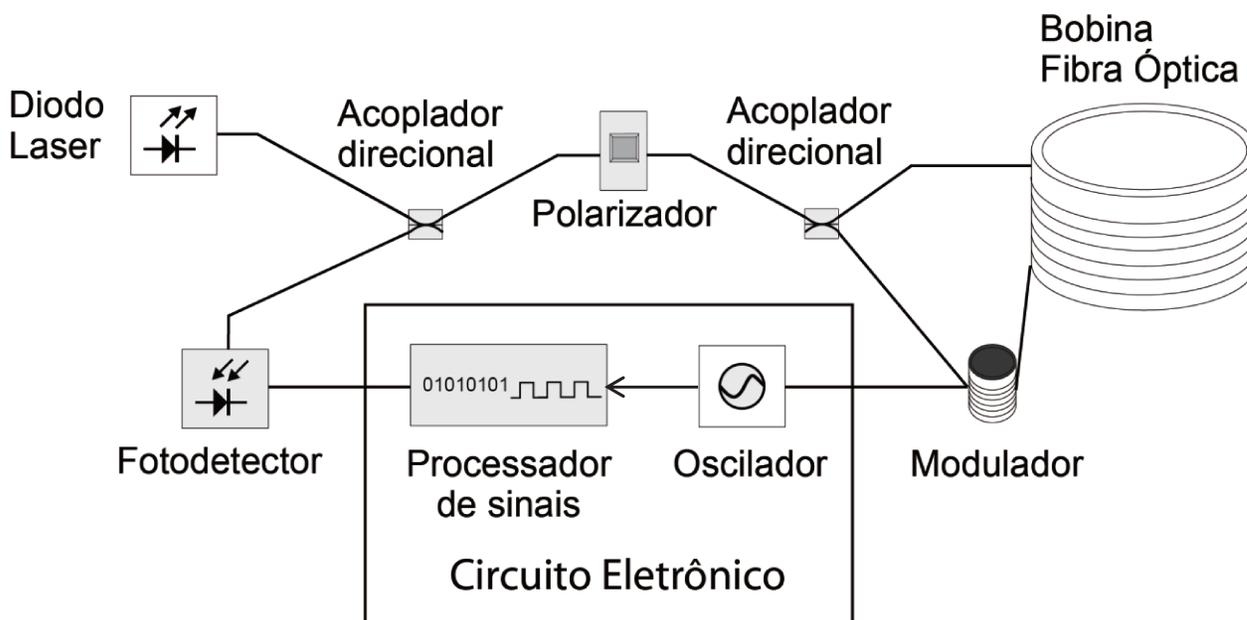


Figura 3.1– Configuração clássica do girômetro a fibra óptica em malha aberta[4].

As duas partes não possuem relação direta no circuito eletrônico. A relação entre as duas partes é feita somente pela óptica, o sinal de modulação gerado e enviado ao modulador irá afetar o sinal óptico que chega ao fotodetector. A vantagem deste tipo de configuração utilizando um modulador do tipo piezoelétrico é o custo reduzido e as desvantagens são a faixa dinâmica pequena e problemas de linearidade no sinal adquirido.

Como foi mostrado no Capítulo 1, para resolver esses problemas utiliza-se a configuração de malha fechada óptica. Neste tipo de configuração o sinal adquirido no fotodetector é condicionado e processado, e então utilizado no cálculo para gerar o sinal de realimentação.

O sinal de realimentação é normalmente a soma da modulação com uma rampa digital. A inclinação da rampa digital gera uma contra-fase, de modo a compensar a fase causada pela rotação. Com essa compensação o sinal no fotodetector deve estar sempre em torno do ponto equivalente à rotação nula. A informação da rotação é obtida através do valor de inclinação da rampa digital. Na Figura 3.2 é mostrado o IFOG com configuração de malha fechada óptica.

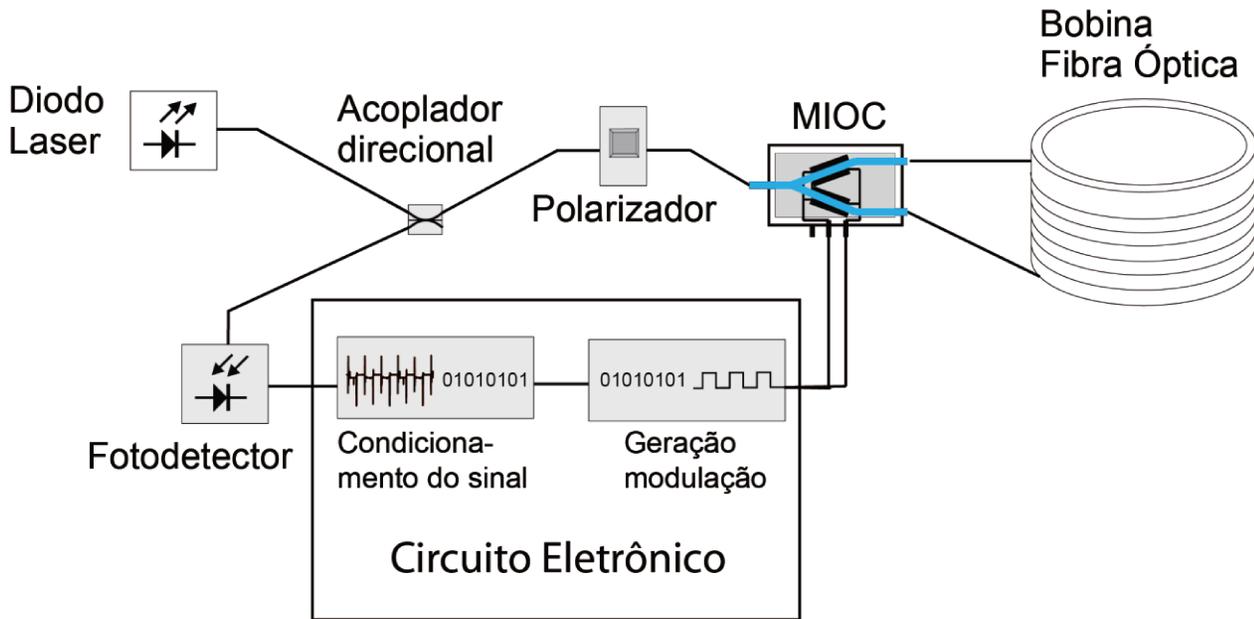


Figura 3.2 – Configuração do girômetro a fibra óptica em malha fechada óptica.

O circuito eletrônico do IFOG em configuração de malha fechada óptica, da mesma forma que malha aberta óptica, é dividido em duas partes principais: (i) condicionamento e processamento do sinal de entrada e (ii) geração do sinal de modulação. Diferentemente da configuração de malha aberta, as duas partes são relacionadas diretamente na configuração de malha fechada. A seguir são apresentadas as duas técnicas desenvolvidas para o IFOG. A primeira técnica é para o condicionamento e processamento do sinal de entrada com o objetivo de minimização do *offset*. A segunda técnica foi desenvolvida com o intuito de superar os problemas apresentados pelas modulações apresentadas em trabalhos pesquisados, resultando em uma modulação de quatro níveis e seis fases.

3.1 TÉCNICA PARA CONDICIONAMENTO DO SINAL

O condicionamento do sinal obtido pelo fotodetector é crítico para o desempenho dos girômetros. As aplicações dos girômetros exigem que a medição da corrente gerada no fotodetector, medida através da tensão de saída de um amplificador de transimpedância, deve ser realizada com grande precisão em uma grande faixa dinâmica.

Por exemplo, no girômetro desenvolvido neste trabalho houve a necessidade de medir tensões de dezenas de microvolts até 2 volts, com precisão de centenas de nanovolts. Tanto para sistemas de malha aberta quanto para os de malha fechada o processo de condicionamento é crítico.

Os erros na medida do sinal do fotodetector são integrados no tempo, de forma que os efeitos dos erros são crescentes. Nos sistemas de malha fechada o sinal condicionado está em torno do zero, devido à realimentação. Caso esse valor não seja medido corretamente, o circuito será realimentado com um valor errado. É então importantíssimo que pequenos níveis de tensão sejam condicionados de forma a minimizar os efeitos do *offset* e da deriva térmica.

Na Figura 3.3 é mostrada a resposta do girômetro para uma modulação de dois níveis. Cada transição de nível da modulação gera um nível de tensão no sinal de saída. As primeiras transições da modulação mostram a resposta do girômetro a uma condição em que não há rotação, o sinal de saída não apresenta diferença de níveis de tensão entre duas transições consecutivas.

Quando há rotação, os valores dos níveis de tensão para transições consecutivas são alterados, e a diferença entre esses níveis da tensão de saída é uma função da velocidade angular. Tipicamente a diferença entre esses níveis é da ordem de microvolts a volts, e para a operação em malha óptica fechada do IFOG esta diferença é forçada para zero.

Para o condicionamento do sinal do IFOG, o sinal óptico de interferência é convertido em um sinal elétrico usando um fotodiodo e um amplificador na configuração transimpedância, que em seguida é amostrado por um conversor analógico-digital (ADC) [12]. A taxa de amostragem para este tipo de sistema pode chegar a centenas de milhares de amostras por segundo, resultando na perda do desempenho do conversor A/D, já que o número de *bits* efetivos é reduzido para altas taxas de amostragem.

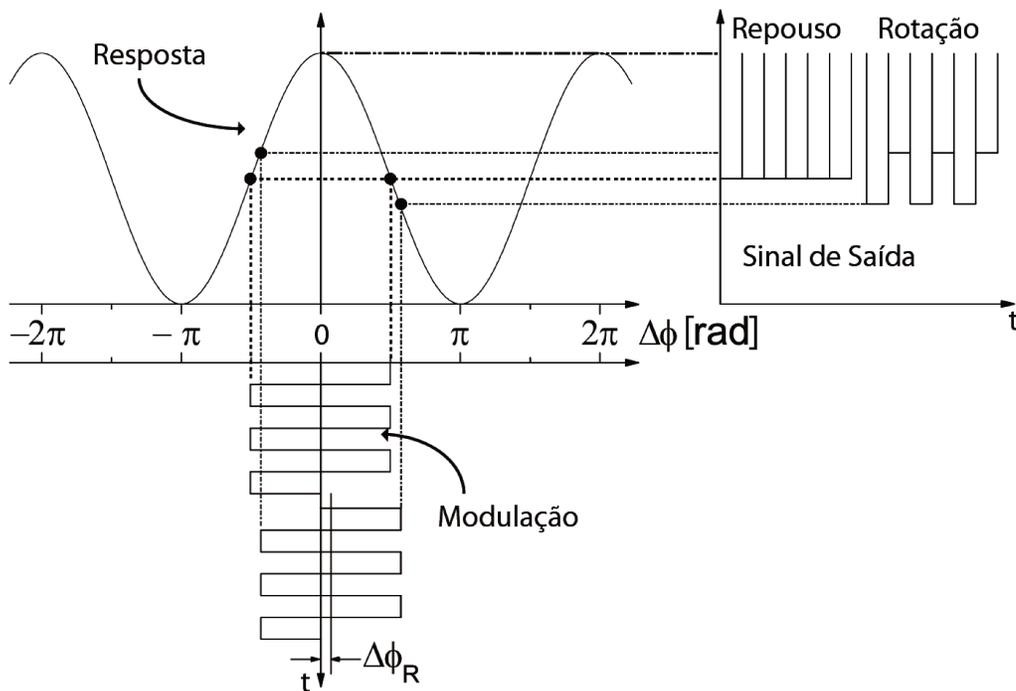


Figura 3.3 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [11].

Na Figura 3.4 é mostrado o diagrama de blocos do circuito para a técnica de condicionamento. O sinal de interferência é convertido para um sinal de tensão, então é amostrado em dois ramos distintos do circuito usando chaves analógicas. Cada ramo do circuito possui um filtro ativo passa-baixa, a saída de cada filtro é uma entrada do conversor analógico-digital do tipo sigma-delta com 24 bits de resolução.

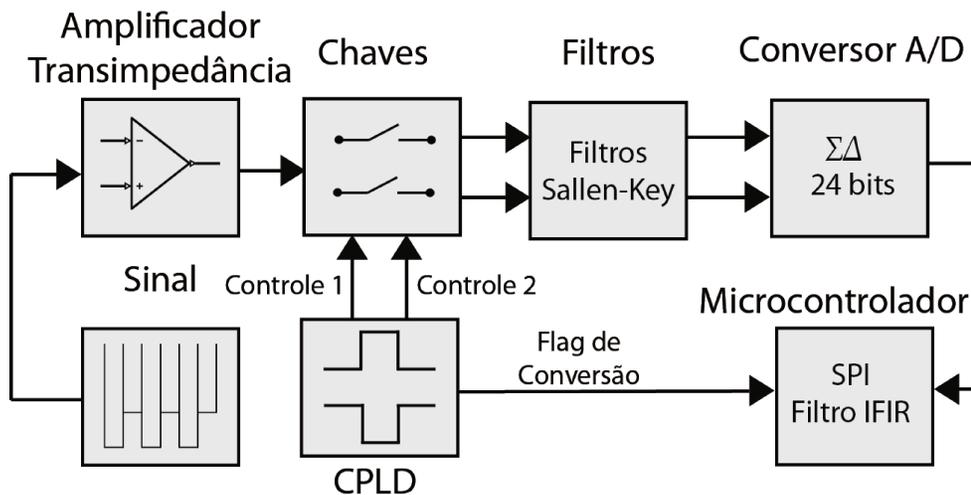


Figura 3.4 – Diagrama de blocos para a técnica de condicionamento do sinal.

Dois dispositivos de controle são usados: um CPLD (*Complex Programmable Logic Device*) e um microcontrolador. O controle das chaves analógicas é feito pelo CPLD. O microcontrolador controla a comunicação com o conversor, implementa um filtro digital e realiza os cálculos necessários.

As chaves controlam as amostragens, em tempos distintos, de cada um dos dois níveis do sinal de modulação para um ramo específico do circuito. Um filtro passa-baixa RC analógico realiza a média do sinal no ramo. Esta média é então enviada para um filtro passa-baixa ativo composto por amplificadores operacionais na configuração Sallen-Key. Depois de filtrados, ambos os sinais são amostrados de forma diferencial no conversor A/D.

A demodulação feita desta forma reduz a taxa de amostragem necessária para a aquisição do sinal. A taxa de amostragem nas técnicas usuais está atrelada ao tempo de trânsito do sinal na fibra (deve ser feito pelo menos uma amostra para cada nível de tensão), não é incomum taxas de amostragem na ordem de 100 kHz, ou até na faixa de MHz [33].

Na técnica desenvolvida, devido ao uso das médias analógicas do sinal, foi possível diminuir a taxa de amostragem para 2 kSamples/s, resultando em um maior número de bits efetivos, com um ruído menor.

O sinal modulado de dois níveis tem duas fases, uma para cada nível. A saída do conversor A/D pode ser descrita como:

$$saída_1 = v_{fase1} - v_{fase2} + v_{offset} \quad (3.1)$$

Onde v_{fase1} é a tensão da fase 1 do sinal modulado (relativa a um nível de tensão do sinal amostrado), v_{fase2} é o nível de tensão da fase 2 do sinal modulado (relativa ao outro nível de tensão do sinal amostrado) e v_{offset} é a tensão total de *offset* introduzida por todos os componentes eletrônicos (do amplificador de transimpedância até o conversor A/D).

Para reduzir o *offset*, uma inversão lógica é realizada, controlada pelo CPLD. Nesta inversão lógica, a correspondência entre fase e ramo do circuito é cruzada. Quando a primeira fase é amostrada no ramo superior do circuito a segunda fase é chaveada para o ramo inferior, e quando a segunda fase é amostrada no ramo superior a primeira fase é amostrada no ramo inferior do circuito. Na Figura 3.5 é ilustrado o funcionamento da técnica, com a atribuição da fase amostrada em cada filtro dependendo do estado do *flag* de conversão.

A Figura 3.6 mostra como o sinal de entrada do conversor A/D é afetado por esta mudança de amostragem durante as mudanças da *flag* de conversão.

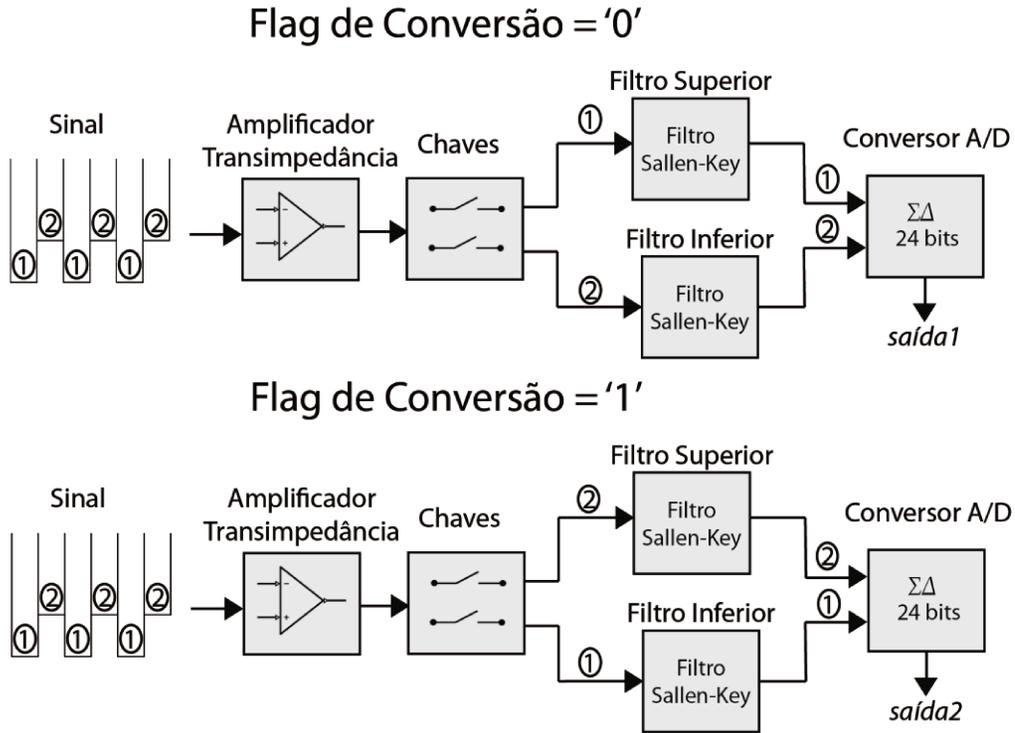


Figura 3.5 – Atribuição das fases para cada filtro dependendo do valor do *flag* de conversão.

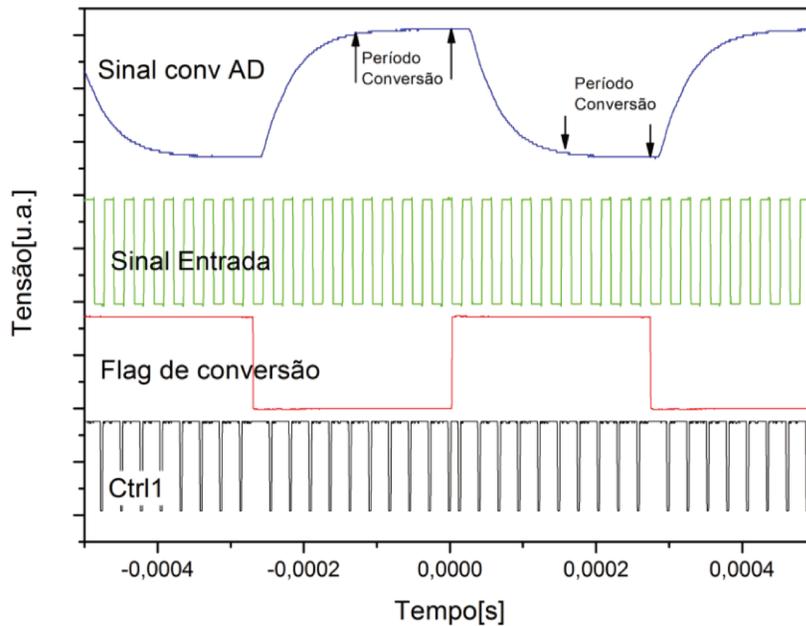


Figura 3.6 – Sinais de controle e o efeito no sinal de entrada do conversor A/D.

A lógica de inversão modifica o sinal diferencial convertido pelo A/D, e assim a saída do conversor A/D se torna:

$$saída_2 = v_{fase2} - v_{fase1} + v_{offset} \quad (3.2)$$

O *flag* de conversão indica ao microcontrolador se o sinal digital na saída do conversor A/D é $saída_1$ ou $saída_2$. O microcontrolador então calcula a diferença entre $saída_1$ e $saída_2$, que é dada por:

$$diferença = saída_2 - saída_1 = 2 \times (v_{fase2} - v_{fase1}) \quad (3.3)$$

Observando a equação 3.3 é possível notar que a componente de *offset* é eliminada do sinal medido. O resultado é igual a duas vezes o valor proporcional à rotação.

Para a implementação da técnica é preciso adequar os controles das chaves analógicas à modulação utilizada, no Capítulo 4 é mostrada como é feita essa adequação para a técnica de quatro níveis e seis fases.

3.2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

O sinal enviado ao atuador é modulado para que o sinal da saída da parte óptica seja uma função ímpar, permitindo assim conhecer o sentido de rotação e também melhorar a sensibilidade do sensor. Esta modulação pode ser aplicada tanto para a configuração de malha óptica aberta, quanto para a configuração de malha óptica fechada.

Na configuração de malha fechada, a compensação, que é somada à modulação para gerar o sinal de realimentação, tem a característica de uma rampa digital. A inclinação da rampa possui o valor de compensação da rotação para deixar o sinal de saída do fotodetector ao redor do ponto de rotação nula. A rampa digital precisa ser “reiniciada”, pois o circuito eletrônico tem os níveis de tensão limitados. Esta reinicialização influencia a saída, na Figura 3.7 é ilustrado esse efeito.

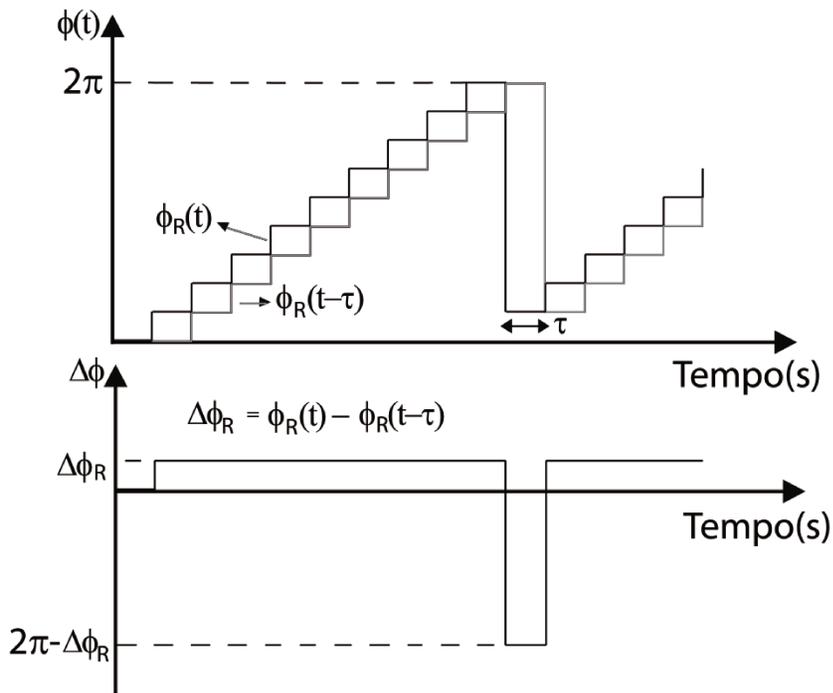


Figura 3.7– Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo).

No gráfico superior da Figura 3.7 observa-se uma queda de 2π radianos na rampa digital, esta é a forma usual com a qual é feita a reinicialização. No gráfico inferior observa-se o efeito da reinicialização da rampa digital na diferença de fase, sendo $\Delta\phi_R$ o valor da diferença de fase gerada pela rampa. No momento da reinicialização da rampa digital pode haver uma descontinuidade no sinal de saída se o valor equivalente a 2π não estiver adequado .

A seguir são mostradas três modulações diferentes, a primeira é a modulação de dois níveis, que é a mais comumente utilizada. A seguir é mostrada a modulação de quatro níveis, para esta modulação são apresentadas algumas melhorias e apontados alguns problemas. Por fim, é apresentada uma nova modulação, de quatro níveis e seis fases, com contribuições para melhorar o desempenho do girômetro.

3.2.1 Modulação de Dois Níveis

A modulação mais simples proposta para o uso em malha fechada com rampa digital é a de dois níveis, esta modulação, a resposta a ela e o sinal de saída são mostrados na Figura 3.8.

Na Figura 3.8 a modulação é mostrada em dois casos, na região indicada por **A)** e na região indicada por **B)**. Na região **A)** observa-se a modulação em torno do zero, não há deslocamento, este seria o sinal entregue ao modulador caso a configuração do sistema fosse malha aberta. Este é também o sinal enviado ao IOC para sistemas em configuração de malha fechada quando não há rotação e a inclinação da rampa digital para compensação é nula.

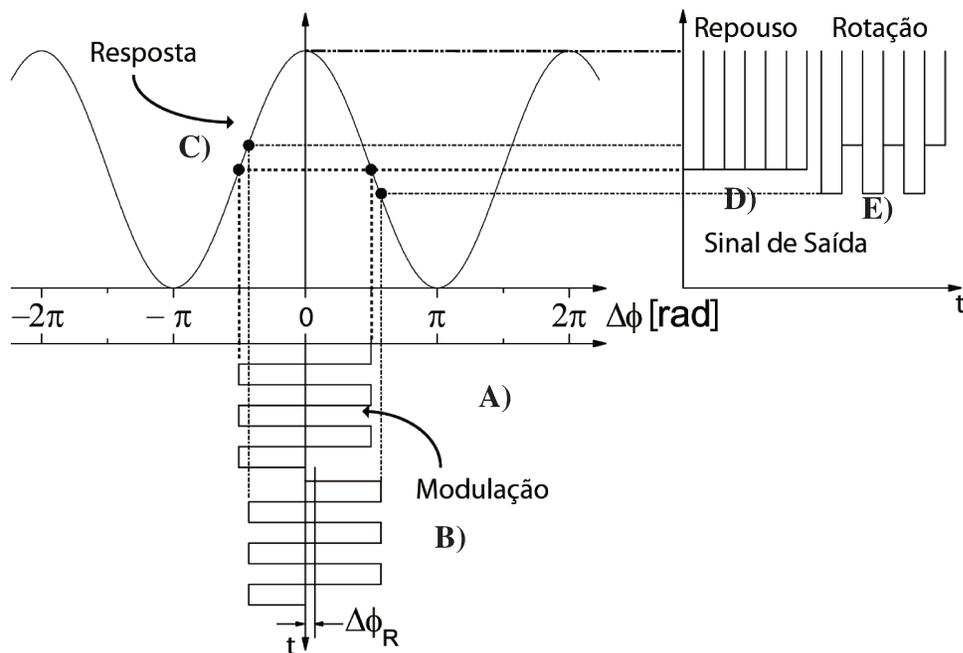


Figura 3.8 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [10].

Na região indicada por **B)** a modulação está deslocada, portanto há a soma do valor $\Delta\phi_R$ a cada período da modulação. Este fator $\Delta\phi_R$, na configuração de malha aberta óptica, é decorrente da rotação sofrida pelo girômetro.

A curva de resposta do sistema **C)** tem quatro pontos destacados, eles são as correspondências dos sinais de saída **D)** e **E)** com os sinais modulados. Quando não há rotação (**A)**) os dois pontos ficam à mesma altura, caso haja rotação eles serão deslocados. No exemplo, esse deslocamento leva os pontos um pouco à direita, neste caso o ponto à esquerda “sobe” e o ponto à direita “desce”. Isto impacta diretamente na saída, na região apontada por **D)**. Observa-se que embora haja picos devido à transição de valores da modulação o sinal está concentrado em um só nível. Na região indicado por **E)**, observa-se que existem dois níveis, que tem correspondência

com a curva de resposta e que caso o valor $\Delta\phi_R$ fosse maior, a distância entre esse dois níveis seria maior.

Na configuração de malha óptica aberta o valor da velocidade angular é obtido através do cálculo da diferença entre níveis consecutivos do sinal de saída (região **D**) e **E**)).

Na configuração de malha óptica fechada o sinal de saída é utilizado para fazer a realimentação do sistema. Caso a diferença entre dois níveis consecutivos não seja nula, é feito um cálculo com essa diferença, sobre a qual é aplicado um ganho proporcional e integral, resultando no valor do degrau da rampa de compensação.

Para o sistema mostrado na Figura 3.8, o degrau da rampa digital para quando o girômetro estiver sujeito à rotação (região **B**) tem o valor $-\Delta\phi_R$, resultando na compensação do efeito da rotação. Este sinal de compensação deixa o sinal de saída em torno do equivalente à rotação nula (região **D**)).

Na Figura 3.9 é mostrado o sinal de modulação de dois níveis implementado. Nesta figura o tempo que a modulação permanece no mesmo nível de tensão é o tempo de trânsito da bobina de fibra óptica utilizada.

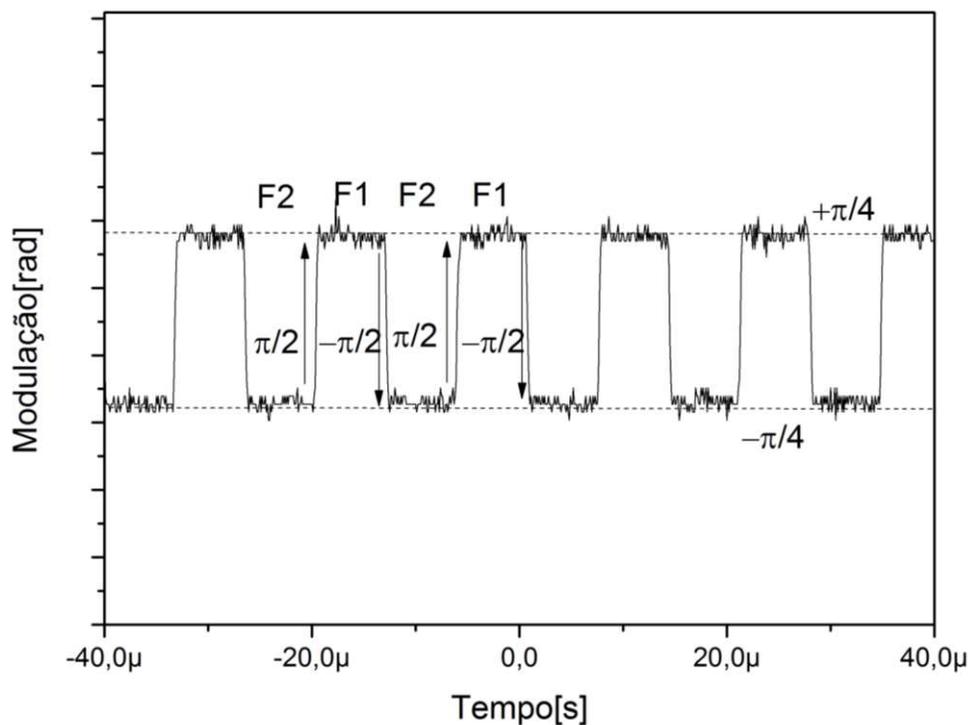


Figura 3.9– Implementação da modulação de dois níveis com a rampa de compensação.

Na implementação da modulação o atraso de fase é feito através de uma tensão enviada ao MIOC. No sistema montado, para se obter um atraso de $\pi/2$ radianos, é necessária a aplicação de uma tensão diferencial de 0,85V. Para qualquer implementação de malha fechada óptica há dois parâmetros que precisam ser analisados: (i) a excursão de tensão necessária no conversor D/A de saída e (ii) o valor máximo de rotação (que é equivalente a rotação de fundo de escala). No sistema proposto por Arditty [11] que é representado na Figura 3.8, a modulação é de $+\pi$ e $-\pi$, com níveis de tensão para a modulação de $+\pi/2$ e $-\pi/2$ e o valor padrão para o degrau de reinicialização é de 2π . A excursão mínima necessária do conversor D/A é a soma da excursão da modulação com o degrau de reinicialização.

$$\text{Excursão DAC} = \text{Tamanho modulação} + \text{Tamanho degrau} \quad (3.4)$$

Para a modulação de dois níveis e duas fases a excursão do conversor D/A será:

$$\text{Excursão DAC}_{2 \text{ níveis}} = \pi_{\text{tamanho modulação}} + 2\pi_{\text{tamanho do degrau}} = 3\pi \quad (3.5)$$

É recomendável deixar a excursão simétrica por isso o sistema é normalmente configurado com os de $+3\pi/2$ até $-3\pi/2$. Não se permite estouros na escala do conversor D/A, pois a saída do conversor seria imprevisível. O valor máximo de rotação tolerado pelo sistema é limitado pela excursão do conversor D/A (por causa dos estouros), pelo tamanho do degrau de reinicialização e pelo número de fases.

$$\text{Rotação máxima} = \text{Tamanho degrau} / \text{Número de fases} \quad (3.6)$$

No caso da rotação de dois níveis o tamanho padrão do degrau é de 2π . As reinicializações são permitidas nas duas fases, porém a reinicialização com o decremento de 2π acontece somente na transição da Fase 2 para a Fase 1, e a reinicialização com o incremento de 2π é forçado a acontecer na transição da Fase 1 para a Fase 2. Isto é feito para que o valor do degrau da reinicialização somado ao nível da modulação seja o menor possível. Assim a rotação máxima para a modulação de dois níveis e duas fases equivale a:

$$\text{Rotação máxima } 2 \text{ níveis} = \pm 2\pi_{\text{Tamanho de grau}} / 2_{\text{Número de fases}} = \pm \pi \text{ rad/s} \quad (3.7)$$

Na Figura 3.10 é mostrado o degrau de reinicialização, tanto para a situação em que há a reinicialização positiva quanto para a reinicialização negativa. Nesta mesma figura são apresentados os gráficos dos efeitos da reinicialização no sinal de saída do amplificador transimpedância. O efeito observado deve-se ao fato do valor equivalente a 2π não estar bem ajustado.

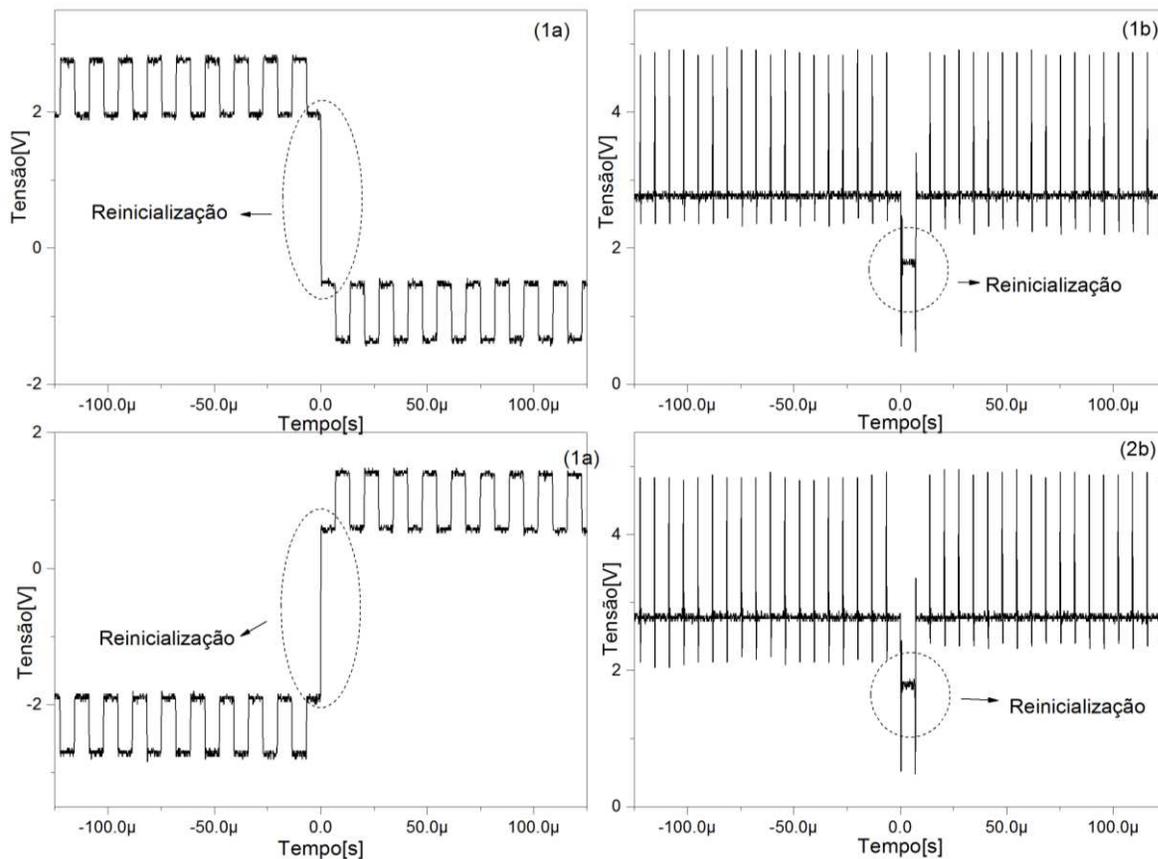


Figura 3.10 – Reinicialização dos níveis de modulação de dois níveis e efeito no sinal de saída do transimpedância.

A reinicialização pode prejudicar a medida de rotação, já que afeta o sinal de saída da parte óptica. Caso o fator de escala esteja bem ajustado isto não acontece, tanto é que algumas técnicas utilizam esse valor de saída da parte óptica na reinicialização para controlar a estabilidade do fator de escala [7; 12]. Este controle é também conhecido como controle de 2π , já que busca

manter a queda de 2π sempre com o mesmo efeito. A variação da temperatura pode alterar o fator de escala, obrigando correções na tensão para obtenção da tensão equivalente a 2π ou mesmo dos níveis de tensão da modulação. Devido à construção do circuito para trabalhar com a técnica de condicionamento para minimização de *offset* isto não é possível ser feito na modulação de dois níveis, pois a reinicialização pode demorar muito a acontecer em baixas rotações, o que inviabiliza o uso da técnica de condicionamento proposta.

É interessante que não aconteçam reinicializações frequentes, pois quando há reinicialização o resultado na saída do amplificador transimpedância será um sinal relacionado ao fator de escala e não à rotação.

O controle da estabilidade do fator de escala só pode ser feito quando há a reinicialização. Uma alternativa proposta por Wang [20] é a inserção de uma modulação de quatro níveis de forma periódica, a Figura 3.11 ilustra a técnica proposta.

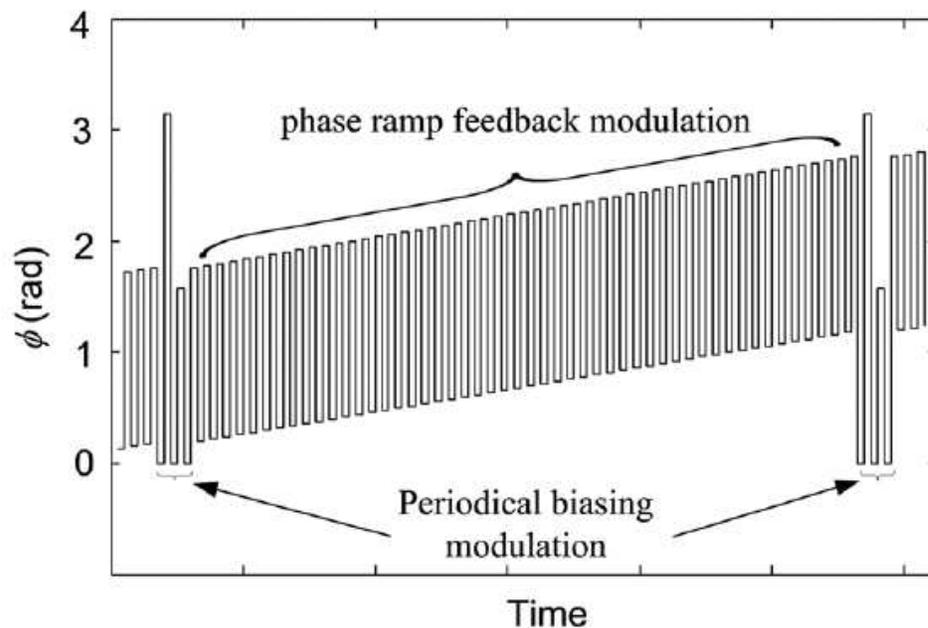


Figura 3.11– Modulação de quatro níveis periódica, inserida entre modulação de dois níveis. [20]

A modulação de duas fases com inserções periódicas de modulação com quatro níveis e quatro fases, proposta por Wang [20] até pode ser implementada juntamente com a técnica de minimização de *offset*, mas como será mostrado na próxima seção, a modulação de quatro níveis também apresenta alguns problemas.

3.2.2 Modulação de Quatro Níveis e Quatro fases

Outro tipo de modulação apresentada em alguns trabalhos é a de quatro níveis e quatro fases. Os níveis de tensão usuais para este tipo de modulação podem ser vistos na Figura 3.12.

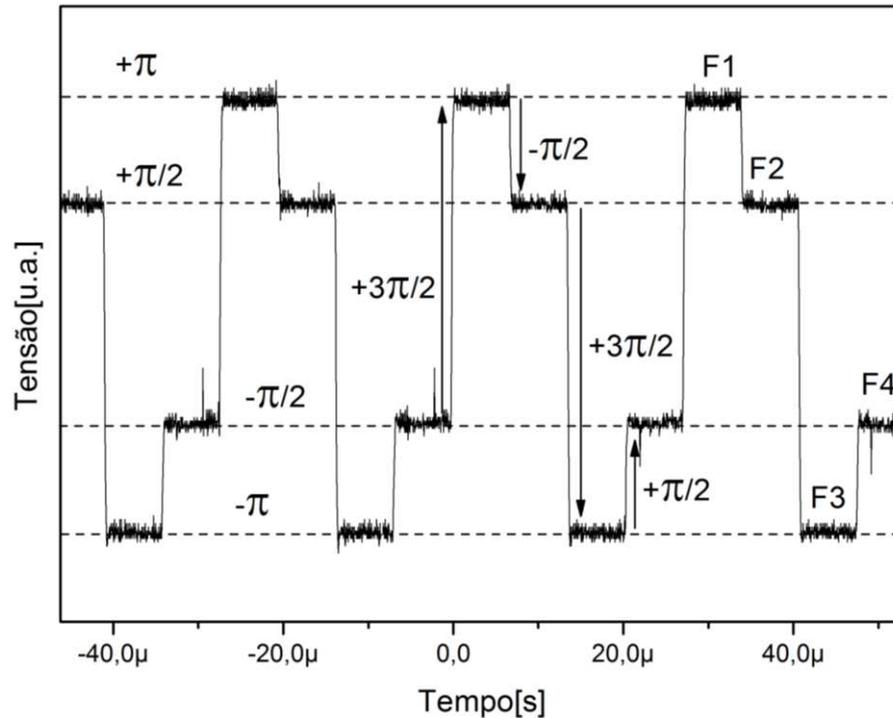


Figura 3.12 – Níveis de tensão normalmente usados na modulação de quatro níveis e quatro fases.

O sinal de saída da parte óptica em resposta à modulação de quatro níveis e quatro fases fornece informação de rotação e também da estabilidade do fator de escala (controle de 2π). Usando as fases indicadas na Figura 3.12, as transições de $-\pi/2$ e $+\pi/2$, que ocorrem nas fases F2 e F4, geram na saída a informação de rotação, enquanto podem ser utilizadas a F1 e a F3 para fazer o controle da estabilidade do fator de escala.

A resposta do sistema a esta modulação é mostrada na Figura 3.13. Quando não há rotação e é feito o ajuste inicial de 2π , observa-se que a saída do sistema tem somente um nível de tensão, intercalado com os *spikes* devido as transições (gráfico superior). Quando há rotação e o

valor de 2π está bem ajustado, a saída apresentará dois níveis de tensão. Duas fases indicam o valor da rotação e outra duas podem ser utilizadas para o ajuste do valor de 2π .

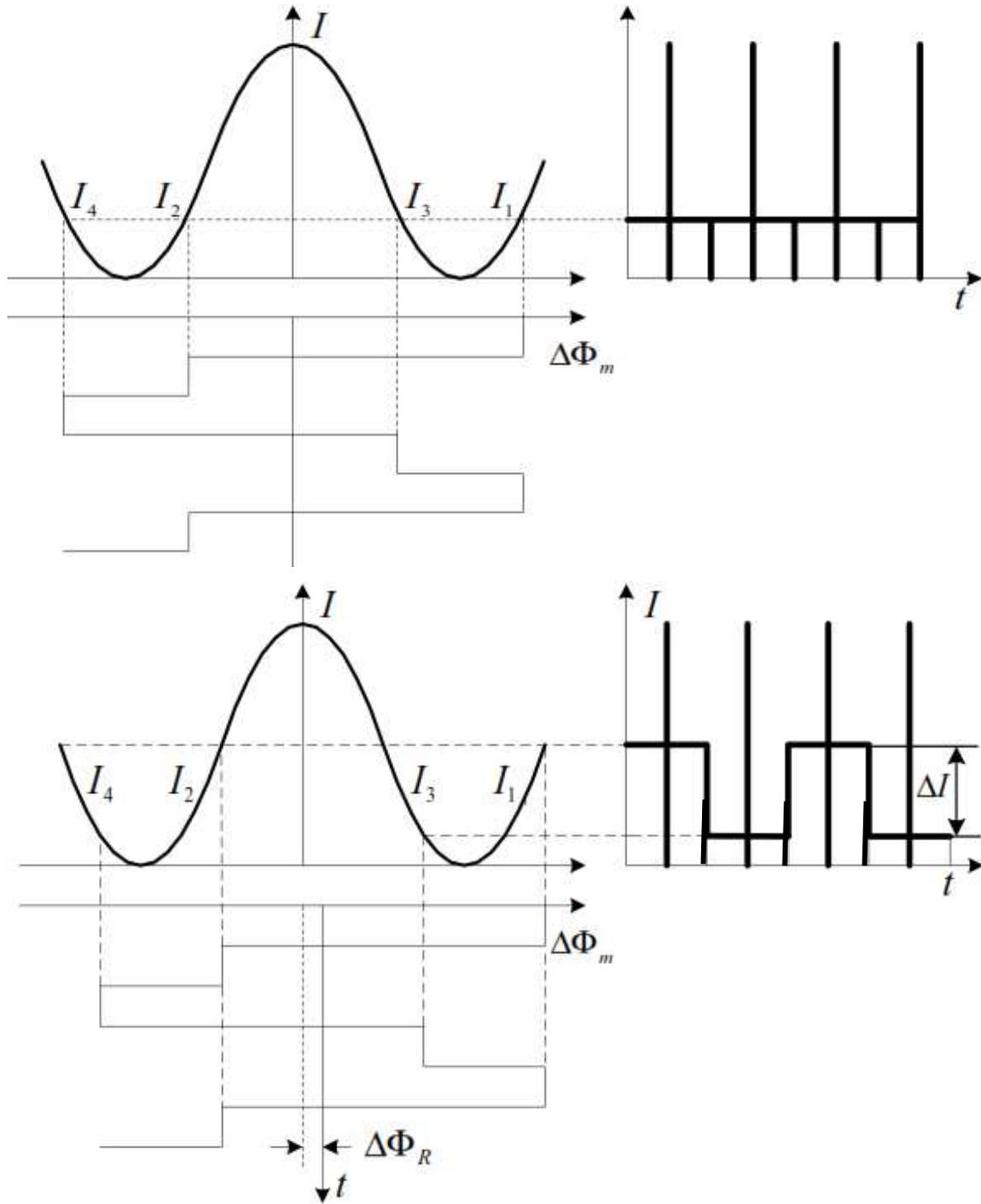


Figura 3.13 – Modulação de 4 níveis, gráfico de resposta e a saída provocada [17].

Na Figura 3.14 é ilustrada a seleção das partes do sinal para a compensação da rotação, usando modulação de quatro níveis e quatro fases e a técnica de cancelamento de *offset* apresentada no capítulo anterior. O sinal *Controle 1* ativa a chave analógica para amostragem do sinal do transimpedância na fase 2 (as denominações das fases são mostradas na Figura 3.12), enquanto o sinal *Controle 2* aciona outra chave analógica para amostragem do sinal do transimpedância na fase 4.

Ainda é possível observar na Figura 3.14 que há um desajuste do valor de tensão relativo ao 2π , isto porque a resposta do sinal de saída a fases subsequentes como a fase 4 e a fase 1, tem níveis de tensão ligeiramente diferentes, o mesmo acontecendo entre as fases 2 e 3. A rotação a que estava submetida o sistema (no caso somente a rotação da Terra) era pequena, praticamente não se observa inclinação no sinal de realimentação.

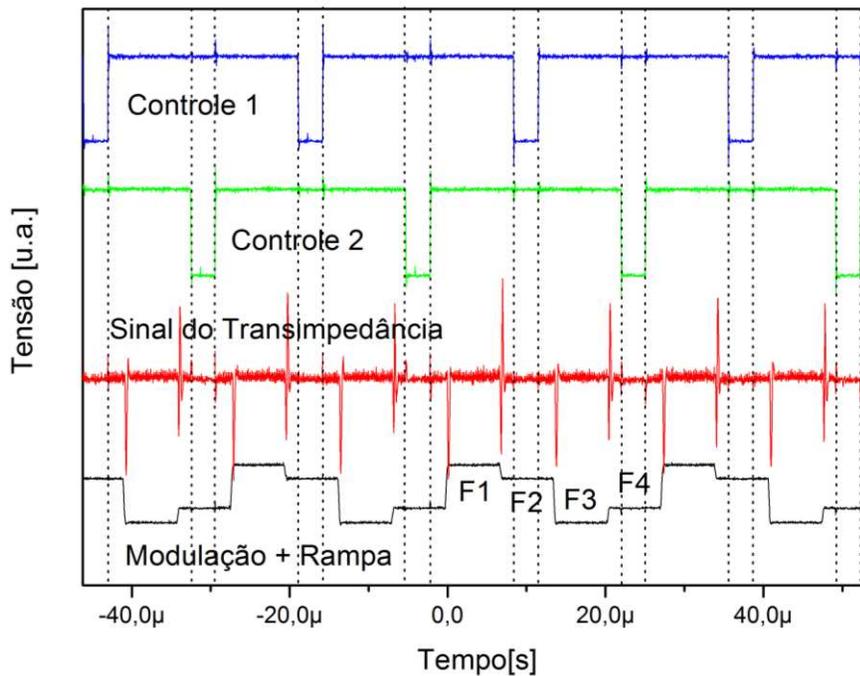


Figura 3.14 – Sinais de controle da amostragem, sinal do transimpedância e a modulação.

3.2.2.1 Excursão do conversor D/A e limites de comparação

Para todas as modulações o valor do tamanho do degrau que normalmente se utiliza é de 2π e como é observado na Figura 3.12 o tamanho total da modulação de quatro níveis e quatro

fases é 2π . Com estes valores e utilizando a equação (3.4) a excursão necessária do conversor D/A será de:

$$\text{Excursão DAC}_{4 \text{ níveis } 4 \text{ fases}} = 2\pi_{\text{tamanho modulação}} + 2\pi_{\text{tamanho do degrau}} = 4\pi \quad (3.8)$$

Este valor de excursão do conversor D/A é superior ao encontrado para a modulação de dois níveis e duas fases. A excursão necessária afeta o desempenho do conversor D/A de 16 bits. Idealmente o sinal de realimentação deveria ser contínuo na faixa de operação, contudo como é utilizado um conversor D/A de 16 bits o sinal é discreto e possui 65536 níveis de tensão possíveis. Desta forma quanto maior for a excursão do DAC, maior será o erro de quantização na conversão, prejudicando o desempenho do sistema, por isso sempre se busca a menor excursão possível.

Para diminuir a excursão do DAC é proposta a primeira melhoria para esta modulação, que é um degrau de reinicialização com o valor de π , ao invés de 2π . Na Figura 3.15 é mostrada a diferença da excursão necessária pela modulação de quatro níveis e quatro fases para dois tamanhos de degraus de reinicialização.

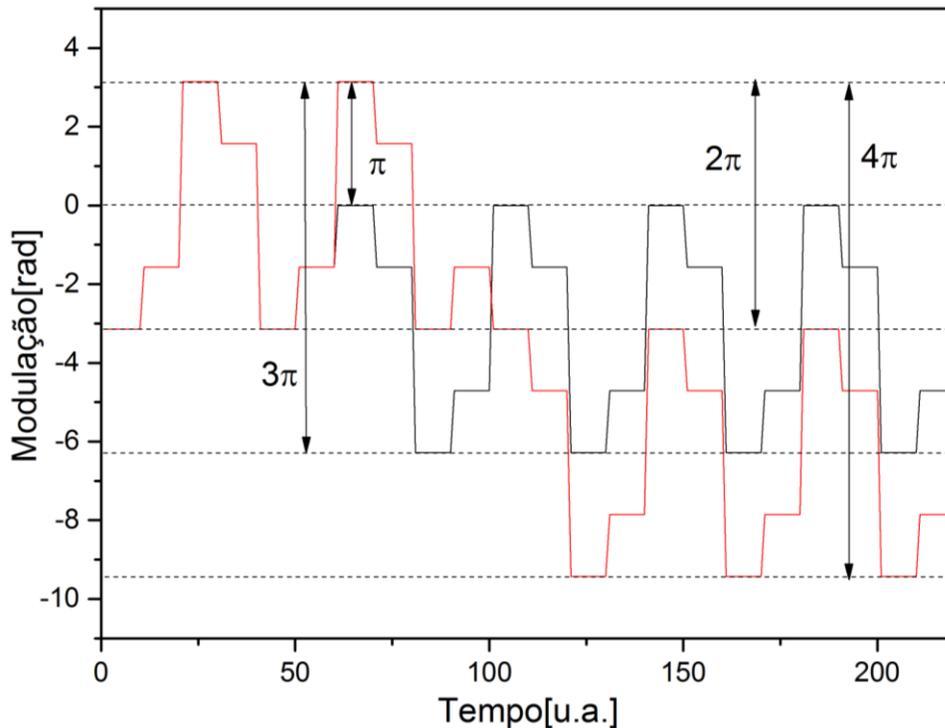


Figura 3.15 – Comparativo entre tamanhos de degraus de reinicialização

Usando o degrau de reinicialização de π , o sinal de saída precisa ser desprezado na fase que houver a reinicialização. Isto é feito para que o controle da estabilidade do fator de escala não ser afetado pela reinicialização.

Na Figura 3.16 é ilustrado o comportamento do sinal de realimentação para modulação de quatro níveis e quatro fases para uma rampa com inclinação positiva quando há a reinicialização. A reinicialização com a subtração de π , se for necessária, somente ocorrerá na transição da fase 4 para a fase 1.

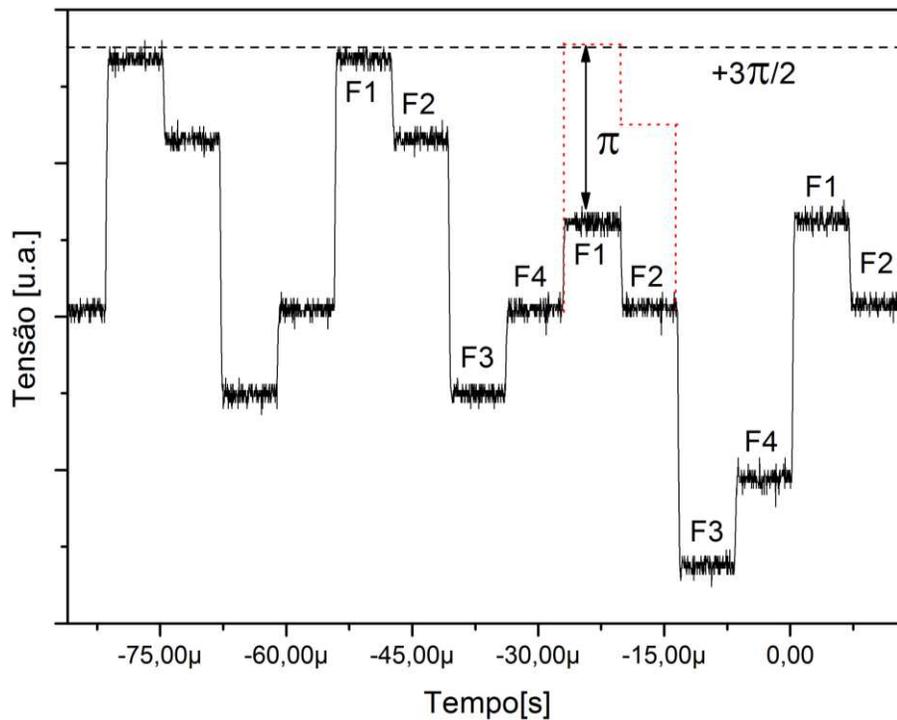


Figura 3.16 – Modulação de quatro níveis e quatro fases quando há a reinicialização.

Na Figura 3.17 é mostrado o comportamento do sinal de realimentação para modulação de quatro níveis na reinicialização quando a rampa tem inclinação negativa. A soma de π acontece obrigatoriamente na transição da fase 2 para a fase 3.

Para haver a reinicialização há uma lógica implementada no CPLD para a comparação do sinal de realimentação com níveis de tensão limites, esses limites mínimos de comparação foram definidos inicialmente por:

$$\text{Limites de comparação} = \pm \text{Excursão DAC} / 2 \quad (3.9)$$

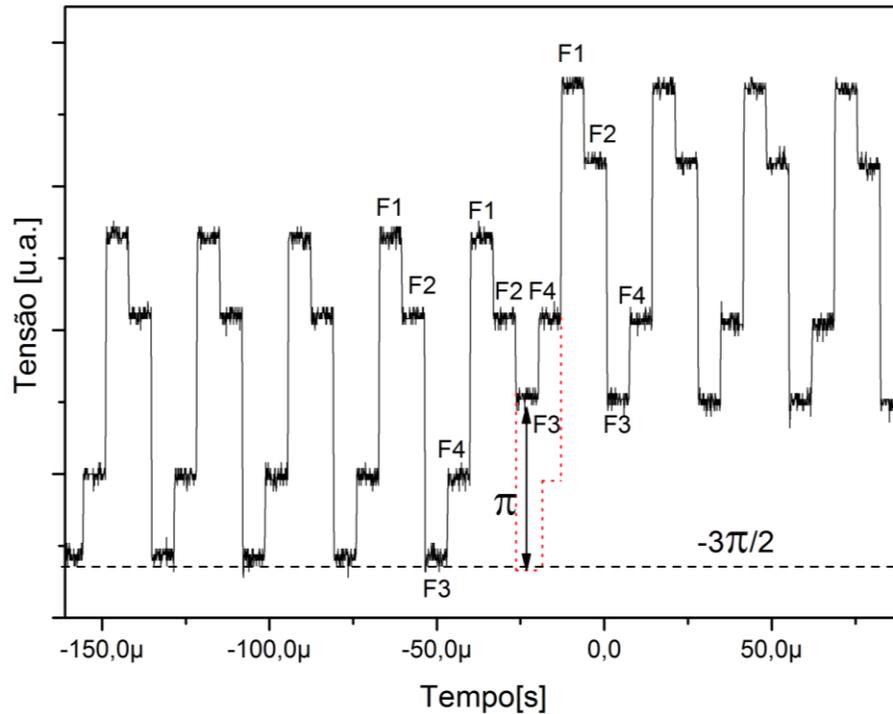


Figura 3.17 – Modulação de quatro níveis e quatro fases quando há a reinicialização.

Para a modulação de quatro níveis e quatro fases com degrau de reinicialização de π , os limites utilizados são $-3\pi/2$ e $+3\pi/2$. Na prática para se obter maior robustez no sistema a excursão do DAC implementada é um pouco maior do que a prevista na equação (3.8). Com isto os limites de comparação são menores do que os limites do conversor D/A.

3.2.2.2 Rotação de fundo de escala

A rotação máxima que o sistema configurado com a modulação de quatro níveis e quatro fases e com o tamanho do degrau de reinicialização de π consegue compensar pode ser calculado com a equação (3.6). A expressão para o caso particular da modulação em questão fica:

$$\text{Rotação máxima}_{4 \text{ níveis } 4 \text{ fases}} = \pm \pi_{T.\text{degrau}} / 4_{N. \text{ de fases}} = \pm \pi/4 \text{ rad/s} \quad (3.10)$$

Se o incremento for superior ao valor de $\pi/4$ poderá haver o estouro da escala do conversor D/A e invalidará a medida. Para exemplificar, supondo uma rotação de $+\pi/3$ e a rampa com valor inicial $+\pi/3$, têm-se o sinal de realimentação mostrado na Figura 3.18.

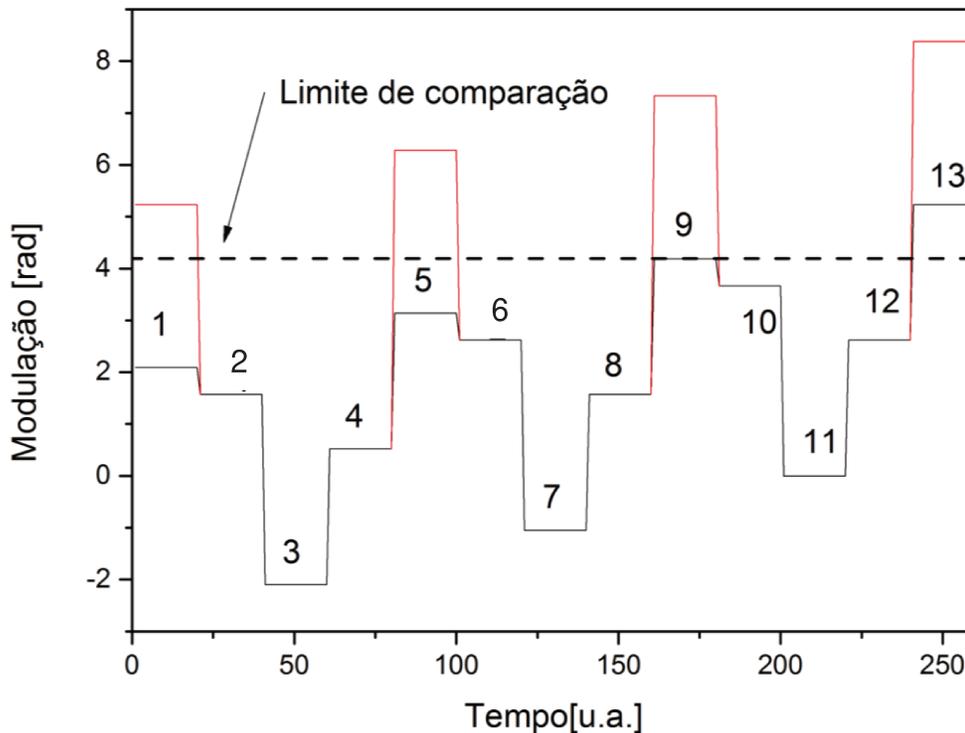


Figura 3.18 – Sequência dos níveis para a modulação de quatro níveis com reinicialização de π .

Abaixo é mostrado o cálculo para cada um dos níveis mostrados na Figura 3.18 com a indicação da sequência.

1. $(+\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+5\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+5\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+2\pi/3)_{TOTAL}$
2. $(-\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi/2)_{NÍVEL} = (+\pi/2)_{TOTAL}$
3. $(0 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi)_{NÍVEL} = (-2\pi/3)_{TOTAL}$
4. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi/2)_{NÍVEL} = (+\pi/6)_{TOTAL}$
5. $(+2\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+2\pi)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+2\pi)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+\pi)_{TOTAL}$

6. $(0 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi/2)_{NÍVEL} = (+5\pi/6)_{TOTAL}$
7. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi)_{NÍVEL} = (-\pi/3)_{TOTAL}$
8. $(2\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi/2)_{NÍVEL} = (+\pi/2)_{TOTAL}$
9. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+7\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+7\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+4\pi/3)_{TOTAL} = LIMITE$
10. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi/2)_{NÍVEL} = (+7\pi/6)_{TOTAL}$
11. $(2\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi)_{NÍVEL} = (0)_{TOTAL}$
12. $(\pi + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi/2)_{NÍVEL} = (+5\pi/6)_{TOTAL}$
13. $(4\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+8\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+7\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+5\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
ESTOURO DA ESCALA

Como previsto haveria o estouro do fundo de escala do conversor D/A para rotações superiores a $\pm\pi/4$. Para resolver esse problema, é proposto a realização de reinicializações duplas em alguns instantes.

Para rotações baixas a reinicialização ainda seria de π , mas para rotações próximas ao máximo poderia, em uma mesma transição, haver até duas reinicializações. Desta forma o limite para a medida de rotação será ampliado. Novamente utilizando a equação (3.6), porém com um degrau de reinicialização equivalente a 2π , por causa da dupla reinicialização, a expressão para a rotação de fundo de escala é:

$$Rotação\ máxima\ 4\ níveis\ 4\ fases = \pm 2\pi_{T.degrau} / 4_{N.de\ fases} = \pm\pi/2\ rad/s \quad (3.11)$$

Aplicando a dupla reinicialização no exemplo anterior têm-se a curva mostrada na Figura 3.19.

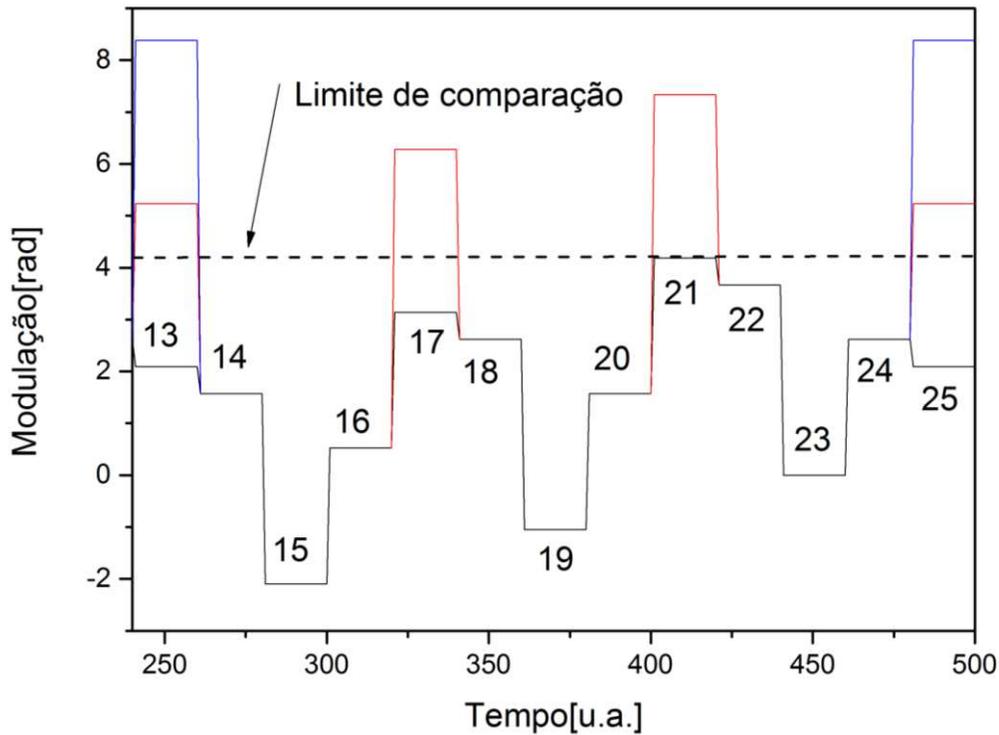


Figura 3.19 – Sequência dos níveis para a modulação de quatro níveis com dupla reinicialização de π .

Com os cálculos apresentados abaixo.

13. $(4\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+8\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+7\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+5\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+5\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+2\pi/3)_{TOTAL} < LIMITE$
14. $(-\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi/2)_{NÍVEL} = (+\pi/2)_{TOTAL}$
15. $(0 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi)_{NÍVEL} = (-2\pi/3)_{TOTAL}$
16. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi/2)_{NÍVEL} = (+\pi/6)_{TOTAL}$
17. $(+2\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+2\pi)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+2\pi)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+\pi)_{TOTAL}$
18. $(0 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi/2)_{NÍVEL} = (+5\pi/6)_{TOTAL}$
19. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi)_{NÍVEL} = (-\pi/3)_{TOTAL}$
20. $(2\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi/2)_{NÍVEL} = (+\pi/2)_{TOTAL}$
21. $(\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+7\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow$
 $(+7\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+4\pi/3)_{TOTAL} = LIMITE$

$$\begin{aligned}
22. & (\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi/2)_{NÍVEL} = (+7\pi/6)_{TOTAL} \\
23. & (2\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi)_{NÍVEL} = (0)_{TOTAL} \\
24. & (\pi + \pi/3)_{RAMPA} + (-\pi/2)_{NÍVEL} = (+5\pi/6)_{TOTAL} \\
25. & (4\pi/3 + \pi/3)_{RAMPA} + (+\pi)_{NÍVEL} = (+8\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow \\
& (+7\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+5\pi/3)_{TOTAL} > LIMITE \rightarrow \\
& (+5\pi/3)_{TOTAL} - (+\pi)_{REINICIALIZAÇÃO} = (+2\pi/3)_{TOTAL} < LIMITE
\end{aligned}$$

Como é mostrado nas duas sequências calculadas (Figura 3.18 e Figura 3.19), a cada transição da fase 4 para a fase 1, haverá uma reinicialização. Quando há a reinicialização, por causa do degrau ser igual a π , o sinal de saída do transimpedância para aquela fase está comprometido.

O sinal do transimpedância não deverá ser amostrado na fase que há reinicialização. Isto pode afetar a medida feita para o controle do fator de estabilidade em uma das duas fases em que é possível adquirir essa informação. Para solucionar este problema, a seleção das fases para o controle de 2π usa a informação do sinal da inclinação, para seleção da fase que não é perturbada pela reinicialização.

Os resultados observados na simulação estão de acordo com os cálculos. Porém na implementação foi observado um comportamento diferente. Emulando pequenas rotações, forçando-se uma rampa digital no sinal de realimentação, o sinal de saída em malha aberta apresentou as características apresentadas na Figura 3.20 e na Figura 3.21.

Na Figura 3.20 o sistema foi deixado em malha óptica aberta, e inserida uma inclinação na rampa de apenas $-10^{-6}\pi rad/s$, o que para a rampa digital significa 3 LSB em um total de 16 bits. A resposta do sistema possui uma variação de $750\mu V$ até $-350\mu V$.

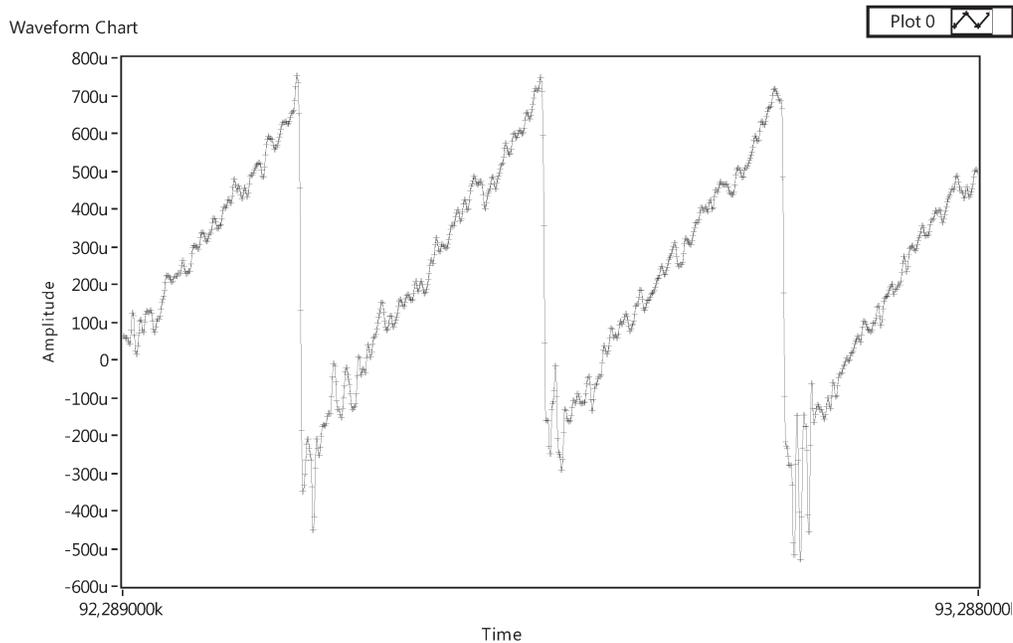


Figura 3.20 – Comportamento do sinal de saída para uma rotação emulada de $-10^{-6}\pi \text{ rad/s}$.

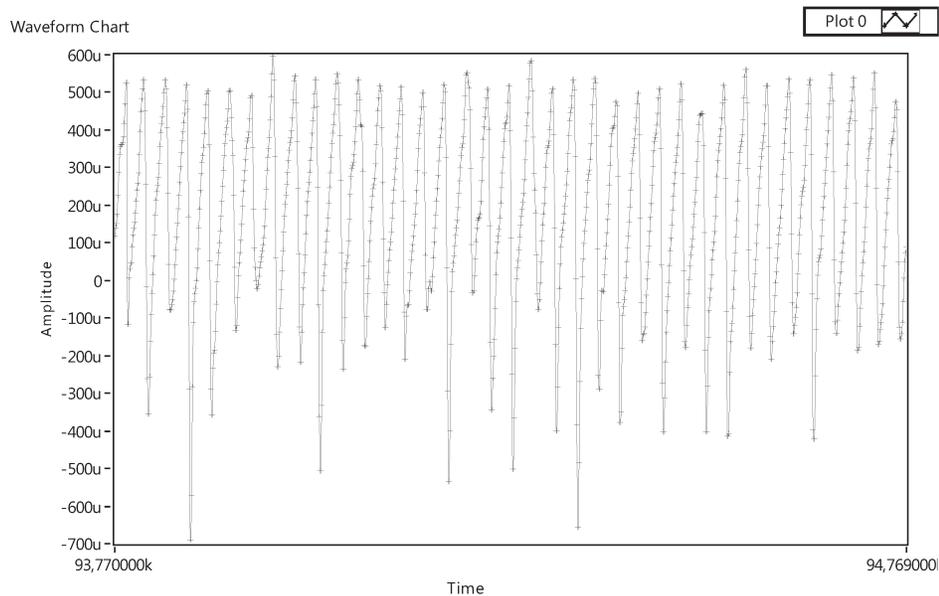


Figura 3.21 – Comportamento do sinal de saída para uma rotação emulada de $-10^{-5}\pi \text{ rad/s}$.

Quando colocada uma rampa de inclinação $-10^{-5}\pi \text{ rad/s}$ (Figura 3.21), o sistema responde novamente com oscilações. Esse efeito observado é muito parecido com o que foi mostrado no trabalho “Zero deviation effect in a resonator optic gyro caused by nonideal digital ramp phase modulation” [33], que é apresentado na Figura 3.22.

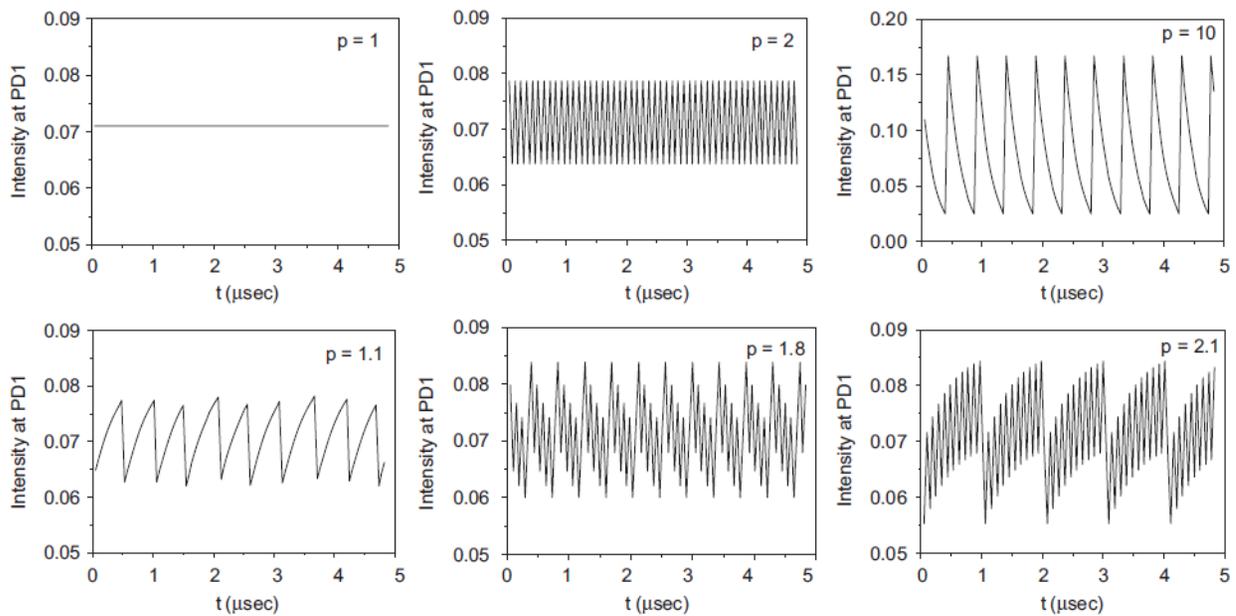


Figura 3.22 – Resposta de um girômetro ressonante a imperfeições na rampa digital [33] .

Depois de diversos testes chegou-se a conclusão que esse efeito era decorrente da não-linearidade do conversor D/A somada às distorções harmônicas provocadas pelo amplificador operacional diferencial de saída. Foi realizada a troca do amplificador operacional diferencial de saída para um com melhores características, porém a troca do conversor D/A não foi possível. O efeito foi minimizado, porém não eliminado.

A curva de não-linearidade do conversor AD5546 é mostrada na Figura 3.23. Essa não-linearidade faz com que a transição da fase 1 para a fase 2, de valor teórico $-\pi/2$, não tenha o mesmo módulo da transição da fase 3 para a fase 4, de valor teórico $+\pi/2$. E pior, durante o funcionamento os níveis percorridos pelo sinal de realimentação, acarretam em valores diferentes para as quedas, resultando nas respostas observadas nas Figuras 3.20 e 3.21.

Para corrigir este problema, uma possibilidade era a troca do conversor D/A por um com menor erro de não-linearidade, que não foi possível por não haver nenhum conversor que se encaixasse nos requisitos necessários. Outra possibilidade era usar uma modulação que não apresente esses problemas e que possibilitasse o controle do fator de estabilidade utilizando a técnica de minimização de *offset*, para isto foi desenvolvida uma modulação com seis fases.

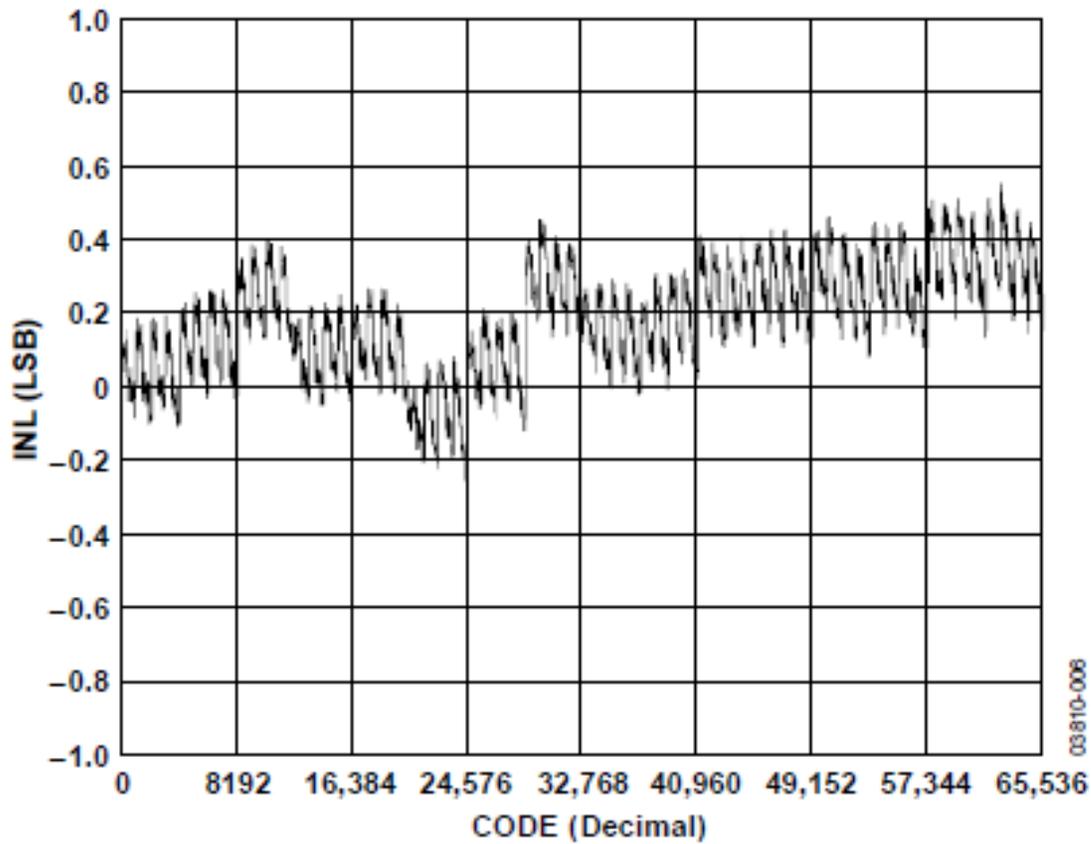


Figura 3.23 – Erro de não-linearidade integral do conversor AD5546 [35] .

3.2.3 Modulação de Quatro Níveis e Seis Fases

Buscando atenuar os problemas causados pela não-linearidade do conversor digital-analógico na modulação de quatro níveis, foi desenvolvida uma modulação com seis fases. Na Figura 3.24 são mostrados os níveis de tensão da modulação com seis fases e com quatro níveis.

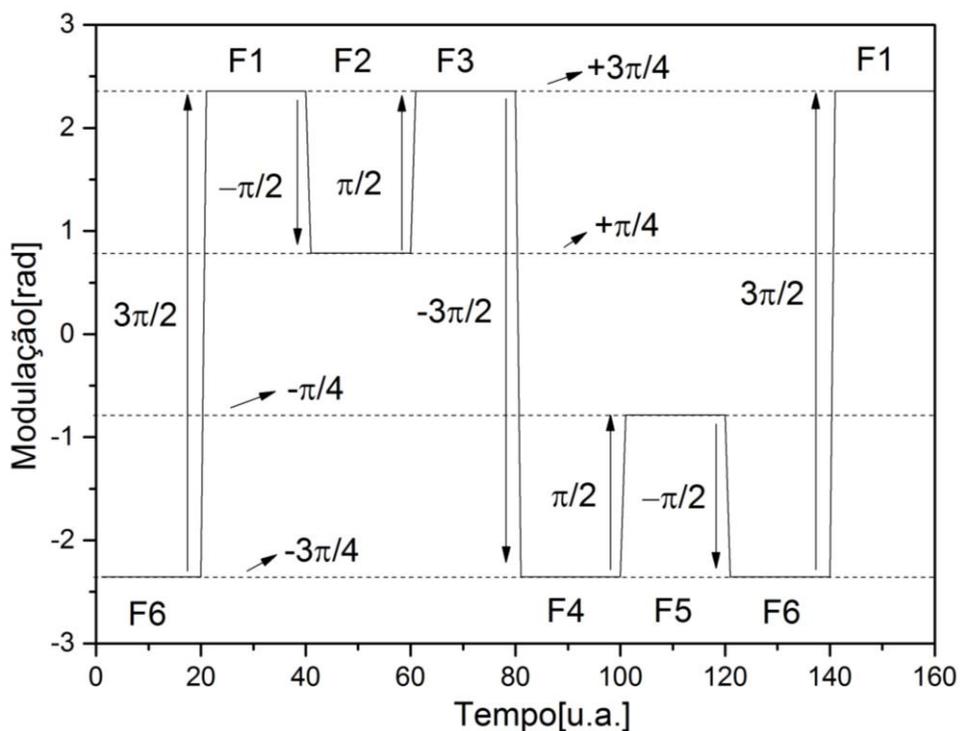


Figura 3.24– Modulação de seis fases .

Nesta modulação, quatro fases podem ser usadas para obtenção da medida relativa à rotação (F2, F3, F5 e F6), e duas fases para o ajuste do valor de 2π para manutenção do fator de escala (F1 e F4). Usando fases consecutivas para seleção da medida de rotação o efeito nocivo da não-linearidade do conversor D/A é reduzido, pois a medida é feita em um intervalo muito próximo na escala do conversor D/A, tal como acontece na modulação de dois níveis.

3.2.3.1 Excursão do conversor D/A e limites de comparação

Usando os níveis de tensão da modulação mostrados na Figura 3.24, o degrau de reinicialização de $\pm 2\pi$, e a equação (3.4) os limites mínimos da excursão da saída do conversor D/A precisam ser:

$$Excursão\ DAC_{4\ n\acute{ı}veis\ 6\ fases} = 3\pi/2_{tam.modula\c{c}\tilde{a}o} + 2\pi_{tam.do\ degrau} = 7\pi/2 \quad (3.12)$$

Para os limites de comparação usa-se a equação (3.9):

$$\text{Limites de comparação } 4 \text{ níveis } 6 \text{ fases} = \pm 7\pi/2_{\text{Excursão DAC}} / 2 = \pm 1,75\pi \quad (3.12)$$

Apesar desses valores serem utilizados como limites para execução da reinicialização da rampa, os limites do conversor D/A são maiores, para garantir que não haverá estouro na escala do conversor D/A. Na Figura 3.25 é mostrada a configuração adotada para as condições acima e usando o limite total do conversor D/A de $\pm 2,25\pi$.

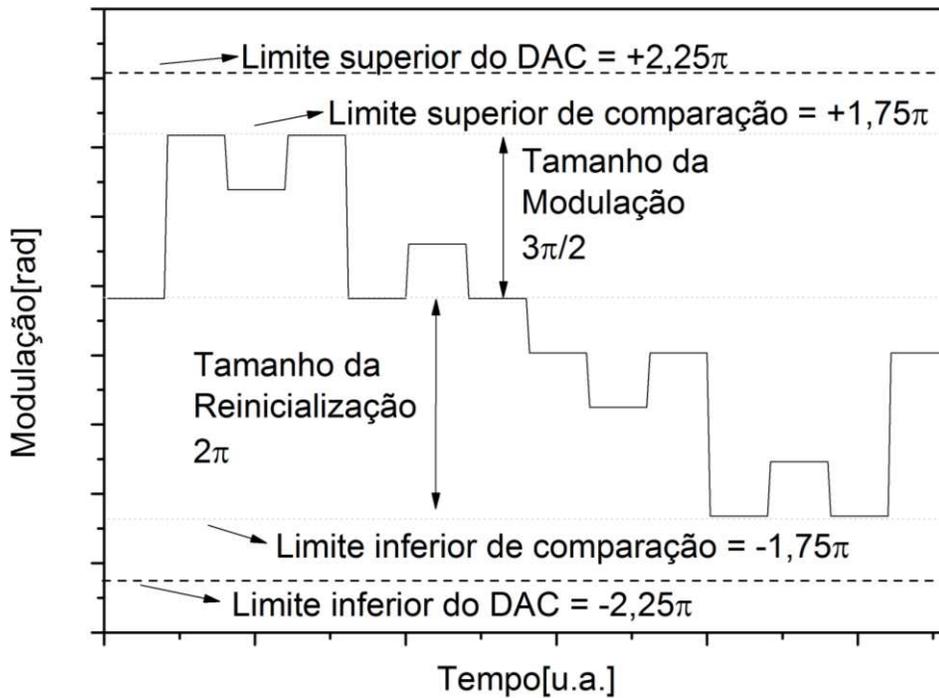


Figura 3.25 – Modulação de seis fases com modulações múltiplas de $\pi/4$.

Se os limites de comparação fossem menores que os indicados no parágrafo anterior, a modulação sofreria reinicializações em todas as fases possíveis, como é mostrado na Figura 3.26. O efeito dessas reinicializações é prejudicial à medida de rotação e também ao controle de 2π , por isso define-se os valores $+1,75\pi$ e $-1,75\pi$ como limites mínimos.

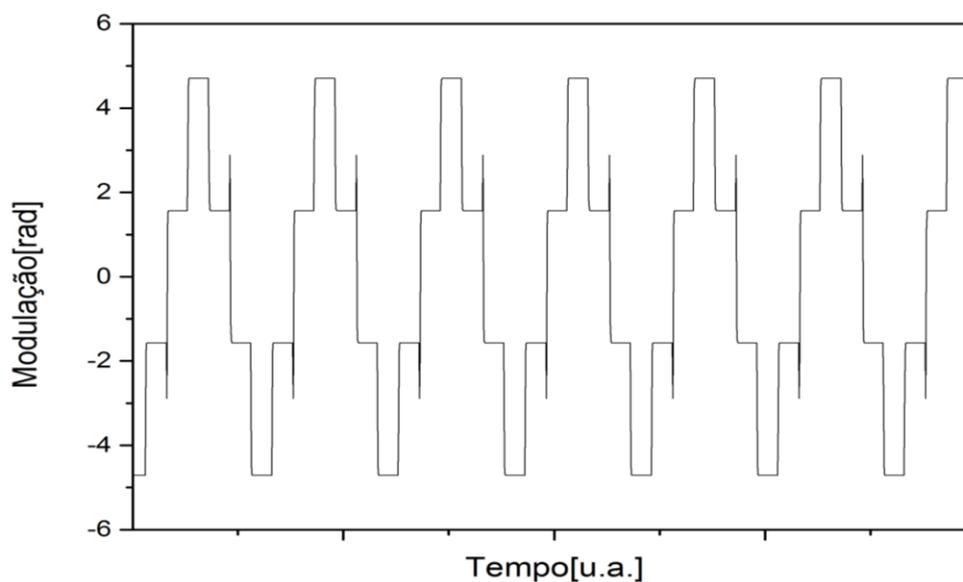


Figura 3.26 – Efeito da escolha de limites de comparação menores que a soma da modulação e do degrau de reinicialização.

3.2.3.2 Rotação de fundo de escala

A rotação máxima suportada pela modulação de 4 fases e 6 níveis com o níveis de modulação mostrados na Figura 3.24, com o degrau de reinicialização de 2π e usando reinicializações duplas, utilizando a equação (3.6) é:

$$\text{Rotação máxima}_{4 \text{ níveis } 6 \text{ fases}} = \pm 4\pi_{T.\text{degrau}} / 6_{N. \text{ de fases}} = \pm 2\pi/3 \text{ rad/s} \quad (3.13)$$

Contudo, a modulação de 4 níveis e 6 fases proposta possui uma peculiaridade, a Fase 1 e a Fase 3 estão no mesmo nível de modulação, assim como a Fase 4 e Fase 6. A reinicialização só pode acontecer na transição da Fase 6 para a Fase 1, quando a inclinação da rampa for positiva. Se a inclinação da rampa for negativa a reinicialização é permitida apenas na transição da Fase 3 para a Fase 4. Com isto pode haver problemas nas fases intermediárias, não bastando apenas analisar a rotação máxima devido à reinicialização.

A análise da rotação máxima é necessária para cada fase da modulação. Para esta análise assumiu-se que na primeira fase (F1, na qual pode haver reinicialização da rampa) o valor está

exatamente no limite de comparação. O limite do conversor D/A deve ser respeitado em todas as fases.

$$\text{Fase 1. } Rampa + Rotação + (3\pi/4)_{\text{nível}} = 7\pi/4_{\text{Limite de comparação}}$$

- $Rampa + Rotação = \pi$

$$\text{Fase 2. } Rampa + Rotação + Rotação + (\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + Rotação + (\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $Rotação < \pi$

$$\text{Fase 3. } Rampa + 2 \times Rotação + Rotação + (3\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + 2 \times Rotação + (3\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $Rotação < \pi/4$

$$\text{Fase 4. } Rampa + 3 \times Rotação + Rotação + (-3\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + 3 \times Rotação + (-3\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $Rotação < 2\pi/3$

$$\text{Fase 5. } Rampa + 4 \times Rotação + Rotação + (-\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + 4 \times Rotação + (-\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $Rotação < 3\pi/8$

$$\text{Fase 6. } Rampa + 5 \times Rotação + Rotação + (-3\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + 5 \times Rotação + (-3\pi/4)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $Rotação < 2\pi/5$

A fase em que há a limitação da rotação é a fase 3, com uma rotação de no máximo $\pi/4$. Assim a rotação máxima para a modulação de quatro níveis e seis fases é:

$$Rotação\ máxima_{4\ \text{níveis}\ 6\ \text{fases}} = \pm\pi/4\ \text{rad/s} \quad (3.14)$$

Com o intuito de melhorar o valor da rotação máxima, foi feita uma adaptação nos níveis de tensão da modulação.

3.2.4 Modulação de Quatro Níveis e Seis Fases Modificada

Os novos níveis propostos para a modulação de quatro níveis e seis fases podem ser vistos na Figura 3.27. Com estes níveis a amplitude total da modulação foi reduzida. A amplitude dessa modulação é de $4\pi/3$, e nas fases para a medida de rotação a variação é de $\pm 2\pi/3$. Essas fases podem ser usadas para medida da rotação sem prejudicar a leitura para o controle do tamanho de 2π , usada na estabilização do fator de escala.

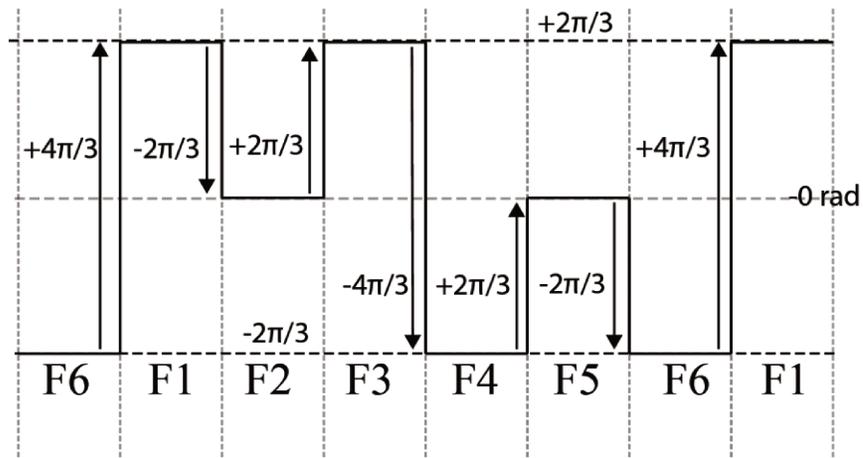


Figura 3.27 – Modulação de seis fases com modulações $\pi/3$.

3.2.4.1 Excursão do conversor D/A e limites de comparação

Usando os níveis de tensão modificados da modulação mostrados na Figura 3.27, o grau de reinicialização de $\pm 2\pi$, e a equação (3.4) os limites mínimos da excursão da saída do conversor D/A precisam ser:

$$\text{Excursão DAC}_{4 \text{ níveis } 6 \text{ fases MOD}} = 4\pi/3_{\text{tam.modulação}} + 2\pi_{\text{tam.do grau}} = 10\pi/3 \quad (3.15)$$

Para os limites de comparação usa-se novamente a equação (3.9):

$$\text{Limites de comparação}_{4 \text{ níveis } 6 \text{ fases MOD}} = \pm 10\pi/3_{\text{Excursão DAC}} / 2 = \pm 5\pi/3 \quad (3.16)$$

Os limites mínimos de comparação para estes níveis são $+5\pi/3$ e $-5\pi/3$, menores do que os limites para os níveis anteriores. Foi mantida a modulação em uma faixa mais estreita de tensões, melhorando a resposta aos efeitos danosos da não-linearidade do conversor D/A e das distorções harmônicas do amplificador operacional. Para obter uma rotação máxima maior foram mantidos os limites do DAC em $\pm 2,25\pi$.

Junto a esta modificação dos níveis da modulação, foi alterado o modo como era feita a comparação no momento da segunda reinicialização, já prevista para a modulação de quatro níveis e quatro fases. O novo limite para comparação utiliza o valor da rotação e pode ser expresso por:

$$\text{Lim. de comparação } 2^{\text{a}} \text{ Rein. } 4 \text{ níveis } 6 \text{ fases MOD} = \pm 5\pi/3_{\text{Limite normal}} - \text{Rotação} \quad (3.17)$$

3.2.4.2 Rotação de fundo de escala

Como foi visto para a modulação de quatro níveis e seis fases antes da modificação dos níveis da modulação é necessário analisar a rotação máxima permitida por cada fase. Porém para esta análise o valor da fase é exatamente igual ao limite de comparação para a segunda reinicialização.

$$\text{Fase 1. Rampa} + \text{Rotação} + (2\pi/3)_{\text{nível}} = (5\pi/3 - \text{Rotação})_{\text{Lim.comparação } 2^{\text{a}} \text{ reinic.}}$$

- $\text{Rampa} + 2 \times \text{Rotação} = \pi$

$$\text{Fase 2. Rampa} + \text{Rotação} + \text{Rotação} + (\pi/3)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + (\pi/3)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

$$\text{Fase 3. Rampa} + 2 \times \text{Rotação} + \text{Rotação} + (2\pi/3)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + \text{Rotação} + (2\pi/3)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $\text{Rotação} < 7\pi/12$

$$\text{Fase 4. Rampa} + 3 \times \text{Rotação} + \text{Rotação} + (-2\pi/3)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$$

- $\pi + 2 \times \text{Rotação} + (-2\pi/3)_{\text{nível}} < 9\pi/4_{\text{Limite do DAC}}$

- $Rotação < 23\pi/24$

Fase 5. $Rampa + 4 \times Rotação + Rotação + (-\pi/3)_{nível} < 9\pi/4_{Limite\ do\ DAC}$

- $\pi + 3 \times Rotação + (-\pi/3)_{nível} < 9\pi/4_{Limite\ do\ DAC}$
- $Rotação < 19\pi/36$

Fase 6. $Rampa + 5 \times Rotação + Rotação + (-2\pi/3)_{nível} < 9\pi/4_{Limite\ do\ DAC}$

- $\pi + 4 \times Rotação + (-2\pi/3)_{nível} < 9\pi/4_{Limite\ do\ DAC}$
- $Rotação < 23\pi/48$

Com estas mudanças aumentou-se o valor máximo de rotação mensurável. A fase limitante nessas condições é a fase 6 e o limite é de $23\pi/48$, ou $0,4791\bar{6}\pi$, a rotação máxima devido a reinicialização é de $2\pi/3$ como observado na equação (3.13). Desta forma a rotação máxima é definida pela limitação da fase 6:

$$Rotação\ máxima\ 4\ níveis\ 6\ fases\ MOD = \pm 23\pi/48\ rad/s \quad (3.18)$$

A Figura 3.28 apresenta o resultado da implementação da modulação de 4 níveis e 6 fases com as alterações propostas e o sinal de saída do amplificador de transimpedância para a rotação da Terra.

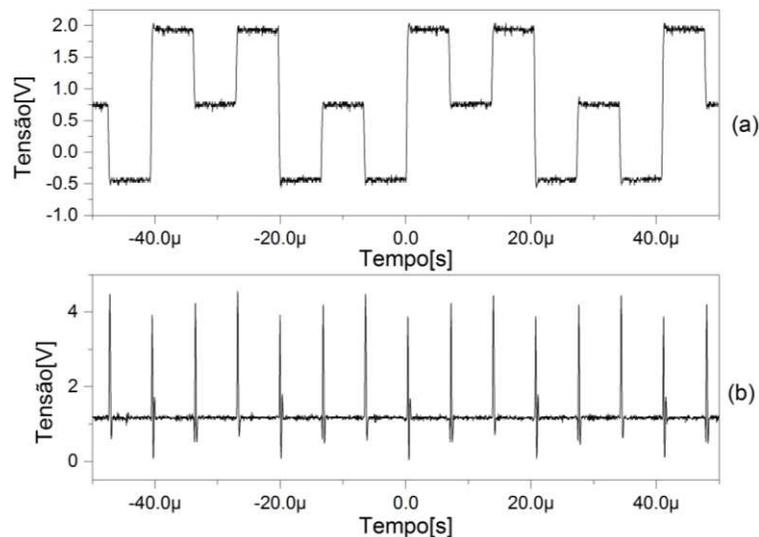


Figura 3.28 – Modulação de três níveis e seis fases (a) e o sinal de saída do transimpedância (b).

Na Figura 3.29 é mostrado o comportamento do sinal de realimentação quando o sistema é submetido a uma rotação. Abaixo observa-se o sinal enviado ao IOC quando há uma reinicialização e acima há o gráfico do sinal de saída do transimpedância.

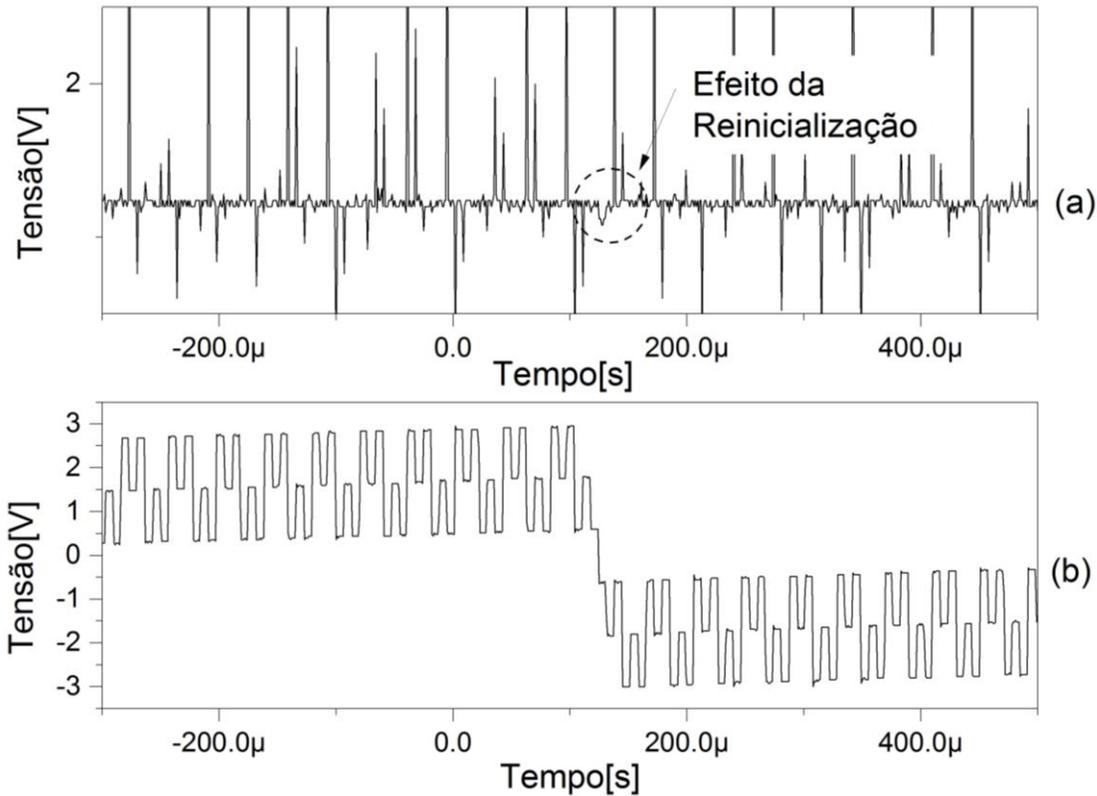


Figura 3.29 – Modulação de seis fases quando há reinicialização (b) e sinal de saída do transimpedância (a).

A Figura 3.30 mostra com mais detalhes a modulação quando há a reinicialização da rampa digital. É importante notar que há uma pequena perturbação no sinal de saída dos transimpedância quando acontece a reinicialização. Essa mesma perturbação pode ser observada quando há a reinicialização da rampa no momento em que a rampa possui inclinação negativa, como pode ser visto na Figura 3.31.

Por causa dessa perturbação, a seleção das fases para o controle do valor equivalente a 2π é controlada de forma dependente do sinal da inclinação da rampa. Se a rampa for positiva são selecionadas as fases 3 e 4, se a rampa é negativa são selecionadas as fases 1 e 2.

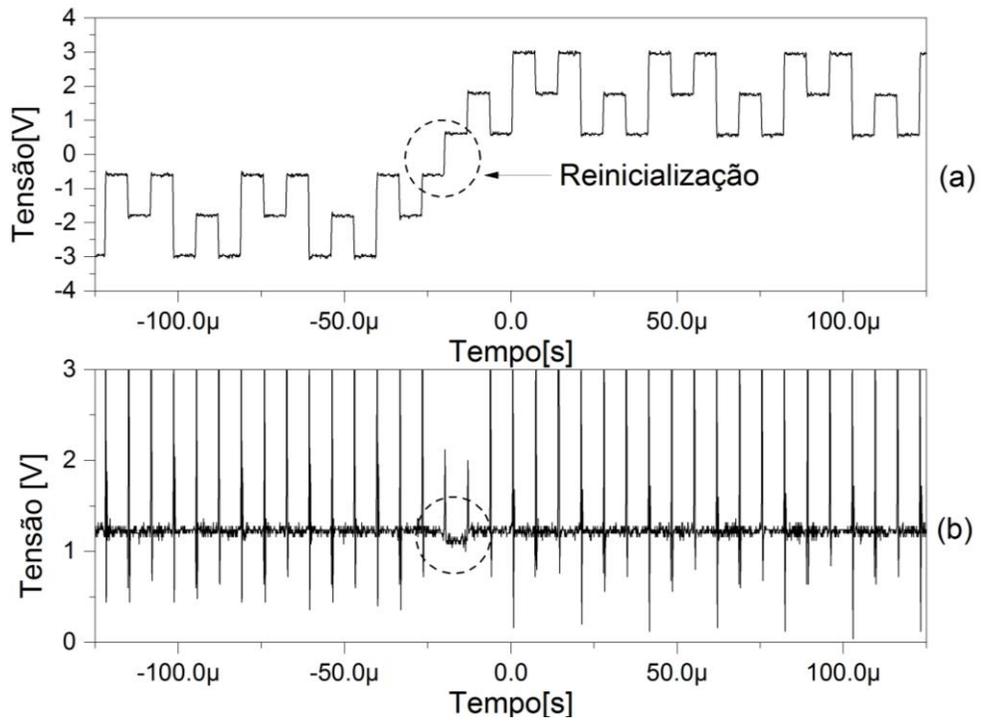


Figura 3.30 – Reinicialização da rampa digital positiva para a modulação de seis fases (a) e o efeito no sinal de saída do transimpedância (b).

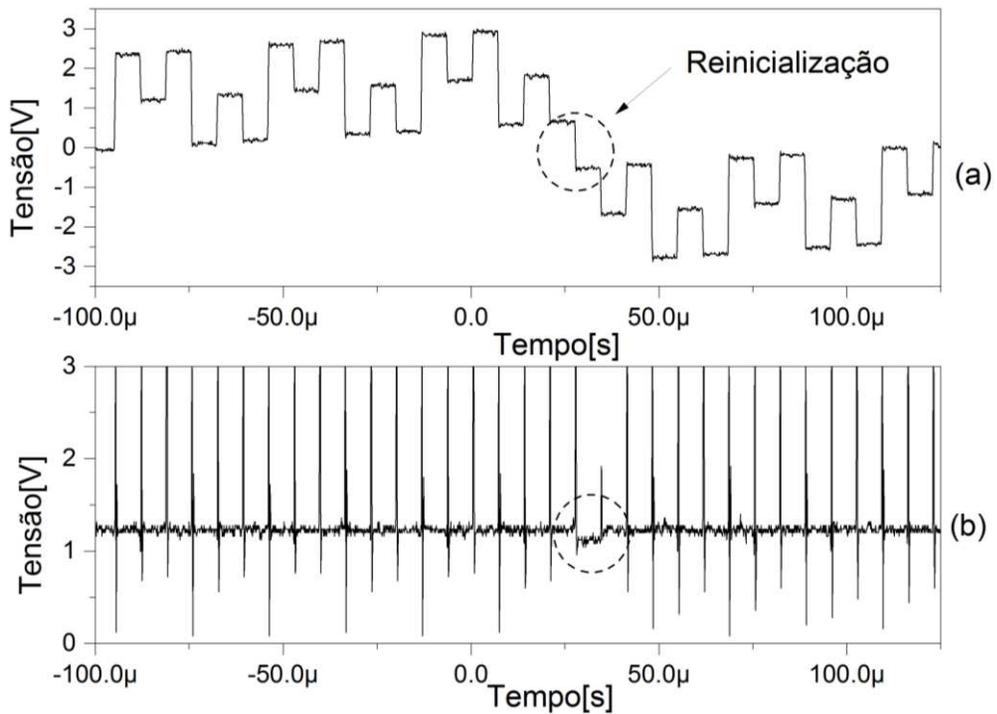


Figura 3.31 – Reinicialização da rampa digital negativa para a modulação de seis fases (a) e o efeito no sinal de saída do transimpedância (b).

Quando o sistema é submetido a rotações próximas ao limite, o sinal de realimentação tem seu formato alterado significativamente, contudo as medidas não são prejudicadas. Na Figura 3.32 é mostrado o comportamento experimental do sinal de realimentação na iminência de haver a segunda reinicialização. Na Figura 3.33 é ilustrada a simulação do comportamento do sinal de realimentação quando a rotação é ainda maior e a modulação está praticamente irreconhecível.

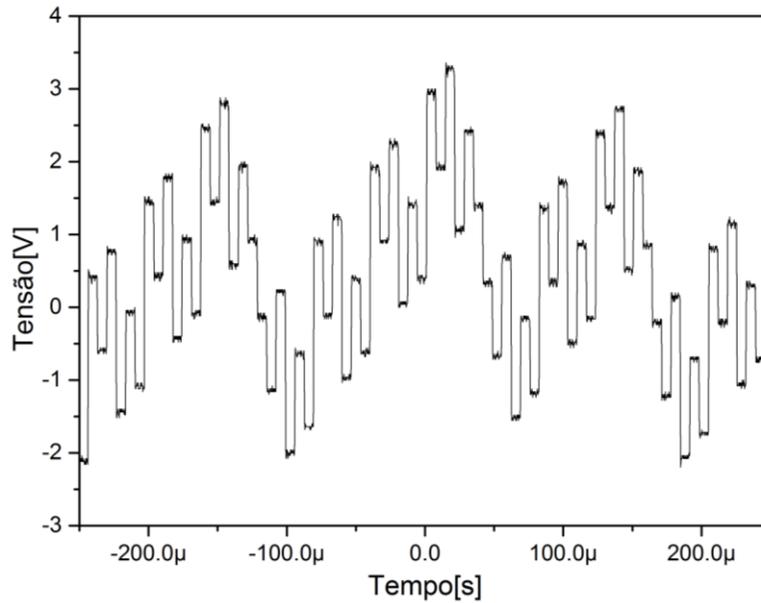


Figura 3.32 – Comportamento da modulação para rotações com valores altos.

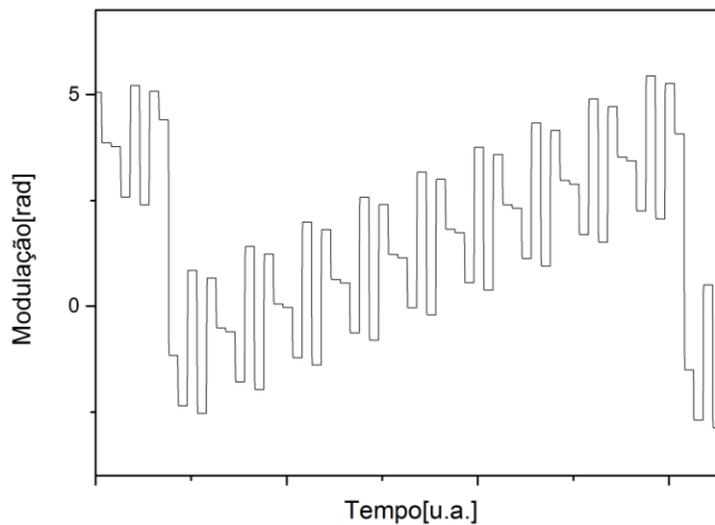


Figura 3.33 – Comportamento da modulação para rotações que forçam a dupla reinicialização.

4 O GIRÔMETRO CONSTRUÍDO

O girômetro montado para a realização dos testes da parte eletrônica é constituído por três partes principais: a eletrônica de condicionamento e processamento, a parte óptica e a eletrônica de controle da fonte luminosa. A seguir são apresentados detalhes de cada uma dessas partes.

4.1 ÓPTICA E ELETRÔNICA DA FONTE LUMINOSA

A parte óptica do girômetro foi desenvolvida pela Optsensys – Instrumentação Óptica e Eletrônica Ltda, assim como a eletrônica da fonte luminosa, e cedida para a realização desse estudo.

O girômetro possui cerca de 1400 metros de fibra enrolada, o diâmetro da bobina é de 13,5 cm e possui frequência própria de aproximadamente 73,85kHz, equivalente a um tempo de trânsito de 6,8 μ s. O SLED usado para iluminar o sistema emite um feixe com comprimento de onda central de 1,295 μ m. Usando estes dados e a equação (1.3) calcula-se que o sistema apresenta um fator de escala óptico de 3,041s.

No cilindro metálico observado na fotografia da Figura 4.1 está o enrolamento de fibra óptica que tem simetria quadripolar.

O modulador utilizado é um MIOC (*multi-function integrated optical chip*) de LiNbO₃. Do ponto de vista do projeto eletrônico, o fator mais importante é que para conseguir provocar um atraso de $\pi/2$ é necessária uma tensão de 0,85V em seus terminais.

As conexões externas da parte óptica e da eletrônica da fonte luminosa são basicamente:

- +5V e GND para alimentação da eletrônica de controle da fonte luminosa,
- Um cabo com dois fios (com conector DB9) para o sinal de atuação no MIOC,
- Conector óptico para acoplamento da fibra vinda do fotodiodo com o sinal de interferência da parte óptica.

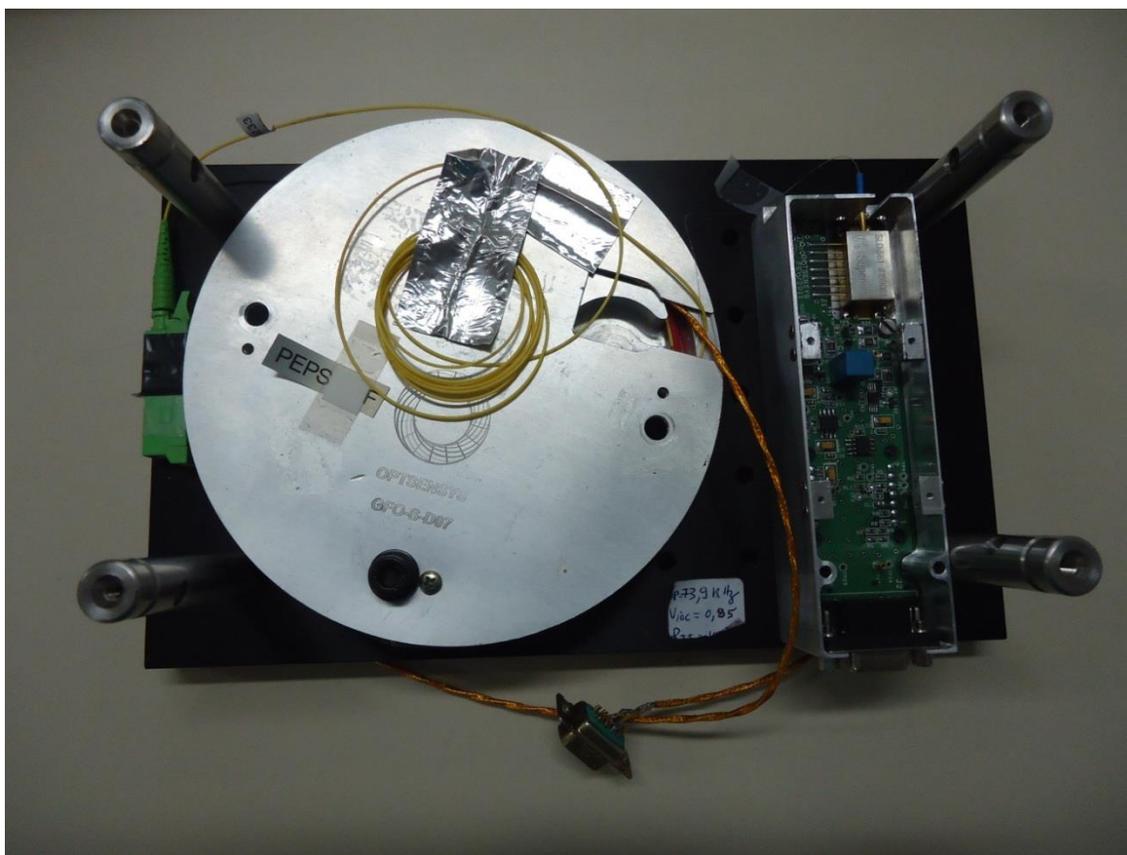


Figura 4.1 – Foto da parte óptica e da eletrônica da fonte luminosa.

4.2 CIRCUITO ELETRÔNICO

O circuito eletrônico desenvolvido, o condicionamento e o processamento do sinal para o girômetro interferométrico tem seu diagrama de blocos ilustrado na Figura 4.2. Na parte superior do diagrama, são apresentados os elementos envolvidos no condicionamento do sinal envolvida com a medida da rotação e do controle do valor de 2π . O resto do circuito atua na geração do sinal de realimentação e na monitoração de parâmetros externos como a temperatura.

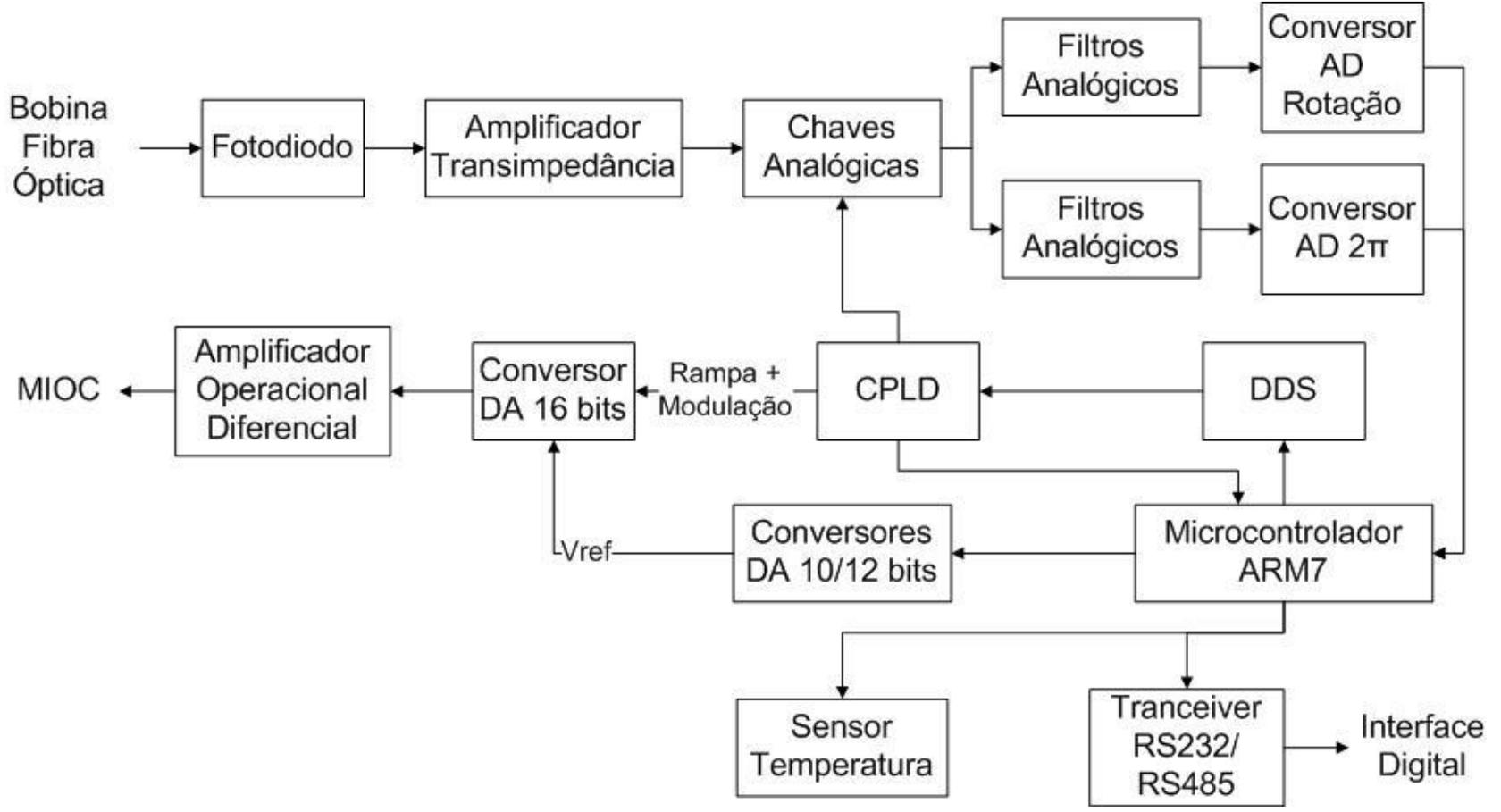


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do circuito eletrônico implementado.

O sinal luminoso oriundo da bobina de fibra óptica é convertido em corrente elétrica no fotodiodo conforme formula apresentada na Equação 1.4. A corrente elétrica é convertida em valor de tensão utilizando-se um amplificador operacional na configuração de transimpedância. O ganho desse estágio é definido de tal forma que o sinal de saída fique em torno do nível de tensão de 1,3V. Um capacitor em paralelo ao resistor de ganho é usado para limitar a banda de passagem do amplificador com o intuito de reduzir o ruído no sinal de saída do amplificador.

Na sequência, o sinal é amostrado de forma controlada utilizando chaves analógicas com o sinal de controle de acionamento vindo do CPLD. A seleção é feita de forma a possibilitar a técnica de condicionamento de sinais com minimização do *offset*.

O sinal amostrado através da seleção das chaves passa por um filtro analógico ativo na configuração Sallen-Key, para chegar aos conversores analógico-digitais do tipo sigma-delta de 24-bits. Os conversores A/D tem conexão do tipo SPI com o microcontrolador ARM7, e algumas linhas de sincronia com o CPLD.

O microcontrolador ARM exerce o papel de controlador do funcionamento do circuito inteiro. Ele controla a inicialização de todo o sistema, adquire os dados dos conversores A/D, executa as lógicas de controle PI para a compensação da rotação e para a estabilidade do fator de escala, filtra os dados da rotação para envio externo, além de outras funções.

O *direct digital synthesizer* (DDS) recebe o valor de frequência a ser gerada na inicialização do sistema do ARM7. O sinal de *clock* gerado será enviado para o CPLD que realizará a sincronia entre todos os controles utilizando este sinal.

O CPLD possui a função de realizar todas as tarefas que precisam de velocidade, como a geração dos sinais para seleção das chaves analógicas, da lógica da rampa digital e o controle do conversor D/A de 16 bits para geração do sinal de realimentação no momento correto. Na geração dos sinais de seleção das chaves analógicas é respeitada a inversão para cancelamento de *offset* e o sentido da inclinação da rampa para os sinais de controle de 2π . No controle da rampa digital são testados os limites dependendo da fase gerada e a soma com a modulação.

O conversor D/A de 16 bits tem a sua tensão de referência controlada por dois conversores D/A, um de 10 bits e outro de 12 bits, que são controlados via SPI pelo ARM7, que os utiliza para fazer o controle do valor de 2π . A saída do conversor D/A de 16 bits é então amplificada de forma diferencial, este sinal atua no *multi-function integrated optical chip* (MIOC).

Ligado ao ARM há ainda um sensor de temperatura com saída digital utilizado para a monitoração do ambiente e verificação dos efeitos da variação de temperatura na medida. A saída do valor de rotação, ou qualquer outra informação do ARM, é feita através de um *transceiver* RS232/RS485 que tem o seu sinal enviado para uma interface com o computador ou outro módulo interrogador.

Nos subcapítulos a seguir serão tratados aos aspectos mais importantes do circuito eletrônico implementado, mostrando inclusive alterações realizadas durante o trabalho para otimizar a resposta do girômetro.

4.2.1 As chaves analógicas e o seus acionamentos

O acionamento das chaves para seleção do sinal de saída do transimpedância já havia sido utilizado em trabalhos anteriores [3-5], contudo as chaves eram acionadas por comparadores. Neste trabalho o controle do acionamento das chaves é feito por um dispositivo lógico programável (CPLD), com o objetivo de sincronizar o condicionamento do sinal com a geração do sinal de realimentação.

Para o condicionamento do sinal de rotação e para o controle do valor de 2π foram tomados alguns cuidados no acionamento das chaves. Na Figura 4.3 pode ser observado um sinal típico de saída do amplificador de transimpedância.

Quando há a mudança de nível na modulação ocorre uma oscilação no sinal de saída. Essa oscilação precisa ser eliminada da amostragem e é importante esperar o sinal ficar estável no momento da seleção. Para resolver esse problema, foi implementada uma lógica para acionar as chaves somente instantes depois da mudança de nível e interrupção do acionamento antes de haver a próxima mudança de nível.

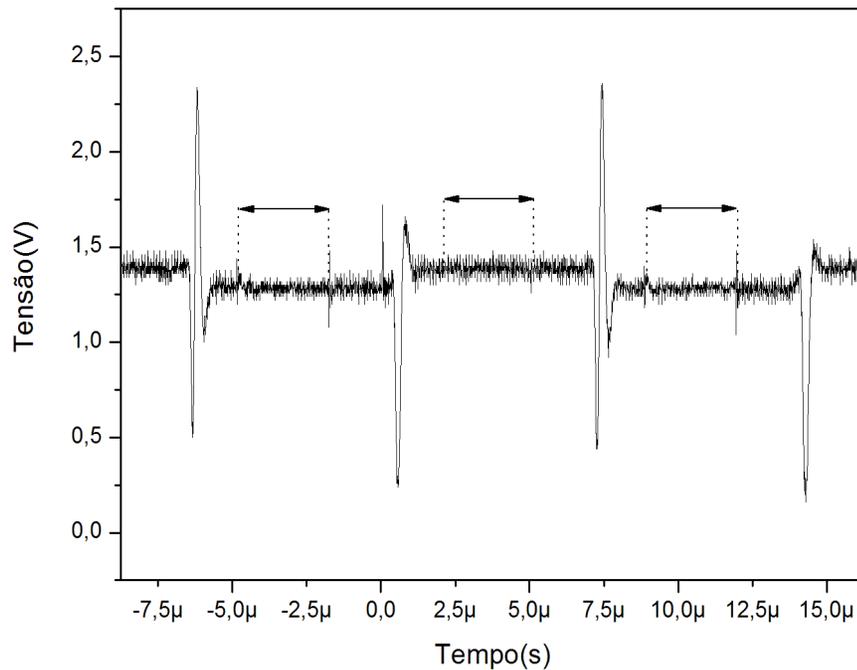


Figura 4.3 – Gráfico do sinal de saída do transimpedância com a indicação da região selecionada pelo acionamento das chaves.

Junto com o acionamento das chaves na região central do nível, o acionamento das chaves é feito dependendo da atual fase da modulação. Na modulação de quatro níveis e seis fases, para a medida de rotação as fases selecionadas são: fases 2 e 6 para um ramo do circuito e fases 3 e 5 para o outro ramo do circuito.

Na Figura 4.4 é mostrada a sincronia entre os sinais envolvidos na seleção das chaves para a medida de rotação. Na parte superior tem-se o sinal de modulação, imediatamente abaixo há o sinal usado como *flag* de conversão, para indicar sobre a inversão do acionamento das chaves conforme a técnica para redução do *offset*. Os dois últimos sinais são de acionamento das chaves, ativadas em nível lógico baixo.

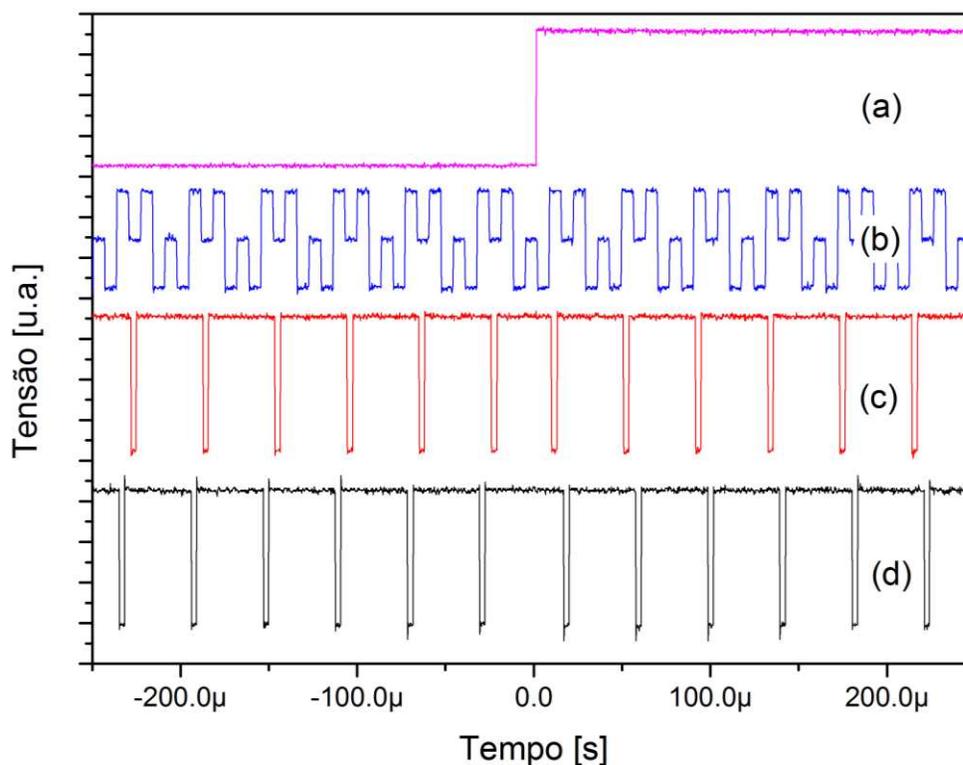


Figura 4.4 – Gráfico do *flag* de conversão (a), do sinal de modulação (b) e sinais de controle das chaves para seleção dos valores para rotação (c) e (d).

O acionamento das chaves analógicas usadas para medição de rotação é controlado pelos sinais de modulação, *flag* de conversão e a fase atual. Para o acionamento das chaves que selecionam os valores de controle do valor de 2π é usado o valor da inclinação da rampa digital. Para a modulação de três níveis e seis fases, se a rampa for positiva serão utilizadas as fases 3 e 4, caso a rampa possua inclinação negativa serão selecionadas as fases 1 e 2. Com isto elimina-se o efeito das reinicializações no controle da estabilidade do fator de escala.

4.2.2 Os filtros analógicos

Os quatro filtros analógicos existentes após as chaves analógicas e antes do conversor A/D consistiam, inicialmente, de filtros RC passa-baixas de segunda ordem. O diagrama esquemático destes filtros é apresentado na Figura 4.5.

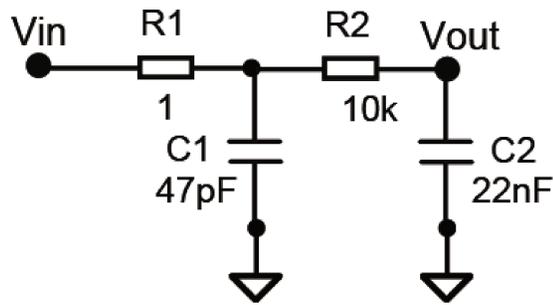


Figura 4.5 – Configuração do filtro analógico inicialmente utilizado.

Testes mostraram que esta configuração resulta em uma resposta inadequada ao chaveamento do sinal de saída do transimpedância. Havia muito ruído e também o tempo de estabilização era grande, acarretando em um aumento indesejado no *offset* da medida.

A solução encontrada foi a utilização de um filtro analógico ativo na configuração Sallen-Key, que pode ser observado na Figura 4.6.

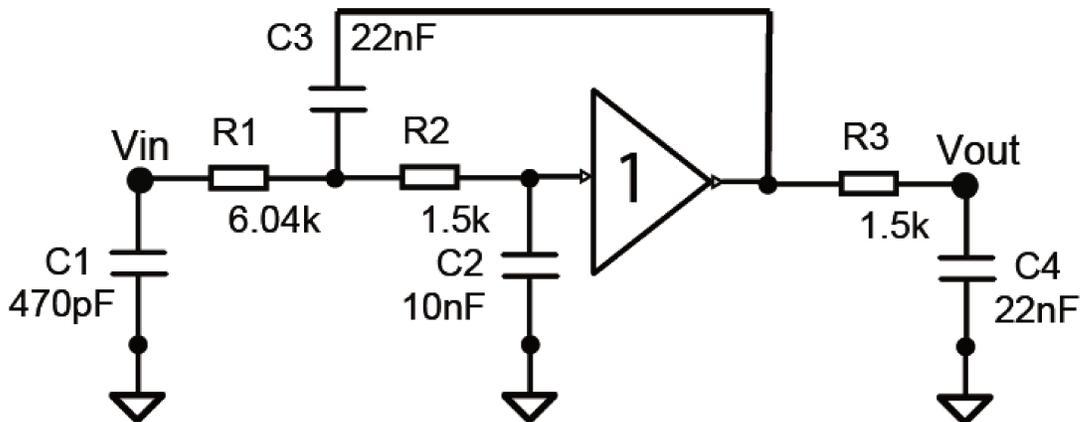


Figura 4.6 – Configuração Sallen-Key do filtro analógico ativo .

O desempenho dos dois filtros foi comparado em simulação. O resultado desta simulação, apresentado na Figura 4.7, indica que a saída do filtro analógico ativo atinge o valor final em um tempo muito menor que o filtro analógico passivo, além da variação (*ripple*) observada ser significativamente menor.

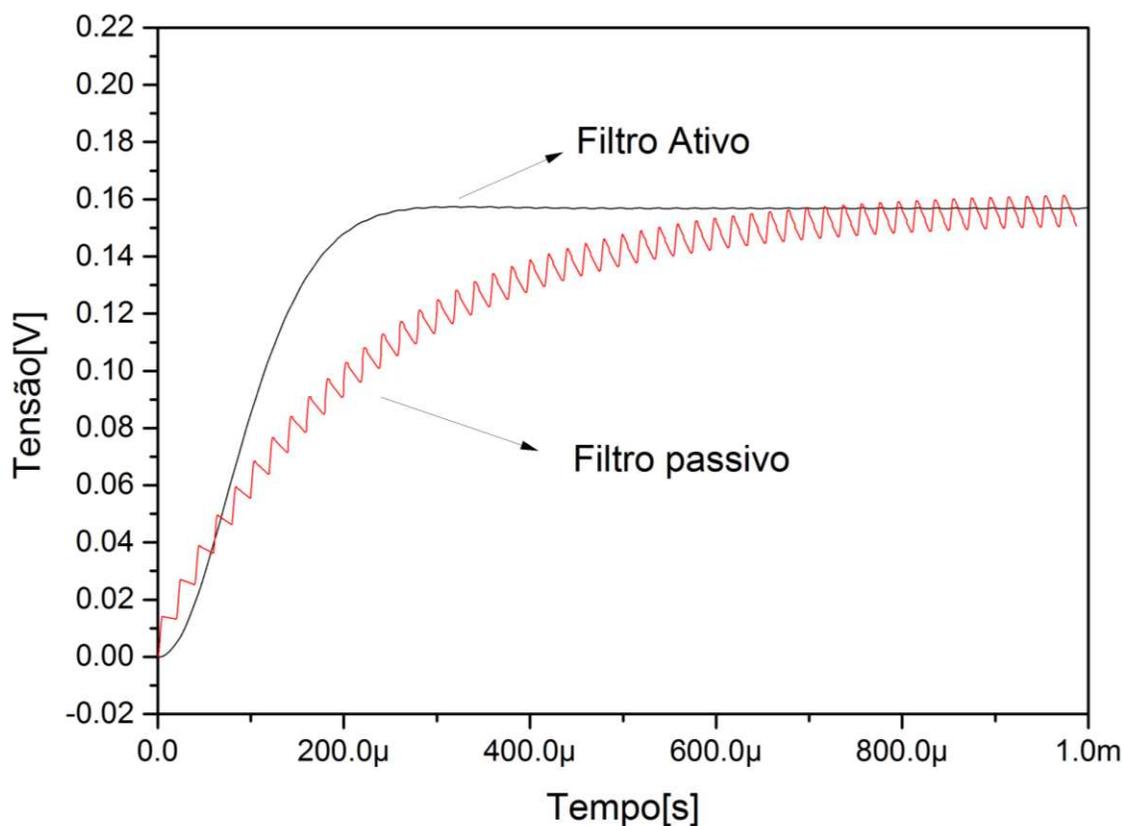


Figura 4.7 – Comparação da saída dos filtros analógicos: ativo e passivo.

O valor final da saída do conversor A/D é afetado pelo tempo de estabilização do sinal na saída do filtro. Caso a conversão A/D seja iniciada com a tensão não estabilizada, o processo de conversão será iniciado com um nível de tensão indesejado, que afetará o resultado final da conversão. Além da diminuição do tempo para a estabilização, há um sinal de sincronia para disparar o início da conversão. Esse sinal para disparo da conversão é sincronizado com o restante do circuito, gerado pelo CPLD e recebido pelo conversor A/D.

Na Figura 4.8 são mostrados os sinais envolvidos na conversão analógico-digital. Nesta figura são indicados a borda de descida que força o início da conversão e a borda de descida que indica a conclusão da conversão.

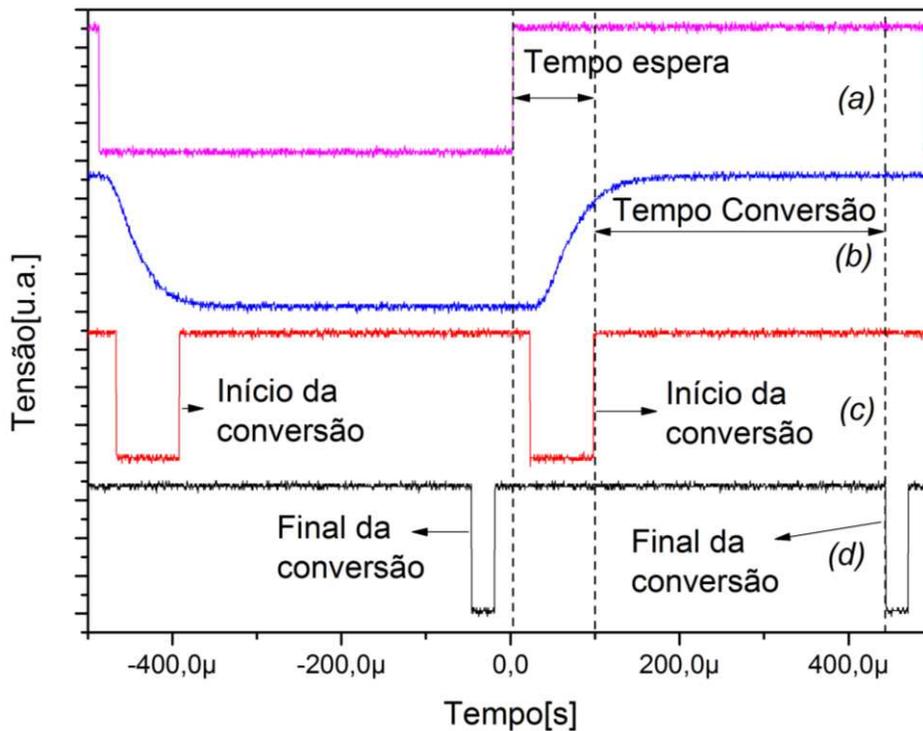


Figura 4.8 – Relação entre o *flag* de conversão(a), o sinal de saída do filtro analógico (b), o controle de início de conversão (c) e final da conversão (d).

4.2.3 O Conversor Analógico-Digital e suas Configurações

Os dois conversores analógico-digitais que foram utilizados para a aquisição dos dados de rotação e de controle de estabilidade do fator de escala foram do modelo ADS1255 da Texas Instruments [36]. Esse conversor é do tipo Sigma-Delta de 24 bits e pode amostrar em uma taxa de até 30 kSamples/s. Porém com o uso da técnica de minimização de *offset*, o conversor precisou ser configurado com uma taxa de 3750 Samples/s. Como o uso do sinal de sincronia para disparo do início da conversão afeta o tempo necessário para amostragem, o conversor é reinicializado a cada uso do sinal de sincronia, a taxa de amostragem efetiva conseguida foi de 2 kSamples/s.

O ajuste de ganho programável na entrada do conversor A/D (PGA) foi configurado para o valor de 4 vezes, este valor determinado experimentalmente. De forma a aumentar a precisão da medida, já que em malha fechada óptica, os sinais amostrados diferencialmente devem estar muito próximos de 0 Volts.

Para estas configurações a medida de saída possui 17.3 bits efetivos.

4.2.4 – Microcontrolador ARM7

O controle de todo o circuito é feito por um microcontrolador ARM7. Na inicialização do sistema o microcontrolador configura todos os periféricos da placa, entre eles: a frequência que será gerada pelo *direct digital synthesizer*, os conversores A/D com os parâmetros da conversão e os conversores D/A que ajustam o valor de 2π . Outras funções executadas pelo microcontrolador são: a comunicação com os conversores A/D para aquisição dos dados da conversão, a comunicação com a interface RS485, o cálculo do valor da inclinação da rampa digital de compensação da rotação e o envio desse valor para o CPLD, o cálculo do valor de ajuste dos dois conversores D/A responsáveis pelo controle de estabilidade do fator de escala e por fim a filtragem do valor de compensação correspondente à medida de rotação. A rotina implementada no ARM7 está comentada em detalhes no Apêndice B.

A comunicação com a interface pode ser adaptada conforme a aplicação. A solução ideal é usar uma referência de tempo muito precisa (há osciladores com *jitter* da ordem de *ppb*) para gerar interrupções para o envio dos dados. Desta forma o circuito eletrônico do girômetro enviaria sempre os dados, podendo receber informações ou requisições entre as transmissões.

Para a compensação da rotação, o microcontrolador adquire o valor de saída do conversor D/A e realiza alguns cálculos para o controle do tipo PI (proporcional e integral).

Há vários trabalhos que abordam a modelagem do girômetro e controle [33;37-39]. Como este não era o objetivo deste trabalho, o *tuning* do controle PI, tanto do controle da inclinação para compensação da rotação, quanto do controle para estabilidade do fator de escala foram feitos usando o procedimento baseado em zonas (*zone-based tuning*) [40]. Este procedimento consiste em primeiramente zerar o ganho integral e ir aumentando o ganho proporcional até observar a resposta ter um *overshoot* que exceda o desejável, fixando-se o ganho proporcional com o valor recém-encontrado. Aumenta-se então o ganho integral até novamente o *overshoot* exceder o limite desejado, volta-se ao último valor válido para este ganho.

Com este procedimento chegou-se a equação 4.1 para o controle da inclinação da rampa digital para compensação da rotação:

$$\text{Inclinação}_{\text{nova}} = 1 \times \text{Inclinação}_{\text{anterior}} + \frac{1}{64} \times \text{Diferença} \quad (4.1)$$

Na equação (4.1) o valor da *Diferença* é resultado da medida da rotação utilizando a técnica para minimização do *offset* apresentado no subcapítulo 3.1.2. Antes de ser enviado para o CPLD, onde são feitos todos os cálculos para com a rampa digital, o valor da inclinação é testado para não ultrapassar limites considerados máximos para a rotação, no caso $\pi/3$ e $-\pi/3$.

De forma semelhante é feito o controle do ajuste dos conversores D/A de 10 e 12 bits (conversores D/A1 e D/A2) para a manutenção da estabilidade do fator de escala. A equação 4.2 expressa o controle para a estabilidade do fator de escala:

$$Integrador_{novo} = 1 \times Integrador_{anterior} + \frac{1}{256} \times DiferençaFE \quad (4.2)$$

O valor da *DiferençaFE* é resultado da medida utilizando a técnica de minimização de *offset* para os níveis que possuem informação para o controle da estabilidade do fator de escala. O resultado da Equação 4.2 é utilizado para o ajuste do valor de saída do conversor D/A2 (de 12 bits). As tensões de saída do conversor D/A1 e conversor D/A2 são somadas à tensão de referência utilizando um amplificador operacional na configuração somador não-inversor, e a tensão de saída é então utilizada como tensão de referência no conversor D/A de 16bits. O conversor D/A de 16bits é utilizado para gerar o sinal de realimentação. A saída do conversor D/A1 tem o peso de 1/10 da tensão de referência, enquanto a saída do conversor D/A2 tem o peso de 1/200.

Outro aspecto importante e não usual da implementação do circuito é o uso de um filtro de resposta finita ao impulso interpolado (Filtro IFIR). Os coeficientes do filtro utilizado são apresentados no Apêndice C. O uso desse tipo de filtro visa a diminuição considerável de passos para realizar o processo de filtragem do sinal em comparação ao filtro FIR normal. Na tabela 4.1 são mostradas as principais características do filtro IFIR utilizado.

TABELA 4.1 – CARACTERÍSTICAS DO FILTRO IFIR IMPLEMENTADO

Característica	Valor
Frequência Amostragem	2 kSamples/s
Frequência da Banda de Passagem (-3dB)	20 Hz
Frequência da Atenuação	50 Hz
Ripple na Banda de Passagem	0,0001
Atenuação	100 dB
Frequência Central	500 Hz

Número de <i>taps</i> filtro FIR equivalente	258
Número de <i>taps</i> filtro IFIR	79
Número de interpolações	6

Como se pode observar na tabela 4.1, o número de *taps* do filtro IFIR projetado é 79, sendo 40 *taps* do modelo e 39 *taps* do filtro imagem. Este número é três vezes menor do que o filtro FIR equivalente, que possuiria 258 *taps*. Isto significa que a quantidade de cálculos para a execução do filtro IFIR é três vezes menor do que de um filtro FIR comum, que implica em um menor tempo despendido pelo microcontrolador para realização destes cálculos. Devido à taxa de amostragem utilizada e a quantidade de informação adquirida e tratada, o tempo livre do microcontrolador é escasso.

Na Figura 4.9 é mostrada a resposta em frequência do filtro digital implementado e também a parcela devido ao filtro imagem gerado pelo uso de interpolações.

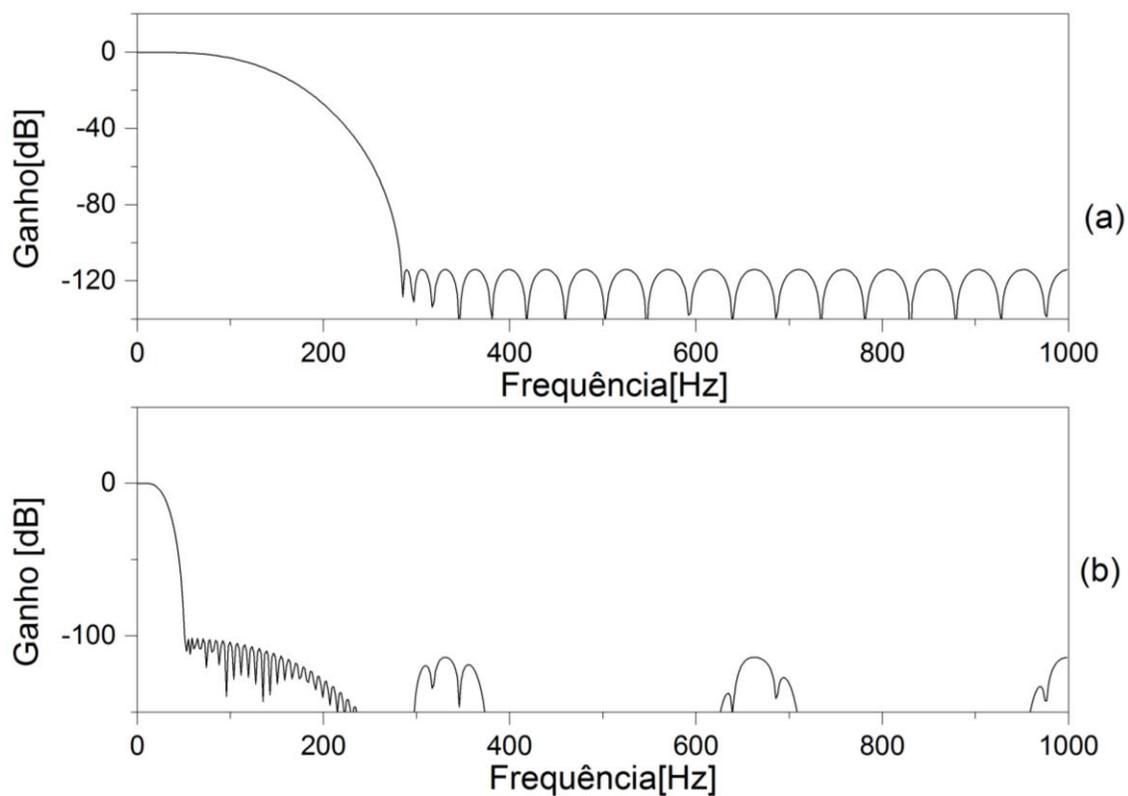


Figura 4.9 – Resposta do filtro IFIR utilizado (b) e filtro imagem gerado (a).

4.2.5 – O Dispositivo Lógico Programável Complexo - CPLD

A função principal do dispositivo lógico programável complexo (CPLD) é realizar todas as tarefas que demandem uma velocidade maior do que a que o microcontrolador ARM conseguiria realizar. Os cálculos da rampa digital com a modulação, os sinais de seleção das chaves digitais e o controle do conversor D/A de 16 bits são realizados pelo CPLD (de forma concorrente).

Na Figura 4.10 é apresentado o diagrama de blocos da rotina implementada no CPLD, focando principalmente nos sinais de entrada e saída, na origem dos sinais e também no destino deles.

A lógica implementada para a rampa digital está disponível no Apêndice B.

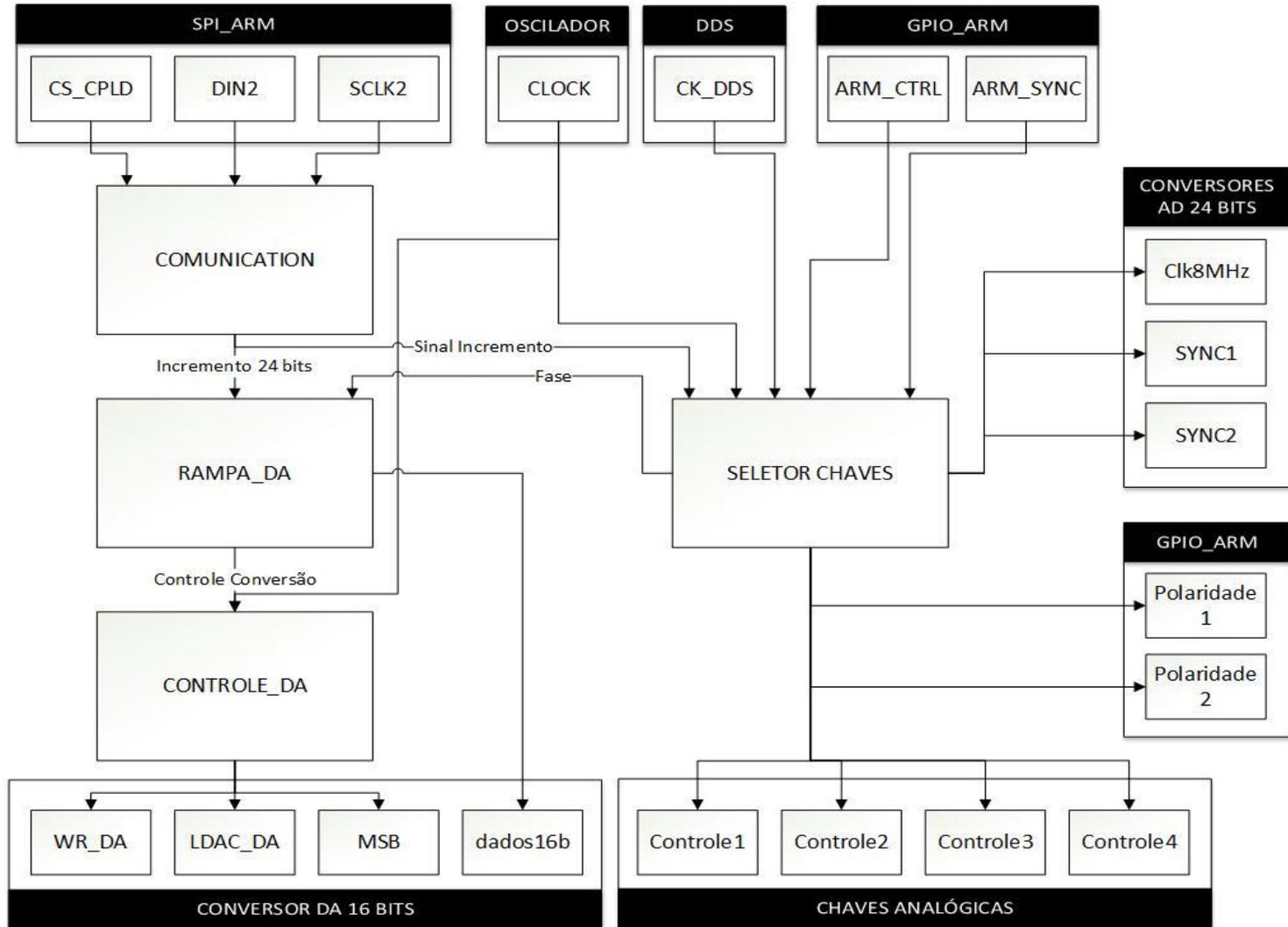


Figura 4.10 – Diagrama de blocos da rotina implementada no CPLD.

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais. Inicialmente são mostrados e comentados os resultados da técnica de condicionamento de sinais para minimização do *offset*. Na segunda parte os resultados do sistema completo são apresentados e discutidos.

5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TÉCNICA DE CONDICIONAMENTO

Para averiguar a capacidade de medir corretamente os sinais utilizando a técnica de minimização do *offset*, foi desenvolvida a montagem apresentada na Figura 5.1.

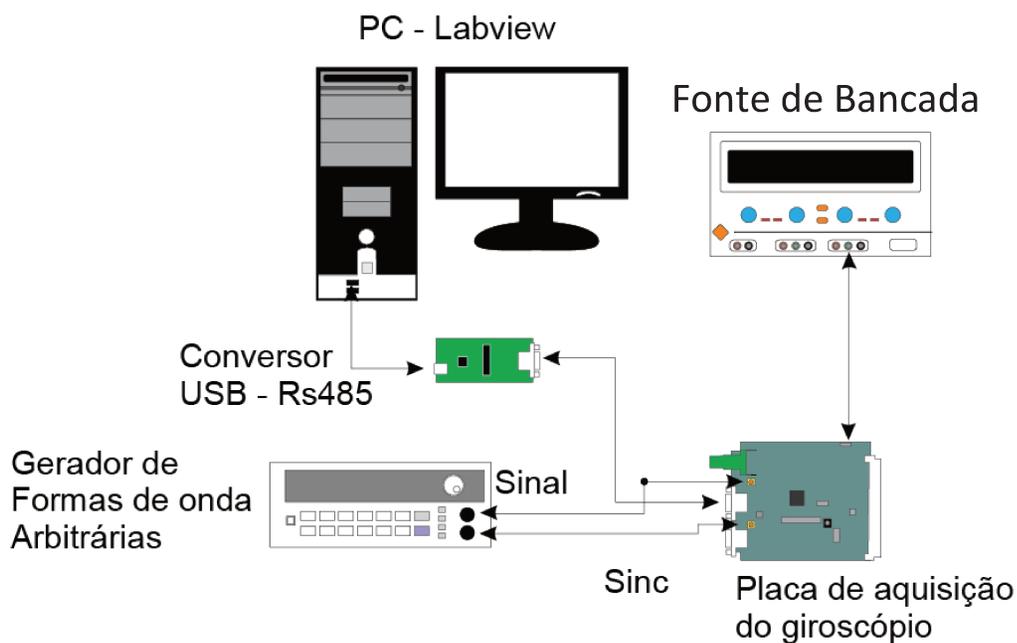


Figura 5.1 – Diagrama de conexão dos equipamentos utilizados

Este sistema é composto pela placa de condicionamento e processamento do giroscópio, que se comunica através de um conversor USB-RS485 com um computador que executa um aplicativo desenvolvido em LabVIEW para aquisição dos dados. A placa de condicionamento é alimentada por uma fonte de bancada com +5V.

A resposta do circuito de condicionamento para um sinal constante no tempo foi avaliada. Para esta análise foi utilizada a saída de -5V existente na placa de condicionamento, que foi atenuada em 10 vezes para que se encaixasse nos parâmetros mínimos do amplificador transimpedância de entrada.

Na Figura 5.2 é mostrado o comportamento do sistema com um sinal constante na entrada durante 15 horas. A maior parte do ruído fica concentrada numa faixa de 12 μV de pico a pico, isto significa um valor de ruído de $s(V_{RMS}) = 2\mu\text{V}$ (detalhes ver seção A.2.1.1 no Apêndice A). O *offset* deste medida é praticamente imperceptível ao analisar somente o gráfico.

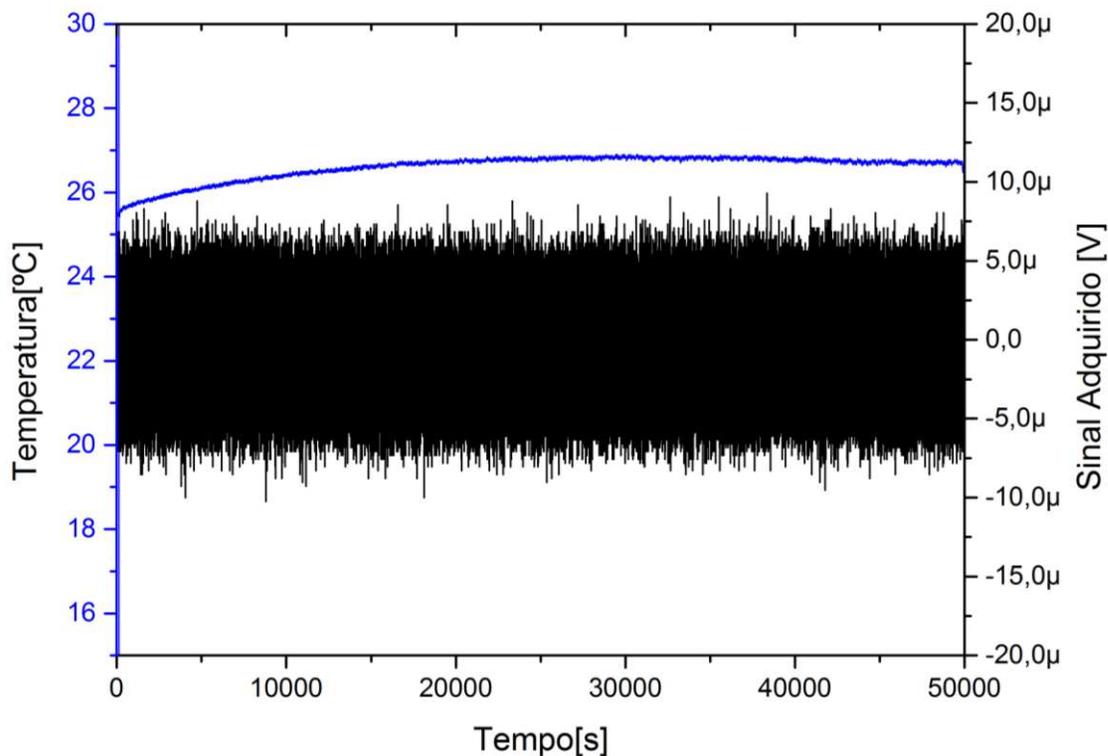


Figura 5.2 – Resposta do sistema a um sinal constante na entrada com a variação da temperatura.

Com os dados do ensaio com um sinal constante de entrada, foi realizado o cálculo da Variância de Allan para o circuito utilizando a técnica de condicionamento minimizando o *offset*. Na Figura 5.3 é mostrado o resultado do cálculo da Variância de Allan.

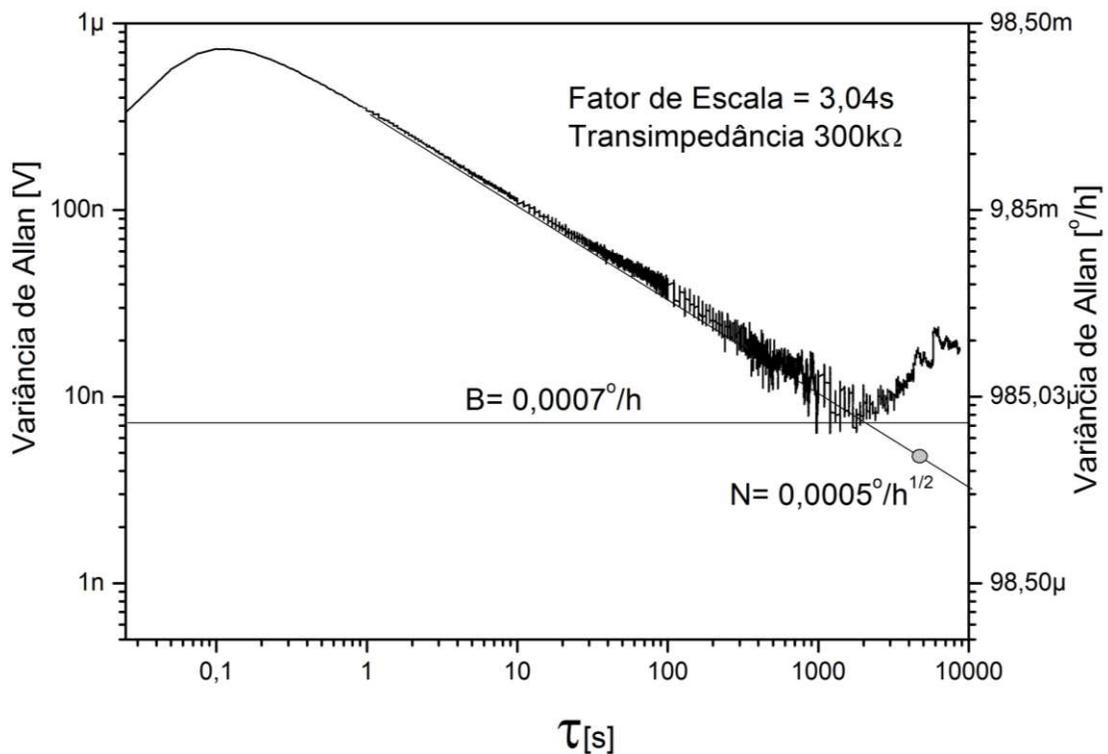


Figura 5.3 – Gráfico da variância de Allan utilizando duas escalas, uma de tensão e outra de °/h.

Para a conversão de volts para °/h, foi utilizado o fator de escala do girômetro produzido pela Optsensys que apresenta um fator de escala de aproximadamente 3,04s. Optou-se por utilizar o valor deste girômetro, pois os ensaios feitos com o sistema completo, com eletrônica e óptica, utilizam esta montagem óptica.

O gráfico resultante da análise da variância de Allan aponta um ponto de inflexão, que através da norma IEEE [23] indica o valor referente à deriva (*bias instability*), por volta de 7nV ou ainda 0,001°/h (para mais detalhes ver Apêndice A).

Considerando estritamente o valor da deriva (*bias instability*) calculado em 0,001°/h, conclui-se que o sistema eletrônico adequa-se ao valor esperado para que o girômetro seja considerado de classe inercial [22].

O *random walk* medido neste ensaio tem o valor de $0,0005^\circ/\sqrt{h}$, este valor devido ao ruído na fonte do sinal, que é a fonte de -5V.

Por fim, para mostrar a efetividade do método de condicionamento para a minimização do *offset* foi feito um ensaio com o sistema completo (eletrônica e óptica) para a técnica de modulação de trabalhos anteriores do departamento [3-5]. O sistema utilizado para realizar os testes com

o IFOG é composto por um computador, uma fonte de bancada, uma placa para conversão USB – RS485, a placa da eletrônica, a parte óptica e a fonte do SLED. A montagem experimental utilizada neste ensaio é mostrada na Figura 5.4.

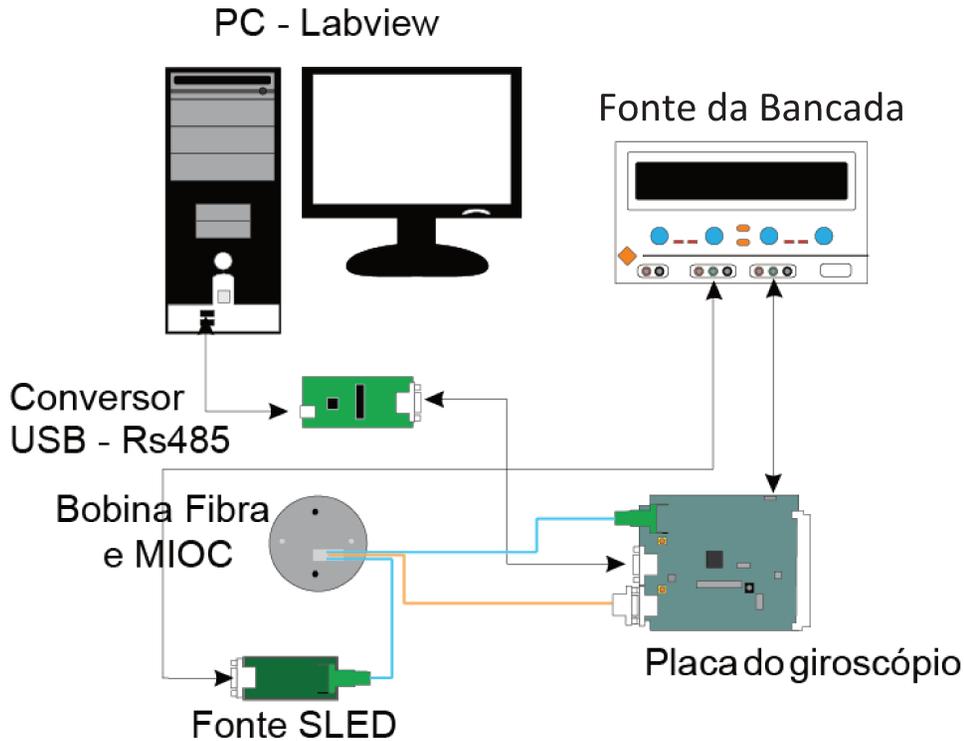


Figura 5.4 – Diagrama da montagem executada.

Neste ensaio deixa-se a bobina de fibra óptica em repouso sobre uma superfície e após certo tempo vira-se a parte óptica do girômetro. Assim inicialmente mede-se o valor de rotação terrestre e após a inversão mede-se o valor de rotação terrestre com sinal invertido.

Na Figura 5.5 é mostrado o resultado deste ensaio. O traço preto é resultado da técnica convencional. Observa-se neste sinal uma grande disparidade entre os níveis positivo ($40\mu\text{V}$) e o negativo ($-90\mu\text{V}$). Idealmente o módulo destes valores deveria ser igual (linha tracejada). Com a técnica proposta os níveis ficaram por volta de $75\mu\text{V}$ e $-60\mu\text{V}$, apresentando uma redução do *offset* de $30\mu\text{V}$ para cerca de $7\mu\text{V}$. Esta redução é importante, pois um *offset* inicial menor implica em uma menor deriva. O *offset* residual (provavelmente devido a parte óptica, já que para o teste da parte eletrônica o *offset* era praticamente nulo) pode ser eliminado com o uso de uma tabela, de forma semelhante à feita por Watanabe [4] e apresentado por Li [34].

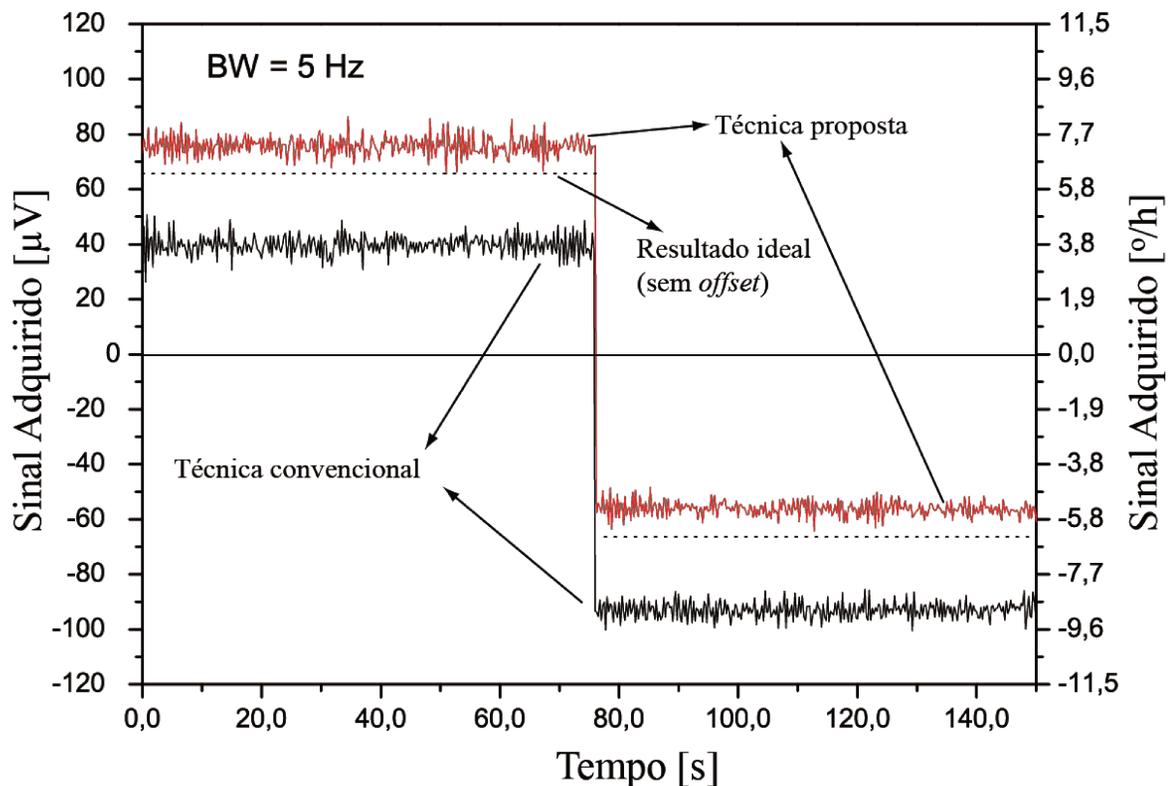


Figura 5.5 – Comparação da saída do girômetro quando submetido a um ensaio de inversão Norte-Sul, medido com e sem a técnica de aquisição com eliminação de *offset*.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O SISTEMA COMPLETO

O girômetro foi montado com as configurações mostradas no capítulo anterior, implementando-se a modulação com quatro níveis e seis fases e a técnica para diminuição do *offset* no condicionamento do sinal do girômetro. A primeira observação é a de que o circuito precisa somente de um nível de tensão de alimentação, +5 V, e o consumo de corrente é de apenas 180 mA, praticamente igual ao necessário para alimentação do circuito de controle da fonte luminosa (150 mA).

Para os ensaios foi utilizada uma montagem igual à mostrada na Figura 5.4, somente com o uso de outra placa eletrônica para condicionamento e processamento do sinal do girômetro.

O gráfico mostrado na Figura 5.6 é a observação da saída do girômetro em repouso sobre uma mesa.

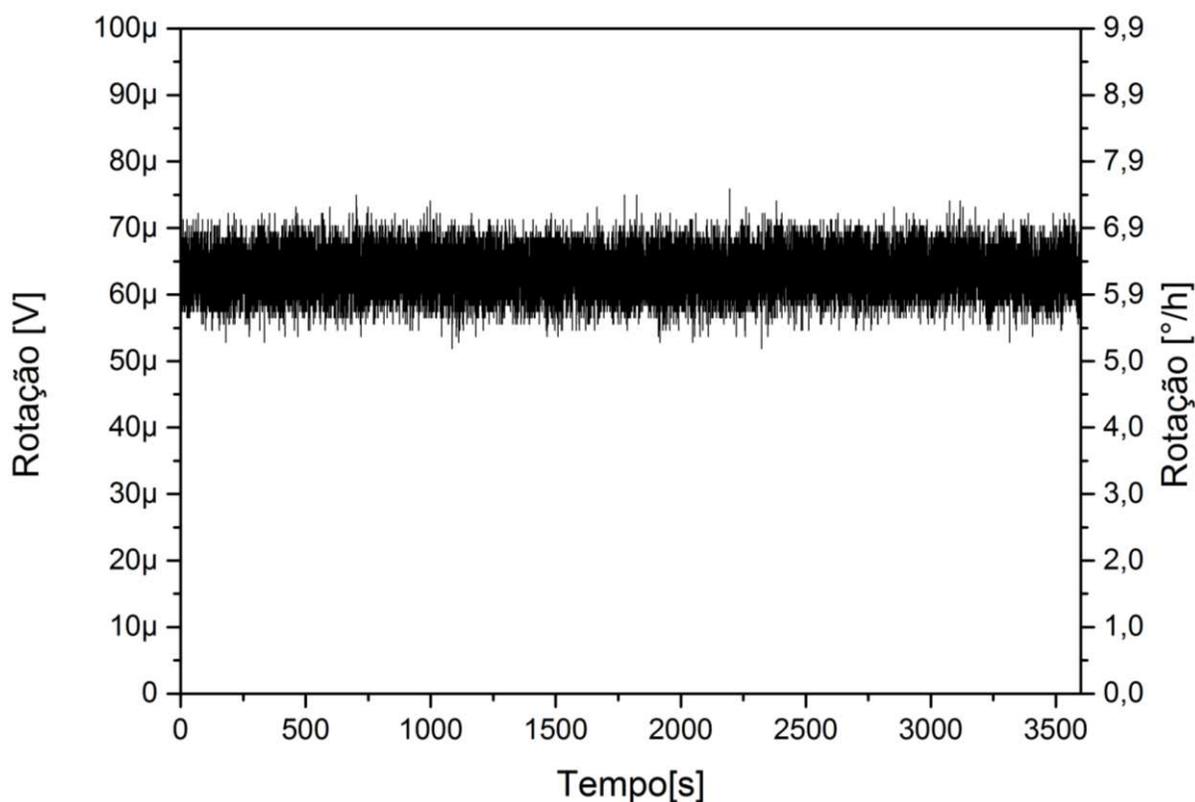


Figura 5.6 – Saída do girômetro em repouso.

O sinal de saída apresentado na Figura 5.6 tem um valor médio de $62,4 \mu\text{V}$, e este nível deve-se a medida da rotação da Terra ao redor do seu eixo. A rotação medida dependerá da localização geográfica onde esta sendo feita a medida, neste caso a medida foi feita no DEMIC em Campinas, que apresenta uma rotação de aproximadamente $5,91^\circ/\text{h}$. É notável a espessura do traço, relacionado ao *angle random walk*. Na Figura 5.6 o traço possui aproximadamente $18 \mu\text{V}$ de pico-a-pico, porém pode-se observar que grande parte do sinal está concentrada em uma faixa mais estreita.

O próximo resultado mostra como é a resposta do sistema a uma inversão norte-sul da medida de rotação da Terra. A bobina do girômetro que estava sobre a mesa é virada, e então colocada novamente sobre a mesa, resultando na aquisição do valor da rotação da Terra, porém negativo.

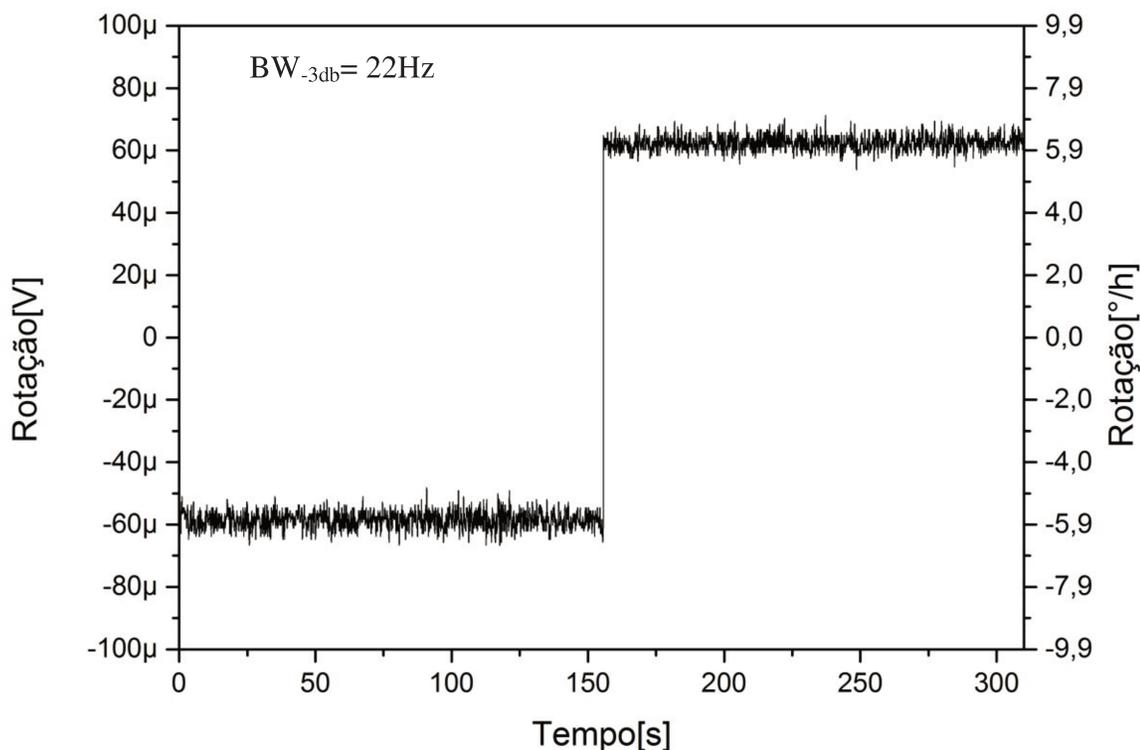


Figura 5.7 – Sinal de saída do girômetro submetido a uma rotação norte-sul.

O gráfico da Figura 5.7 inicia justamente com a medida da rotação da Terra negativa, após certo tempo, interrompe-se a medida e vira-se a bobina do girômetro para a condição normal, este processo é chamado de rotação norte-sul. A diferença entre os dois níveis é equivalente à medida de duas vezes a rotação da Terra no local, e qualquer diferença entre os módulos dos valores dos níveis é devido a *offset* indesejado. Este *offset* até pode ser cancelado através do uso de uma tabela de correção, porém quanto maior esse *offset* inicial maior será a deriva (*bias instability*).

O valor médio do nível inferior é de $-58,6 \mu\text{V}$ e o valor médio do nível superior é de $62,6 \mu\text{V}$, isto implica em um *offset* de apenas $2 \mu\text{V}$. Sabendo-se que a resolução na medida é de $0,9 \mu\text{V}$, tem-se praticamente dois LSB de *offset* na medida.

Apenas com o propósito de mostrar a evolução da parte eletrônica e também da parte óptica do girômetro, na Figura 5.8 é mostrado o teste de rotação norte-sul para o trabalho anterior com girômetros realizado no DEMIC em 2009 [5].

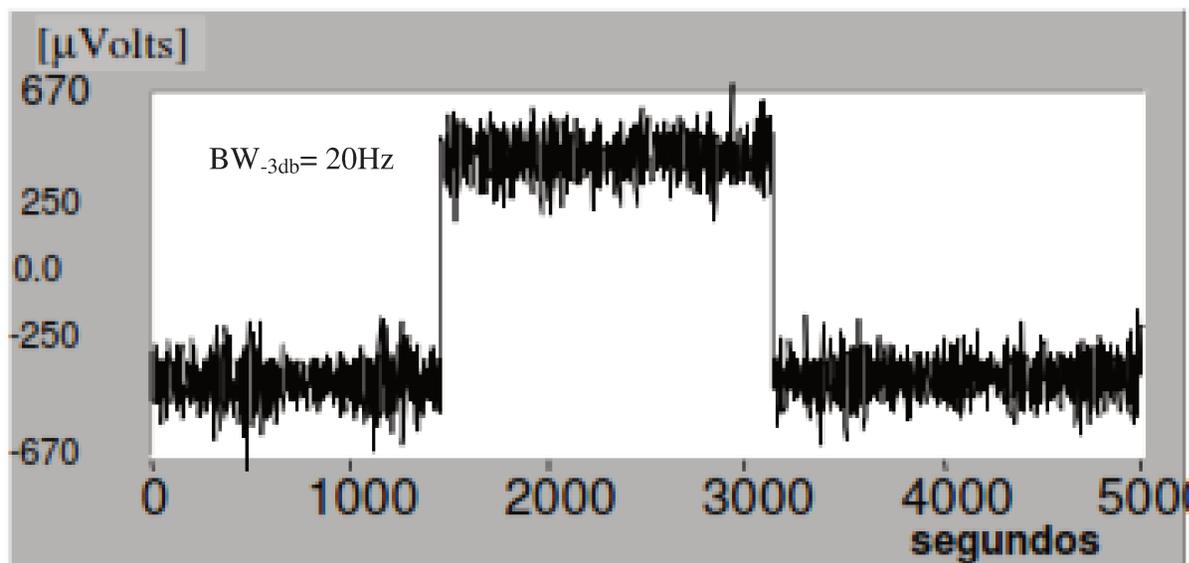


Figura 5.8 – Sinal de saída do girômetro antecessor submetido a uma rotação norte-sul [5] .

Não é possível fazer uma comparação direta entre as técnicas, pois as ópticas utilizadas foram diferentes.

Para fazer a estimativa de parâmetros como a deriva (*bias instability*) e ruído (*angle random walk*) foi necessária a coleta de dados para o cálculo da variância de Allan. Os dados foram coletados durante 12 horas com o girômetro mantido em repouso com o sinal de saída informando apenas a rotação da Terra, como foi visto na Figura 5.6. O resultado do cálculo da variância de Allan é mostrado na Figura 5.9.

Com o gráfico da variância de Allan foi possível calcular os parâmetros que definem as especificações do girômetro. Mais detalhes sobre o cálculo da variância de Allan e dos parâmetros estão contidos no Apêndice A. O nível mínimo visto no gráfico da variância de Allan é de $0,074\mu V$. A deriva é calculada através da Equação 5.1:

$$B(^{\circ}/hr) = \frac{0,074\mu V}{0,662} = 0,111\mu V = 0,0105^{\circ}/h \quad (5.1)$$

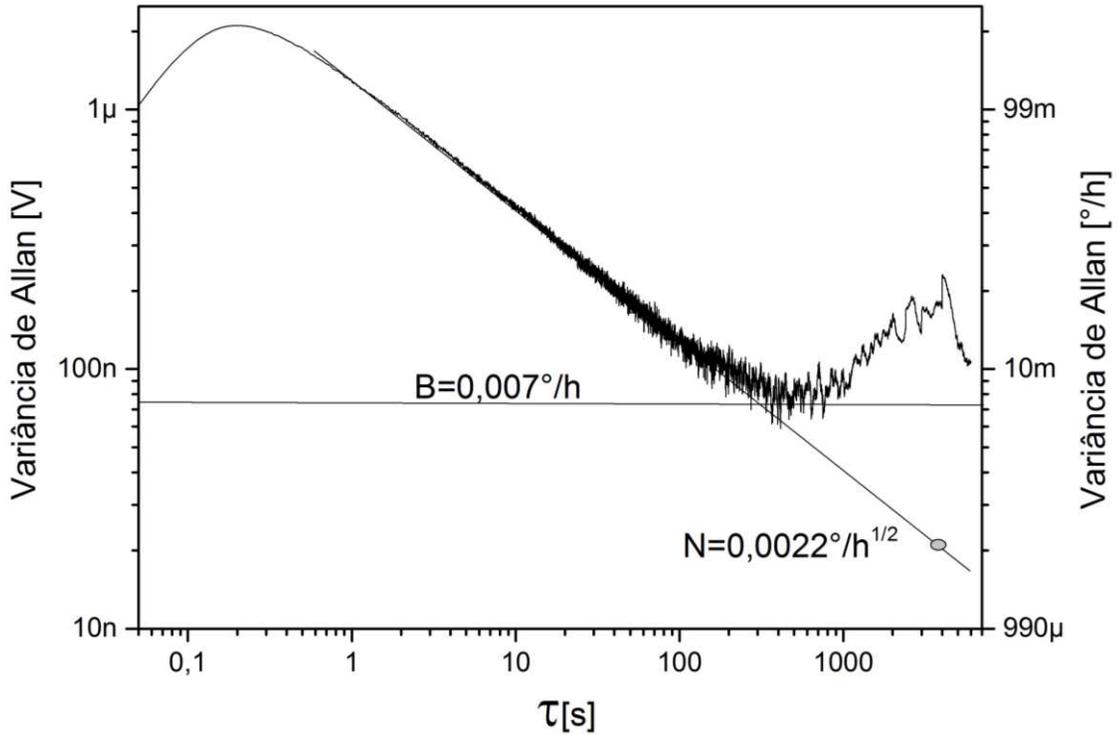


Figura 5.9 – Variância de Allan para o girômetro com modulação de 6 fases.

Para o cálculo do *angle random walk* extrapola-se a reta com a inclinação de $-1/2$ até chegar a τ igual a 1 hora. O valor encontrado foi de aproximadamente $0,0022 \text{ }^\circ/\sqrt{h}$. A “largura do traço” pico-a-pico do sinal mostrado na Figura 5.6 calculada através da equação A.4 é de $21 \text{ } \mu\text{V}$.

Para o cálculo do valor teórico do *angle random walk* com os parâmetros do girômetro testado foram usadas as equações apresentadas por Hong [41], Ferreira [3] e a Equação A.4. No trabalho de Hong a densidade de ruído é a soma do *shot noise*, ruído de intensidade relativa e ruído térmico do resistor de ganho do transimpedância, a expressão para a densidade de ruído é:

$$\eta_T = 2q \frac{I_0}{2} (1 + \cos \phi_m) + \frac{[I_0(1 + \cos \phi_m)]^2}{\Delta f} + \left(\frac{4kT}{R_f} \right) \quad (5.2)$$

Há ainda um termo a ser somado devido ao ruído produzido no amplificador de transimpedância, contudo para o atual desempenho dos amplificadores, ele pode ser desprezado. Para a faixa de potência na qual o sistema está operando, Ferreira [3] demonstra que a fonte de ruído que predomina é o *shot noise*. A densidade de ruído para esta fonte é:

$$\eta_{SH} = 2qI_d (A^2/Hz) \quad (5.3)$$

Com $q = 1,602 \times 10^{-19}C$, e a corrente do detector (I_d) igual a:

$$I_d = \frac{I_0}{2} (1 + \cos \phi_b) \quad (5.4)$$

Para o cálculo do I_0 é utilizado o valor de tensão máximo de saída do amplificador de transimpedância quando não há sinal de realimentação nem de modulação dividida pela resistência de ganho, ou seja, $\phi_b = 0$ e $\cos \phi_b = 1$.

$$I_d = \frac{V_{pico}}{R_f} = \frac{4,5V}{300000\Omega} = \frac{I_0}{2} (1 + 1) \therefore I_0 = 15 \cdot 10^{-6} A \quad (5.5)$$

Para calcular o valor do sinal devido ao *shot noise* (s_{SH}) usa-se a seguinte relação:

$$s_{SH}(V_{RMS}) = \sqrt{\eta_{SH} \cdot R_f^2 \cdot BW_{-3dB}(Hz)} \quad (5.6)$$

Onde R_f é o valor do resistor de ganho do transimpedância (300k Ω) e BW_{-3dB} é a frequência de corte do filtro IFIR utilizado, igual à 22 Hz. A conversão de volts para graus/hora para este girômetro é:

$$s_{SH}(^{\circ}/hr) = 0,0986 \cdot 10^6 \times s_{SH}(V_{RMS}) \quad (5.7)$$

Este valor a aplicada na Equação A.4 resultado em um valor de *angle random walk* teórico de $0,00054^{\circ}/\sqrt{hr}$. Assim, para o *ARW* o valor observado na prática é apenas quatro vezes maior do que o teórico. Para melhorar o *ARW*, pode ser aumentada a corrente gerada no fotodetector.

Segundo a classificação de girômetros [22] os sensores que possuem uma deriva menor que $0,01^{\circ}/h$, *angle random walk* menor que $0,001^{\circ}/\sqrt{hr}$ e uma estabilidade do fator de escala menor que 100 *ppm* são considerados girômetros inerciais.

Com relação à deriva o resultado da variância de Allan para o girômetro com uma modulação de dois níveis e duas fases a classificação inercial seria atingida. Na Figura 5.10 é mostrado o gráfico da variância de Allan para a condição mencionada.

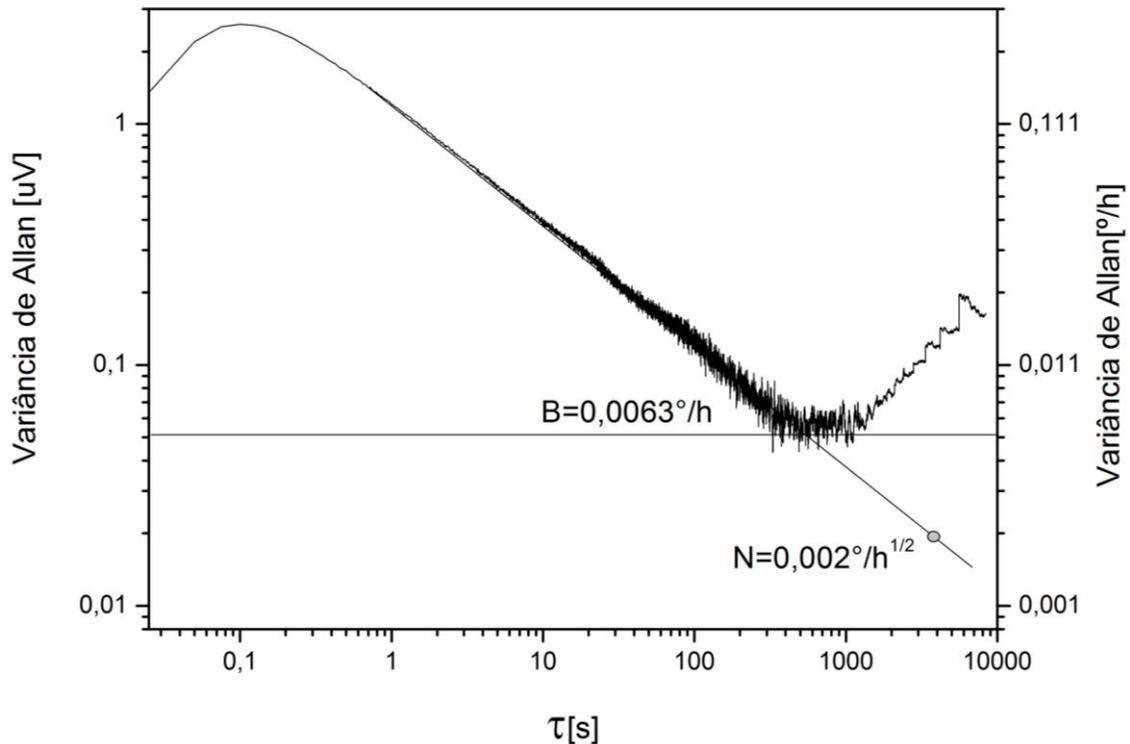


Figura 5.10 – Variância de Allan para o girômetro com modulação de 2 fases e 2 níveis.

Para este caso a deriva tem valor de $0,0095^\circ/\text{h}$ e o *angle random walk* é estimado em $0,002^\circ/\sqrt{\text{hr}}$. O uso da modulação de 2 fases e 2 níveis apresentar melhores resultados nesses dois quesitos, porém ela não pode ser usada quando é necessário manter a estabilidade do fator de escala, tendo em vista que só se tem informação sobre o fator de escala quando há reinicialização. No momento da reinicialização não é possível medir rotação, como já abordado nos capítulos anteriores.

Os testes seguintes foram realizados usando uma mesa giratória de precisão. Estes testes foram feitos no LabSIA da ASE/IAE/DCTA em São José dos Campos. Na Figura 5.11 é mostrado o experimento montado no centro da mesa giratória de três eixos.

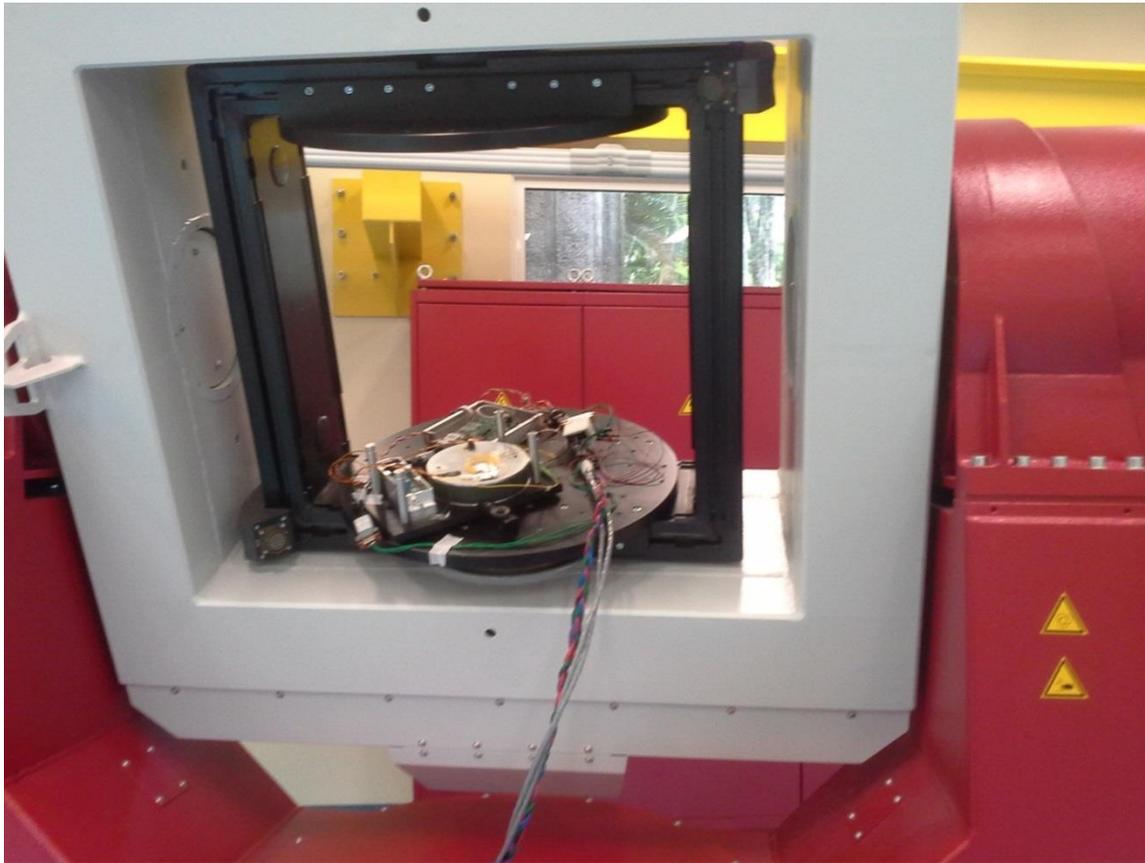


Figura 5.11 – Fotografia do girômetro montado no centro da mesa giratória.

O primeiro teste dinâmico consistiu na verificação da linearidade das medidas do girômetro na faixa de interesse. Para o uso em satélites uma rotação máxima sugerida para leitura é de aproximadamente $50.000^\circ/\text{h}$ equivalente a $13,88^\circ/\text{s}$ [22]. O girômetro construído é capaz de medir rotações superiores a $13,88^\circ/\text{s}$. O teste para linearidade foi feito usando limites de $15^\circ/\text{s}$.

O teste é iniciado com a rotação nula, para então ser aumentada em um fator de $2,5^\circ/\text{s}$ até o limite superior de $15^\circ/\text{s}$. Em seguida a velocidade de rotação seria decrementada até chegar ao limite inferior e finalmente voltar ao zero em degraus de $2,5^\circ/\text{s}$. Na Figura 5.12 é mostrada a saída do girômetro para este teste.

Na Figura 5.13 é mostrada a primeira análise dos dados do ensaio para avaliação da linearidade do girômetro.

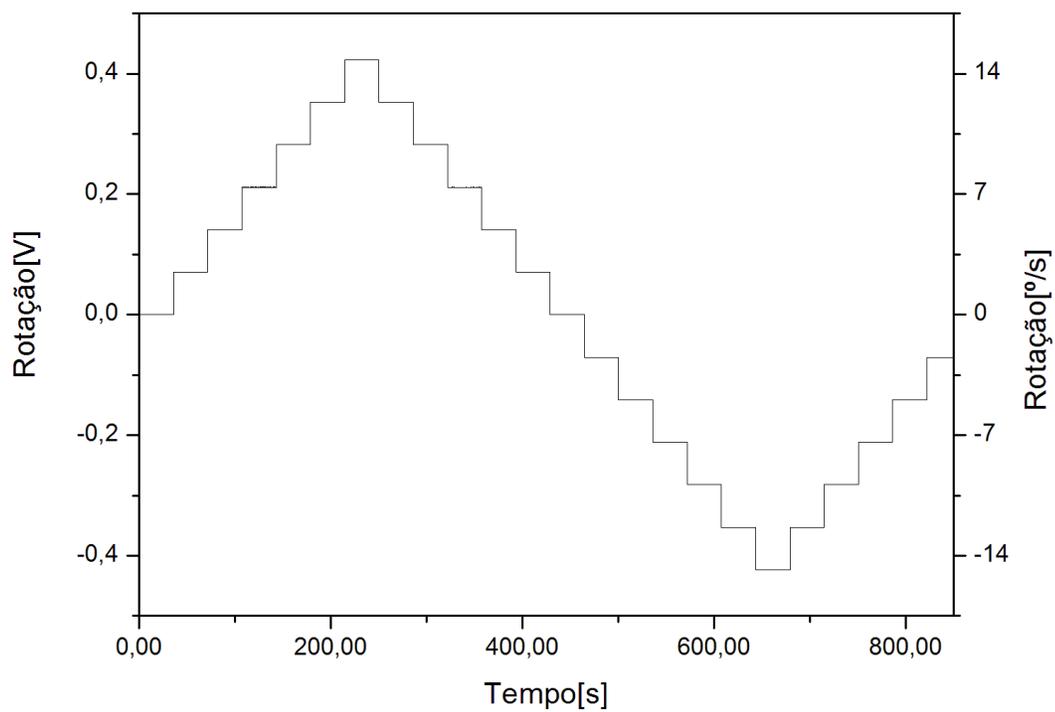


Figura 5.12 – Sinal de saída do girômetro para o teste de linearidade.

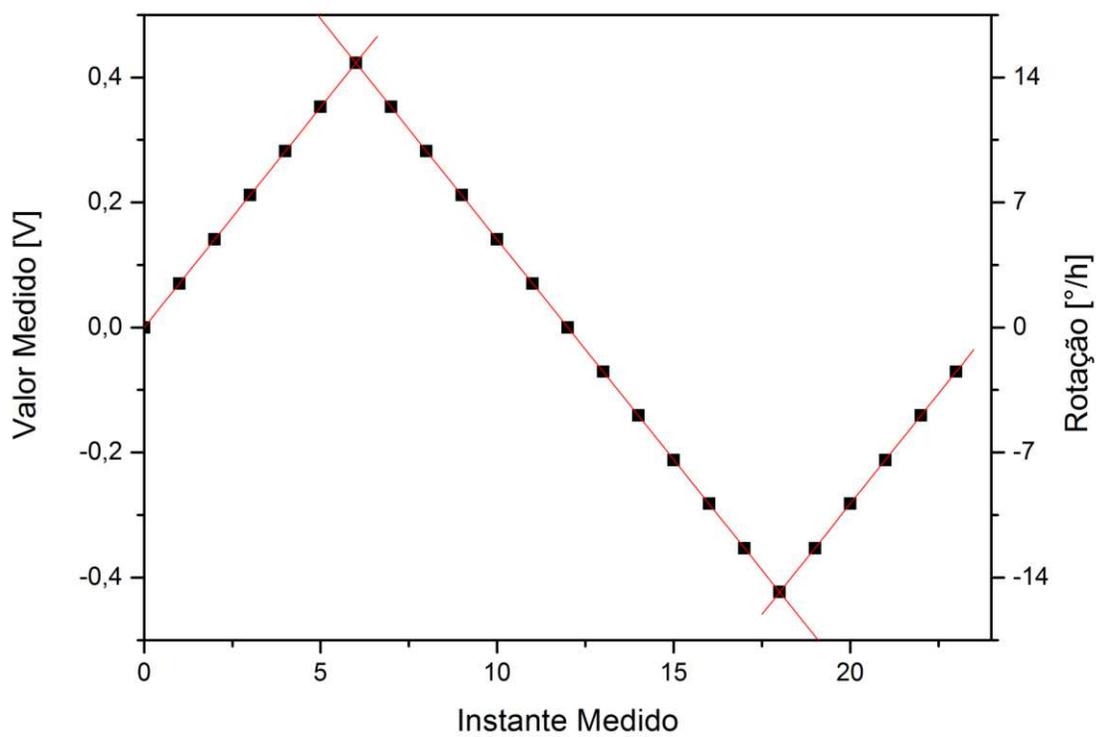


Figura 5.13 – Aproximação dos níveis de rotação por média.

Os dados apresentados na Figura 5.12 são utilizados para o cálculo do valor médio dos pontos de cada nível. Os pontos calculados devem possuir uma dependência linear, na subida e na descida, a qual pode ser observada nas retas desenhadas na Figura 5.13.

Aparentemente os pontos não divergem muito da reta calculada, porém para uma melhor avaliação da linearidade foram calculados os erros percentuais de cada ponto. Nesta análise, foi feito o cálculo do valor do degrau médio observado entre os níveis. Este degrau médio foi considerado no cálculo do valor esperado para os níveis de rotação. Como parâmetro de fundo de escala foi utilizado o valor esperado para uma rotação de $15^\circ/\text{h}$.

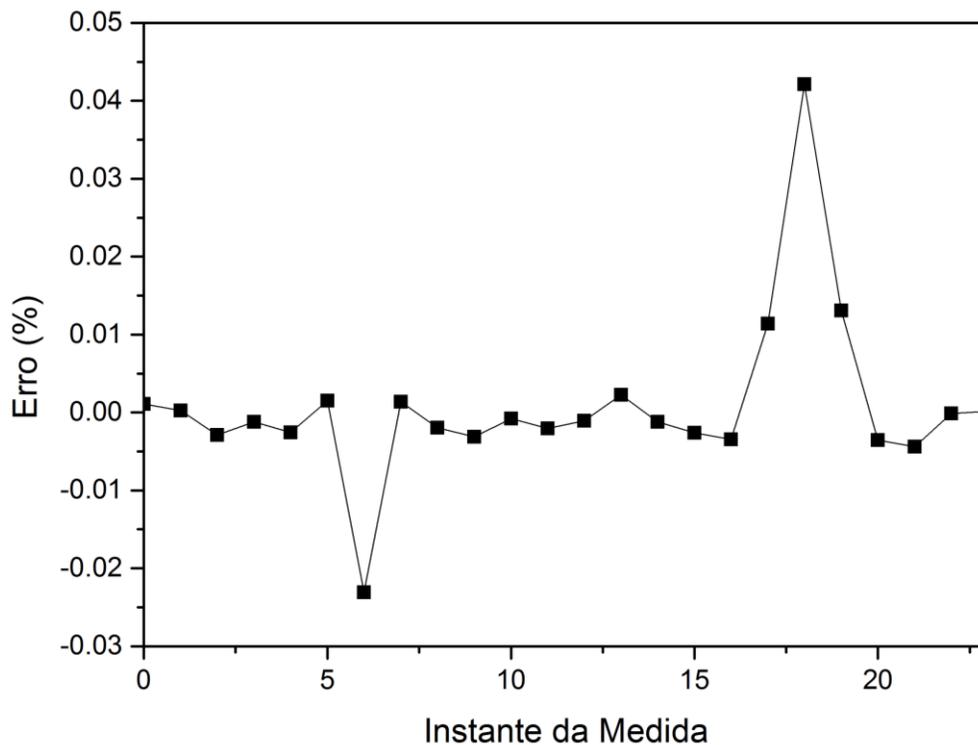


Figura 5.14 – Erro de linearidade medido com a média dos degraus.

Como se pode observar na Figura 5.14, o erro de linearidade é maior próximo aos valores máximos medidos. Desta forma, se forem usados os pontos de $12,5^\circ/\text{s}$ e $-12,5^\circ/\text{s}$ para estimativa da linearidade nos pontos centrais, os resultados mostrados na Figura 5.15 são obtidos.

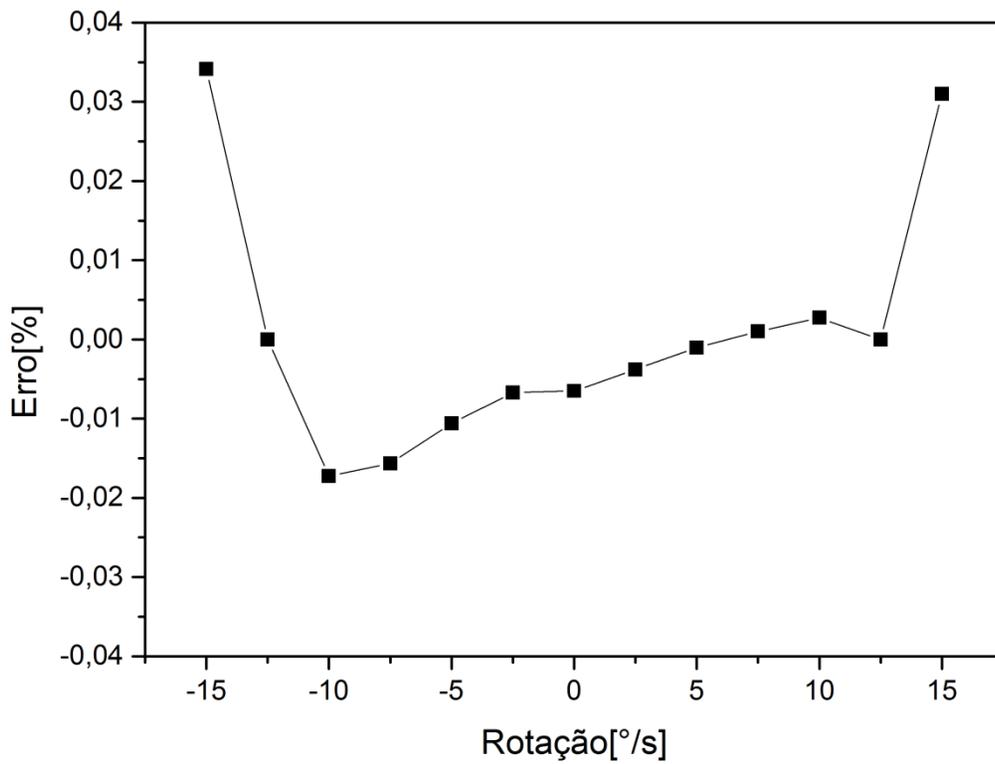
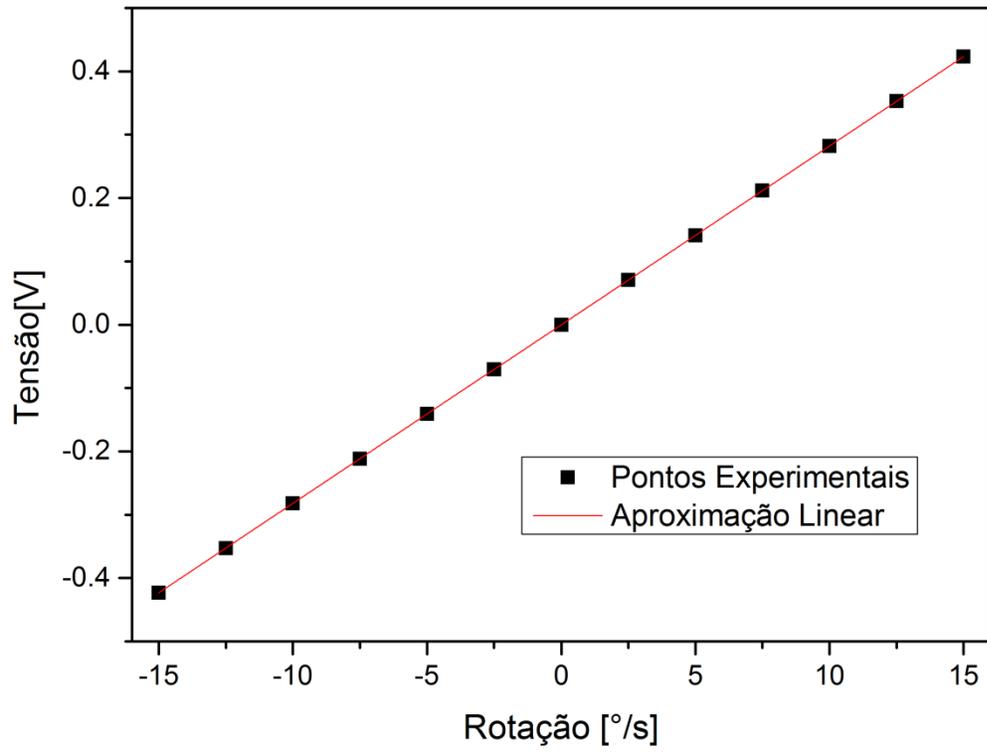


Figura 5.15 – Erro de não-linearidade calculado com os pontos 12,5°/s e -12,5°/s.

O gráfico do erro de não-linearidade da Figura 5.15 evidencia como nas extremidades a não-linearidade do sensor é maior do que no centro. Nos pontos centrais a não-linearidade é menor que 0,02%. Caso seja necessária maior precisão para determinada aplicação é possível gerar uma tabela com as correções necessárias para linearizar ainda mais a resposta do sensor.

A última análise feita com o girômetro consistiu na verificação da estabilidade do fator de escala. Neste ensaio o girômetro foi deixado durante 5,5 horas sobre efeito de uma rotação de 15°/s, com a medida de rotação sendo adquirida. Na Figura 5.16 é apresentado o resultado deste ensaio.

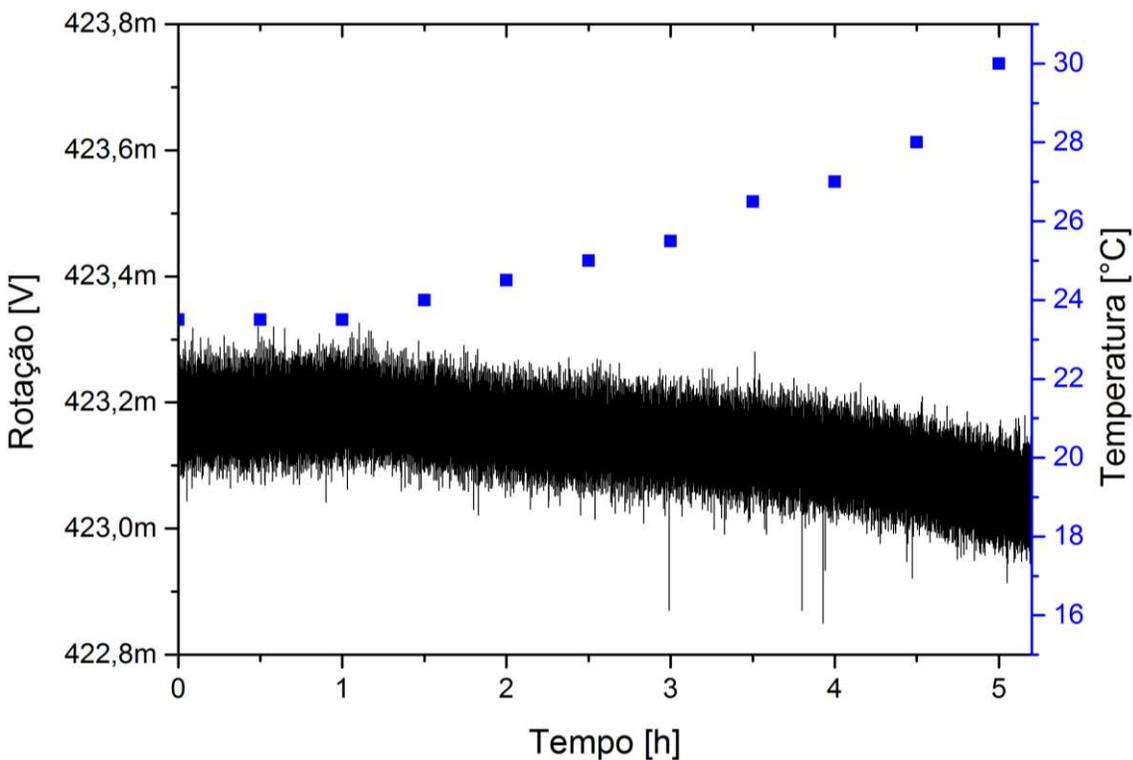


Figura 5.16 – Resultado do ensaio para a estabilidade do fator de escala.

O laboratório no qual foi feito o ensaio estava com o condicionador de ar com problemas, resultando em uma variação grande da temperatura durante o ensaio. A temperatura mostrada na Figura 5.16 refere-se à temperatura medida na placa do girômetro.

O cálculo da estabilidade do fator de escala é feito através da variação máxima da medida para a rotação ao longo de um intervalo de tempo. Considerando somente os primeiros 80 minutos de medição, onde não houve variação significativa da temperatura, usando a média dos valo-

res nos 5 primeiros minutos e a média dos valores entre 75 e 80 minutos (onde ocorreu a maior variação), tem-se o seguinte valor de variação do fator de escala:

$$Média_{5min} = 0,4231894 V$$

$$Média_{75min} = 0,4231862 V$$

$$Variação do Fator de Escala = \left| \frac{(Média_{75min} - Média_{5min})}{Média_{5min}} \right| * 1.000.000 \quad (5.8)$$

$$Variação do Fator de Escala = 7,6 ppm \approx 8 ppm$$

Para análise deste resultado é preciso destacar que a mesa giratória tem especificação de erro de 10 ppm para a posição. A mesa giratória é designada para ensaios de posição e não de rotação, por esse motivo é que se observa um ruído grande também na medida mostrada na Figura 5.16. O ruído tem quase 200 µV de pico a pico, enquanto o ruído observado quando não há rotação é de aproximadamente 18 µV.

Observa-se uma correlação direta entre a variação da temperatura e a variação do fator de escala. Para calcular a dependência do fator de escala com a temperatura utilizam-se dois intervalos de tempo para o cálculo, o intervalo entre 75 e 80 minutos em que a temperatura é de 23,5°C e o intervalo entre 300 e 305 minutos em que a temperatura foi de 30°C.

$$Média_{75min} = 0,423186 V$$

$$Média_{300min} = 0,423057 V$$

$$Variação do Fator de Escala = \left| \frac{(Média_{75min} - Média_{300min})}{Média_{75min}} \right| * 1.000.000$$

(5.8)

$$Variação do Fator de Escala = 303,9 ppm \approx 304 ppm$$

$$\frac{Variação do Fator de Escala}{Variação da Temperatura} = \frac{304 ppm}{30 - 23,5°C} = 46,77 ppm/°C$$

O sensor de temperatura presente na placa de circuito impresso tem uma resolução de $0,03125^{\circ}\text{C}$, isto equivale a 32 pontos por grau Celsius. Desta forma é possível controlar as variações de $1,46 \text{ ppm}$ devido à variação da temperatura de $0,03125^{\circ}\text{C}$. Essa correção pode ser feita através de uma tabela de correção dos valores dependente da temperatura, de forma semelhante àquela feita por Watanabe [4].

Através das equações 1.3 e 1.8 nota-se que há características do girômetro cujos valores são suscetíveis a variações da temperatura e podem afetar a estabilidade do fator de escala. Exemplos dessas características são: o índice de refração do MIOC, diâmetro da bobina de fibra óptica e o comprimento de onda central da fonte luminosa. Para um controle mais preciso do fator de escala é necessário monitorar a temperatura na fonte luminosa, no MIOC e em diversos pontos da bobina de fibra óptica.

Devido ao problema na manutenção da temperatura do ambiente em que foi feito o ensaio, a tensão de alimentação do circuito eletrônico pode ter influenciado o resultado da estabilidade do fator de escala. A alimentação era repassada através de cabos que tinham uma resistência de cerca de 10Ω , com o aumento da temperatura o módulo termoeletrico que resfria a fonte luminosa consumia mais corrente, causando uma diminuição da tensão na entrada do circuito. A queda na tensão de alimentação e a não-linearidade para a rotação em que foi feito o ensaio podem causar a queda de $180\mu\text{V}$, equivalente aos 304 ppm observados.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma técnica para condicionamento e processamento de sinais para girômetros interferométricos a fibra óptica em configuração de malha fechada óptica.

Uma das contribuições do trabalho é a técnica para condicionamento do sinal com o objetivo de minimização do *offset*. Esta técnica utiliza o chaveamento do sinal em momentos específicos para que através do uso de filtros analógicos e cálculos subsequentes seja possível obter uma medida onde o *offset* introduzido pela parte eletrônica, do amplificador transimpedância até o conversor A/D, seja minimizado.

Outra característica da técnica de condicionamento foi a possibilidade de redução da frequência de amostragem do conversor A/D. Possibilitando o uso de frequências de amostragem da ordem de 4 kHz, enquanto a mínima com outras técnicas seria de 70 kHz, sendo que há técnicas que usam frequências da ordem de MHz.

É apresentado um estudo sobre as modulações baseadas na técnica que utiliza uma rampa digital. A modulação de dois níveis e duas fases tem bons resultados para a deriva, contudo essa modulação é problemática para a obtenção de dados para o controle da estabilidade do fator de escala. Para a modulação de quatro níveis são apresentadas duas modificações: um degrau de reinicialização menor, para melhor utilização do conversor D/A, e o conceito de dupla reinicialização, para aumentar a rotação máxima suportada. Porém a modulação de quatro níveis e quatro fases é seriamente afetada pelos erros introduzidos por componentes eletrônicos, não-linearidade do conversor D/A de 16 bits e distorção harmônica do amplificador operacional diferencial de saída.

Foi desenvolvida uma modulação que atendeu melhor as necessidades do projeto. A modulação de quatro níveis e seis fases, das quais, quatro fases são utilizadas para medir o sinal relativo a velocidade angular e duas fases permitem a obtenção de um sinal para o controle do fator de escala.

Foram apresentados e discutidos alguns pontos críticos do circuito: (i) como é feito o acionamento das chaves analógicas, (ii) a necessidade do uso de um filtro analógico ativo, (iii) o uso de um filtro digital com interpolações para que o cálculo fosse executado de forma mais rápida e (iv) as lógicas de controle implementadas no microcontrolador e no dispositivo lógico programável.

Experimentos mostraram que o girômetro construído tem características próximas a da especificação inercial, a deriva observada foi de $0,01^\circ/\text{h}$, o *angle random walk* foi de $0,002^\circ/\sqrt{\text{hr}}$, a estabilidade do fator de escala para um período com uma temperatura constante foi de 8 ppm e a não-linearidade de cerca de 0,02%.

Por se tratar de uma tecnologia que ainda está em fase de pesquisa e desenvolvimento a continuação do trabalho é natural, com a melhora de componentes eletrônicos juntamente com avanços nos componentes utilizados para a montagem óptica do sensor. O aumento do comprimento de fibra óptica irá permitir mudar o conversor D/A, que é um dos componentes eletrônicos críticos, possibilitando uma melhora no desempenho do sensor.

7 TRABALHOS FUTUROS

As tecnologias de girômetros interferométricos a fibra óptica estão em constante evolução, trabalhos futuros dependem da evolução de componentes eletrônicos, dos componentes ópticos bem como do uso de outras técnicas de malha fechada óptica.

Como foi abordado em grande parte do trabalho, o uso de um conversor D/A de 16 bits de resolução como gerador do sinal de realimentação influenciou negativamente o desempenho do girômetro. A troca deste componente por um com melhores características poderia melhorar o desempenho do sistema desenvolvido. Há um modelo de conversor D/A da Linear Technologies, o LTC2757 [42] com 18 bits de resolução e não-linearidade de 1 LSB apenas, 4 vezes melhor que o conversor utilizado neste trabalho. O problema é o *settling time* deste conversor que é de 2,1 μ s, enquanto o conversor atual é de apenas 100ns. O uso deste outro conversor seria viável se o tempo de trânsito do sinal luminoso na bobina de fibra óptica fosse ampliado. Para isto seria necessário uma evolução na óptica, aumentando o comprimento de fibra óptica na bobina. Nesta direção já há a previsão da montagem de girômetros com até 3000 metros de fibra óptica no Laboratório de Sistemas Inerciais para Aplicação Aeroespacial (LABSIA) do ASE/IAE/DCTA.

O uso de um transformador na saída do conjunto conversor D/A - amplificador operacional diferencial, de forma que a excursão da tensão de saída do amplificador operacional ser reduzida, pode ser outra frente de investigação. Não é somente a não-linearidade do conversor D/A que pode alterar o sinal, as distorções harmônicas provocadas pelo amplificador operacional são igualmente danosas, e como pode ser visto nas características do amplificador [43] a distorção harmônica total aumenta com a tensão de saída.

Uma forma de contornar esses problemas é através da utilização de outra técnica de modulação, usando dupla rampa digital, com uma dupla rampa semelhante com a mostrada no capítulo 1 [11]. Esta nova técnica de modulação permitiria desprezar os dados quando os valores da rampa fossem extremos, pois a parte que mais interessa seria a inclinação, positiva e negativa. Desprezando os extremos da rampa, trabalha-se na região onde os efeitos da não-linearidade do conversor D/A e as distorções harmônicas do amplificador operacional diferencial são menores.

A evolução dos componentes eletrônicos resultaria em melhora dos resultados. Por exemplo, a substituição do conversor A/D sigma-delta de 24 bits por um modelo com melhores especificações resultaria na diminuição dos ruídos na aquisição. Mudanças nos componentes ópticos

também poderiam trazer resultados melhores, como o uso de uma fonte luminosa com maior intensidade de sinal, maior estabilidade de intensidade e comprimento de onda e o uso de um fotodiodo com melhor responsividade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SAGNAC, G.. “L’*éther* lumineux démontré par l’effect du vent relatif d’*éther* dans un interféromètre em rotation uniforme,” *C.R. Acad. Sci.*, vol. 95, pp 708-710, 1913.
- [2] BERGH,R.A.; LEFEVRE,H.C.; SHAW, J. Herbert. An Overview of Fiber-Optic Gyroscopes. *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT2, n.2, pp 91-107, abril 1984.
- [3] FERREIRA, Elnatan Chagas. *Nova Técnica de Processamento de Sinais de Girômetro a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial*. 2001. 95p. Tese (Livre Docência) - Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2001.
- [4] WATANABE, Rodrigo Horikawa. *Estudo e compensação da deriva térmica, estabilidade do fator de escala e linearização de um circuito de condicionamento e processamento de sinais de girômetro interferométrica a fibra óptica*. 2009. 91p. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2009.
- [5] MELO, Fernando Ferreira de. *Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica*. 2009. 181p. Tese (Doutorado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2009.
- [6] TSELIKOV, A.; ARRUDA, J. U. de; BLAKE, J. Zero Crossing Demodulation for Open-Loop Sagnac Interferometers. *Journal of Lightwave Technology*. Vol. 16. N. 9. pp. 1613-1619, setembro 1998.
- [7] LEFEVRE, H.C.; GRAINDORGE, P.H.; ARDITTY, H.J.; VATOUX, S.; PAPUCHON, M. Double Closed Loop Hybrid Fiber Gyroscope Using Digital Phase Ramp. *Conference on Optical Fiber Communication and Third International Conference on Optical Fiber Sensors*. Washington D.C., 1985.
- [8] EBBERG, A.; SCHIFFNER, G. Closed-loop Fiber Optic Gyroscope with a Sawtooth Phase-modulated Feedback. *Optics Letters*. Vol. 10. N. 6. pp. 300-302, junho 1985.
- [9] LEFEVRE, H.C. *The Fiber-Optic Gyroscope*. Artech House Inc, 1993.
- [10] SUCHOSKI, P.G.; FINDAKLY, T.K.; LEONBERGER, F.J. LiNbO₃ Integrated Optical Components for Fiber Optic Gyroscopes. *Proceedings SPIE 0993*, Integrated Optical Circuit Engineering VI, pp. 240-244, dezembro de 1988.
- [11] ARDITTY, H.J.; GRAINDORGE, P.; LEFEVRE, H.C.; MARTIN, P.; MORISSE, J.; SIMONPIETRI, P. Fiber Optic Gyroscope with All Digital Closed-Loop Processing. *Springer Proceedings in Physics*, Optical Fiber Sensors. Vol. 44, pp. 131-136, 1989.
- [12] LEFEVRE, Herve C. Fundamentals of the Interferometric Fiber Optic Gyroscope. *Optical Review*. Vol. 4. N. 1A, pp. 20-27, 1997.

- [13] XIAOWU, Shu; CHENG, Liu. The Research of Digital Close-loop Depolarized FOG. *Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation*. Hefei, China. pp. 1473-1477, junho 2000.
- [14] ZHU, Lianxiang; ZHAO, Xianggui. New FOG Detection System Based on Digital Phase Ramp Feedback Technique. *Proceeding of IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*. Vol 2. pp. 1770-1774. Junho 2002. doi: 10.1109/ICCCAS.2002.1179121.
- [15] CHEN, Shitong; CHENG, Jianhua; GAO, Wei. A phase modulation method for improving the scale factor stability of Fiber-Optic Gyroscope. *Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*. Takamatsu. pp.37-42, agosto de 2008. doi: 10.1109/ICMA.2008.4798722
- [16] BERGH, R.A. Dual ramp closed loop fiber optic gyroscope. *SPIE Proceedings 1169, Fiber Optic and Laser Sensors VII*. pp.429-441, fevereiro 1990. doi: 0.1117/12.963062
- [17] LI, Xuyou; ZHANG, Yong; YU, Qiang. Four state modulation in fiber optic gyro. *Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*. Takamatsu. pp.189-192, agosto de 2008. doi: 10.1109/ICMA.2008.4798749
- [18] WANG, Wei; WANG, Junlong. Study of modulation phase drift in a interferometric fiber optic gyroscope. *SPIE Proceedings Vol. 49, Optical Engineering*. Novembro 2010. doi: 10.1117/1.3509360
- [19] LI, Xuyou; ZHANG, Yong; ZHANG, Chen. Five Points Modulation in Closed Loop Fiber Optic Gyroscope. *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom '09*. Beijing. pp.1-3, setembro 2009. doi: 10.1109/WICOM.2009.5305018
- [20] WANG, Wei; WANG, Julong. ZHAO, Zhengxin. Method to control the gain in modulation chain of closed-loop fiber optic gyroscope with periodical biasing modulation. *Optical Engineering*. Vol 51. N. 6. 2012. doi: 10.1117/1.OE.51.6.064401
- [21] KURBATOV, A.M.; KURBATOV, R.A. Methods of improving the accuracy of fiber optic gyros. *Gyroscope and Navigation*. Vol 3. N. 2. pp 132-143, 2012. doi: 10.1134/S2075108712020071.
- [22] GREWAL, M.; ANDREWS, A.; How Good Is Your Gyro [Ask the Experts], *Control Systems*, IEEE , vol.30, no.1, pp.12-86, Feb. 2010.
- [23] IEEE. *IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros*. New York, 1998.
- [24] IEEE. *IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Laser Gyros*. New York, 2006.

- [25] STOCKWELL, Walter. *Angle Random Walk*. Disponível em: http://www.xbow.com/Literature/Application_Notes_Papers/Angle_Rom_Walk_Estimation_for_Rate_Gyros.pdf (Acesso em 12/12/2013)
- [26] VALI, V.; SHORTHILL, R. W. Fiber ring interferometer. *Appl. Opt.*, Vol. 15, pp. 1099-1100, 1976.
- [27] SANDERS, Glen A.; SZAFRANIEC, Bogdan; LIU, Ren-Young; BIELAS, Michael S.; STANDJORD, Lee K. Fiber optic gyro development for a broad range of applications. *Proc. SPIE 2510, Fiber Optic and Laser Sensors XIII*, 2 (September 25, 1995); doi:10.1117/12.221687
- [28] BARBOUR, N.; SCHMIDT, G. Inertial Sensor Technology Trends. *IEEE Sensors Journal*. Vol. 1. N. 4. pp. 332-339, dezembro 2001. doi: 10.1109/7361.983473
- [29] LEE, Byyongho. Review of the present status of optical fiber sensors. *Optical Fiber Technology*. Vol. 9. N. 2. pp. 57-79, abril 2003. doi: 10.1016/S1068-5200(02)00527-8
- [30] ARMENISE, Mario N.; CIMINELLI, Caterina; DELL'OLIO, Francesco; PASSARO, Vittorio M. N. *Advances in Gyroscope Technologies*. Springer Berlin Heidelberg, 2011. doi: 10.1007/978-3-642-15494-2
- [31] LEFEVRE, H.C. The Fiber Optic Gyroscope Achievement and Perspective. *Gyroscope and Navigation*. Vol. 3. N. 4. pp. 223-226, outubro 2012. doi: 10.1134/S2075108712040062
- [32] LEFEVRE, H. C. The fiber optic gyroscope Challenges to become the ultimate rotation sensing technology. *Optical Fiber Technology*. Vol 19. N 6B. pp. 828-832, dezembro 2013.
- [33] LI, Di; LI, Xu-you; SUN, Yao. Research and Implementation of Digital Detection System for a close loop FOG. *Journal of Marine Science and Application*. Vol. 3. N. 1. pp. 37-40, junho 2004.
- [34] LI, Xuyou; ZHANG, Chen; HE, Zhou; ZHONG, Zhen. Temperature Errors of IFOG and its compensation in engineering application. *9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 2009. ICEMI '09*. Beijing, vol. 2, pp. 230-234, agosto 2009. doi: 10.1109/ICEMI.2009.5274614
- [35] ANALOG DEVICES. *Current Output, Parallel Input, 16-/14-Bit Multiplying DACs with Four-Quadrant Resistors: AD5546/AD5556* datasheet. 2011. Disponível em: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5546_5556.pdf (Acesso em 12/12/2013)
- [36] TEXAS INSTRUMENTS. *Very Low Noise, 24-Bit Analog-to-Digital Converter*. ADS1255 datasheet. 2003. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1255.pdf> (Acesso em 12/12/2013)
- [37] BERGH, Ralph A. Simplified control theory for closed loop fiber optic gyroscopes. *Proceedings SPIE 1795, Fiber Optic and Laser Sensors X*, 126, março 1993. doi:10.1117/12.141275

- [38] HAN, Junliang; GE, Shengmin; SHEN, Yi; LI, Xiangjun. Modeling and Simulation of Digital Closed-loop. *The Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006*. pp. 1659-1663, 2006. doi: 10.1109/WCICA.2006.1712634
- [39] VINOD, G.; MANJUSHA, R.; BHATNAGAR, A. Modeling and simulation of closed loop fibre optic gyroscope. *ICOP 2009 – International Conference on Optics and Photonics*. Chandigarh, India. Outubro 2009.
- [40] ELLIS, G. *Control System Design Guide: a practical guide*. Amsterdam: Elsevier Academic Press, 2004.
- [41] HONG, Gu; SHUHONG, Li; FUZHONG, Wang; HAIMING, Zhang. Random Noise Study of the Digital Closed-loop. *Proceedings of SPIE 8914*, International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2013: Fiber Optics Sensors and Optical Coherence Tomography. 2013.
- [42] LINEAR TECHNOLOGY. *LTC2757: 18-Bit SoftSpan Iout DAC with Parallel I/O*. Disponível em: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2757f.pdf> (Acesso em 12/12/2013)
- [43] TEXAS INSTRUMENTS. *LMP8350 Ultra Low Distortion Fully Differential Precision ADC Driver with Selectable Power Modes*. 2013. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmp8350.pdf> (Acesso em 12/12/2013)
- [44] ALLAN, David W. Statistics of Atomic Frequency Standards. *Proceedings of The IEEE*. Vol 54. N. 2. pp. 221-230, fevereiro 1966.
- [45] IEEE. *IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology*. New York, 1988.
- [46] KROBKA, N.I. Differential Methods of Identifying Gyro Noise Structure. *Gyroscopy and Navigation*. Vol. 2. N. 3. pp. 126-137, 2011.
- [47] WANG, Wei; WANG, Junlong. Study of modulation phase drift in a interferometric fiber optic gyroscope. *SPIE Proceedings Vol. 49, Optical Engineering*. Novembro 2010. doi: 10.1117/1.3509360
- [48] MA, Huilian; ZHANG, Guhong; LI, Mucheng; JIN, Zhonghe. Zero deviation effect in a resonator optic gyro caused by nonideal digital ramp phase modulation. *Optics and Lasers in Engineering*. Vol. 48. N. 10. pp. 933-939, outubro 2010.
- [49] GE, Shengmin; HAN, Junliang; SHEN, Yi; BIAN, Zhiqiang; WANG, Hui. Research and Implementation of Digital Detection System for Closed-Loop FOG. *Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation*. Chongqing, China. Junho 2008.
- [50] LI, Xuyou; ZHANG, Chen; HE, Zhou; ZHONG, Zhen. Temperature Errors of IFOG and Its Compensation in Engineering Application. *ICEMI 2009 – Proceedings of the 9th International Conference on Electronic Measurement and Instruments*. Vol. 2. pp. 230-234, 2009.

[51] STOCKWELL, Walter. *Bias Stability Measurement: Allan Variance*. Disponível em: http://www.xbow.com/Literature/Application_Notes_Papers/Gyro_Bias_Stability_Measurement_using_Allan_Variance.pdf (Acesso em 12/12/2013)

[52] TRUSOV, Alexander A. *Allan Variance Analysis of Random Noise Modes in Gyroscopes*. Disponível em: <http://www.alexandertrusov.com/uploads/pdf/2011-UCI-trusov-whitepaper-noise.pdf> (Acesso em 12/12/2013)

APÊNDICES

APÊNDICE A – VARIÂNCIA DE ALLAN

A Variância de Allan é uma técnica de análise no domínio do tempo desenvolvida por David W. Allan em 1966 [44]. A técnica foi desenvolvida durante a investigação da estabilidade de cristais osciladores e relógios atômicos, quando se observou que o ruído de fase não consistia unicamente de um ruído branco, mas de várias outras componentes e as ferramentas estatísticas tradicionais não resultavam em análises coerentes.

A técnica apresentada por Allan calcula a variância de M-amostras, e possui como caso particular a variância de duas amostras, que em 1988 foi indicada pela IEEE como o método preferencial de análise no padrão para metrologia de tempo e frequência [45].

No método da Variância de Allan assume-se que as fontes de ruído possuem um caráter específico que acarretam na incerteza dos dados, e a magnitude de cada fonte de ruído pode ser estimada através dos dados. Com a possibilidade da análise separada de cada fonte de ruído, a Variância de Allan passou a ser utilizada em vários sistemas amostrados, tanto é que os padrões da IEEE para girômetros a laser [23] e para girômetros interferométricos a fibra óptica [24] indicam que a Variância de Allan pode ser utilizada como método único para análise de dados ou como complemento de qualquer técnica de análise no domínio da frequência.

Nestes padrões são cinco os tipos de ruídos relativos aos girômetros que são analisados utilizando a variância, que são: ruído de quantização (*quantization noise*), *angle random walk*, *bias instability*, *rate random walk* e *rate ramp*.

A.1 DEFINIÇÃO MATEMÁTICA

Para a descrição da Variância de Allan considera-se N o número de amostras oriundas do girômetro com um tempo de amostragem τ_o . O próximo passo é formar agrupamentos de pontos com tamanhos $\tau_o, 2\tau_o, \dots, k\tau_o$, sendo que $k < N/2$, para cada agrupamento obtêm-se as médias aritméticas dos pontos contidos. A variância de Allan é definida como função do tamanho dos agrupamentos e matematicamente definida por:

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle (\bar{\Omega}_{k+n} - \bar{\Omega}_k)^2 \rangle \quad (\text{A.1})$$

Na equação (A.1) o operador $\langle \ \rangle$ indica uma média infinita no tempo. Com os $\bar{\Omega}_k$ representando os agrupamentos.

A figura A1 ilustra a formação dos agrupamentos para o cálculo de $\bar{\Omega}_k$ para quatro valores de τ : 1, 2, 5 e 100 segundos. Para o cálculo da Variância de Allan, após determinado o agrupamento é feita a média aritmética dos valores dos pontos integrantes, o valor resultante é $\bar{\Omega}_k$, este valor é utilizado na equação (A.1).

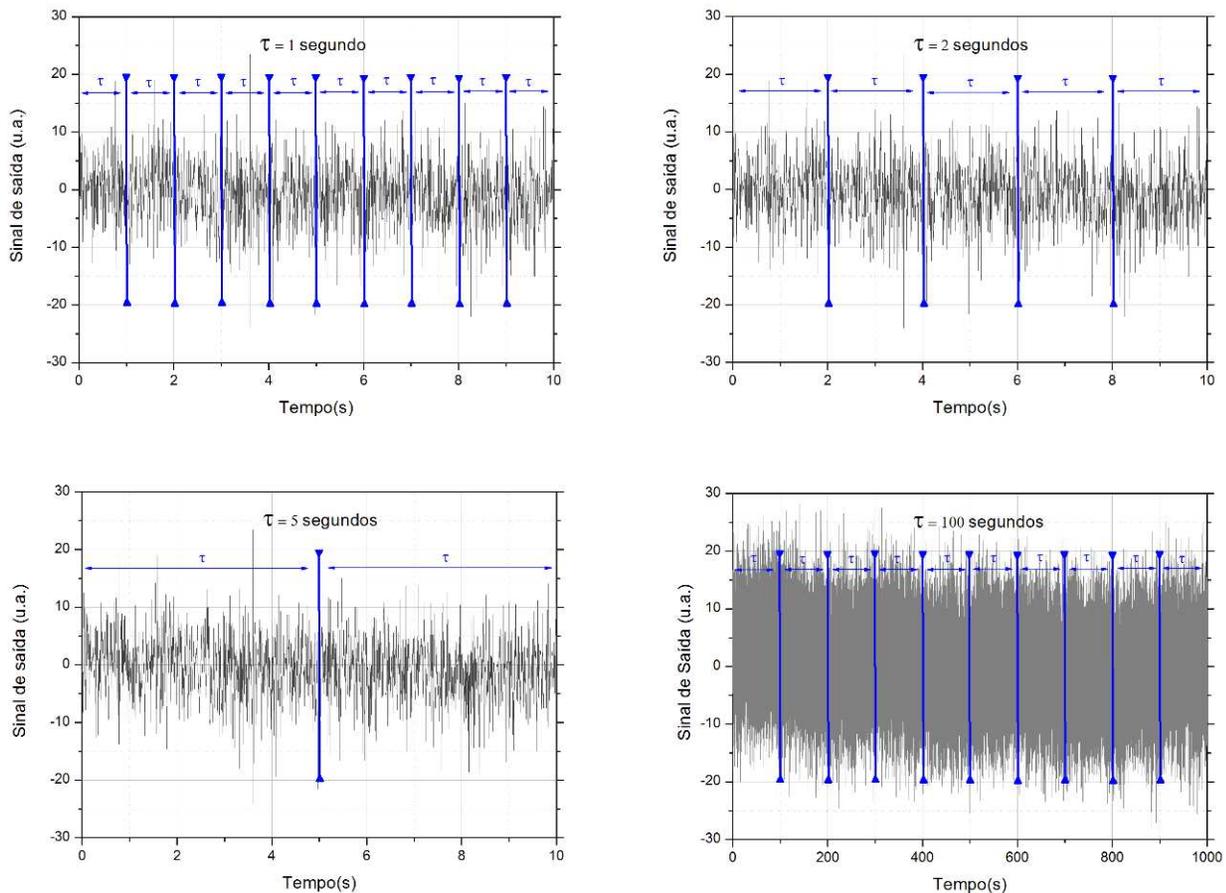


Figura A. 1 – Gráficos do sinal adquirido no tempo enfatizando a formação dos agrupamentos para o cálculo da Variância de Allan para quatro valores de τ .

Existem vários métodos derivados da Variância de Allan, são dois os mais importantes: a Variância de Allan sobreposta (*Overlapped Allan Variance*) e a Variância de Hadamard (*Hadamard Variance*), a referência [46] inclusive discorre sobre o uso desses métodos para o estudos dos ruídos de girômetros.

A Variância de Allan sobreposta utiliza a possibilidade de sobreposição dos agrupamentos de pontos usados para o cálculo da Variância de Allan para realizar médias nos pontos finais da

função onde a incerteza é maior. Exemplificando o cálculo, temos que para $\tau = 100$, se antes utilizávamos os pontos 1 até o 100 para o primeiro bloco, 101 – 200 para o segundo bloco e assim conseqüentemente indo até o fim das amostras, para a sobreposição é feito o cálculo dos valores médios dos agrupamentos alterando-se o ponto de início, 2 ao 101, 102 ao 201 e assim por diante, gerando um outro valor da Variância de Allan para o mesmo τ . Então depois de calculado até o último valor da variância que, para este exemplo, seriam os blocos indo do 100 ao 199, 200 ao 299 e continuando, é feita a média do valor das Variâncias de Allan calculadas e este valor é o resultado da Variância de Allan sobreposta para $\tau = 100$.

A Variância de Hadamard usa o valor médio de três agrupamentos para o seu cálculo, como pode ser visto na equação (A.2):

$$\sigma_H^2(\tau) = \frac{1}{6(M-2)} \sum_{i=1}^{M-2} (\bar{\Omega}_{i+2} - 2\bar{\Omega}_{i+1} + \bar{\Omega}_i)^2 \quad (\text{A.2})$$

Sendo que M equivale ao número de agrupamentos utilizados no cálculo para cada valor de τ .

A Variância de Allan obtida através da equação A.1 pode também ser relacionada com a densidade espectral (PSD – *power spectral density*) utilizando os mesmos pontos experimentais. A relação entre a Variância de Allan e a densidade espectral, $S_\Omega(f)$ é dada pela seguinte equação:

$$\sigma^2(\tau) = 4 \int_0^\infty S_\Omega(f) \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df \quad (\text{A.3})$$

A.2 RUÍDOS E ANÁLISES

No gráfico resultante do cálculo da Variância de Allan para cada tamanho de agrupamento de pontos (τ) diversas regiões referentes a tipos distintos de ruídos podem ser observadas. A figura A.1 apresenta um gráfico da Variância de Allan típico, neste gráfico as regiões em que prevalecem os diferentes ruídos são bem caracterizadas pelas inclinações. O ruído de quantização (*quantization noise*) prevalece na região em que a inclinação equivale a -1, o ruído *angle random*

walk está relacionado com a inclinação de $-1/2$, a deriva (*bias instability*) é caracterizada por uma região sem inclinação, o *rate random walk* com a inclinação de $+1/2$ e finalmente o *rate ramp* com a inclinação positiva de 1.

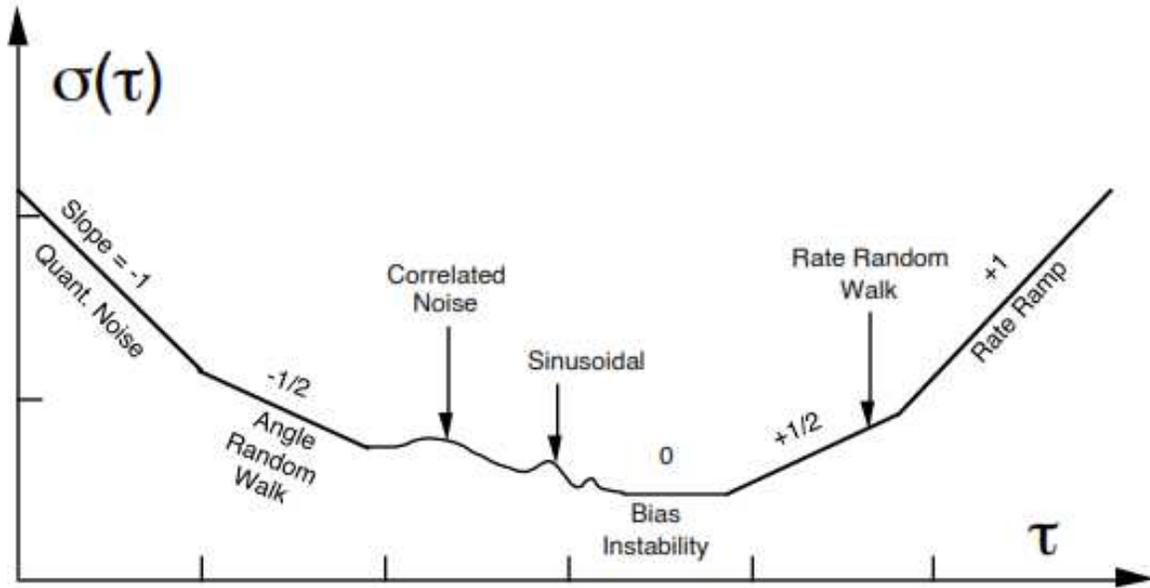


Figura A. 2 – Gráfico típico do cálculo da Variância de Allan [23].

A figura A.3 apresenta o gráfico da Variância de Allan de um IFOG real que media a rotação da Terra. No resultado apresentado nota-se quatro regiões principais relacionadas aos seguintes ruídos: ruído de quantização, *angle random walk*, deriva (*bias instability*) e *rate random walk*. Importante ressaltar que a coleta dos dados necessários para este cálculo foi de aproximadamente 12 horas, e mesmo assim não foi possível observar o efeito do ruído do tipo *rate ramp*.

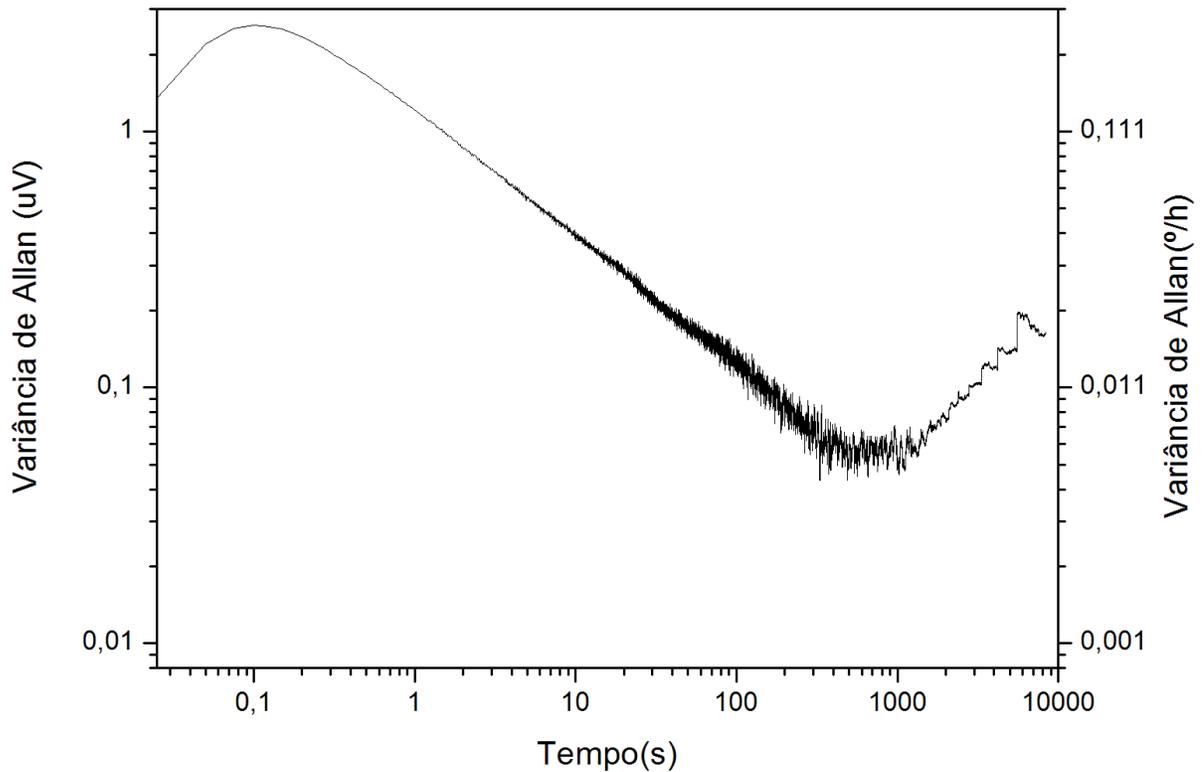


Figura A. 3 – Resultado do cálculo da Variância de Allan para um IFOG medindo a rotação local da Terra.

A.2.1 Angle Random Walk

Angle random walk (ARW) é uma especificação de ruído, em unidade de $^{\circ}/\sqrt{h}$, que é diretamente aplicável a cálculos de ângulo [25]. O ARW estima o desvio médio que irá afetar o sinal integrado, este erro está intrinsicamente ligado ao largura do ruído no sinal.

O erro causado pelo *angle random walk* irá crescer com o aumento do tempo de integração, e será um limitante fundamental para qualquer medida de ângulo baseada na integração de um sinal de variação de rotação.

O *random walk* é usado em estatística para descrever uma situação onde a saída de um sistema é produzida de forma aleatória, um exemplo típico seria o lançamento de uma moeda. O efeito do *random walk* neste sistema simples é observado se integrarmos o resultado de múltiplos lançamentos onde se somaria 1 caso o lançamento da moeda resulte em cara e subtrair-se-ia 1 caso o lançamento da moeda resulte em coroa. Intuitivamente pensamos que o resultado da integração de 1000 lançamentos fique próximo do zero, porém estatisticamente é possível acontecer

de que todos os 1000 lançamentos resultem em cara, ou em coroa, forçando então o resultado para 1000 ou -1000, contudo esse resultado não seria o mais provável e a dispersão típica é observada na figura A.4.

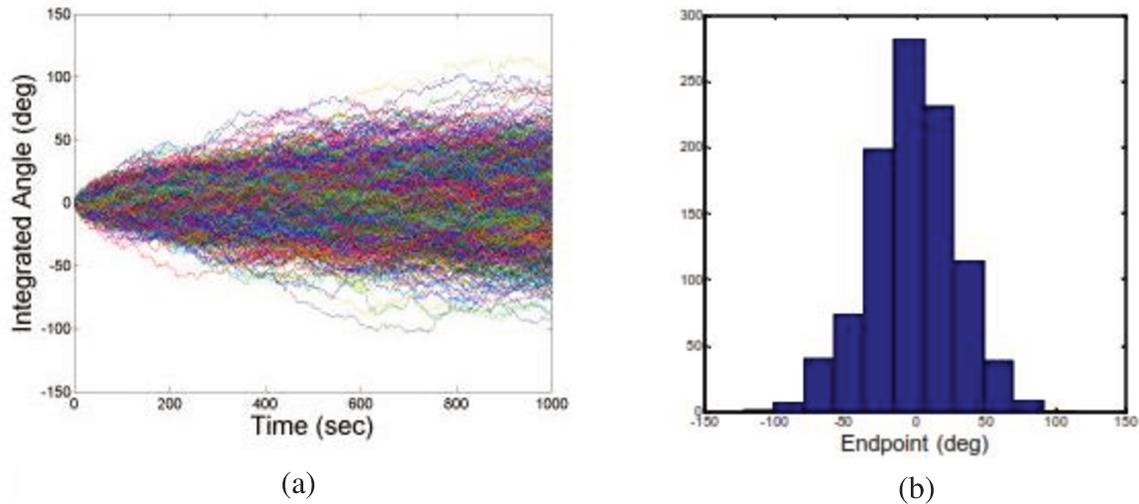


Figura A. 4 - Gráfico resultante de 1000 integrações de 1000 lançamentos (a) e a distribuição estatística desses 1000 lançamentos (b).

Na norma do IEEE para IFOGs [24] relaciona-se ao *angle random walk* o coeficiente N , que no gráfico resultante da Variância de Allan, utilizando a parte do gráfico que possui a curva com inclinação de $-1/2$, se necessário extrapolando-a, poderá ser obtido diretamente do valor de $\sigma(\tau)$ para $\tau = 1 \text{ hora}$.

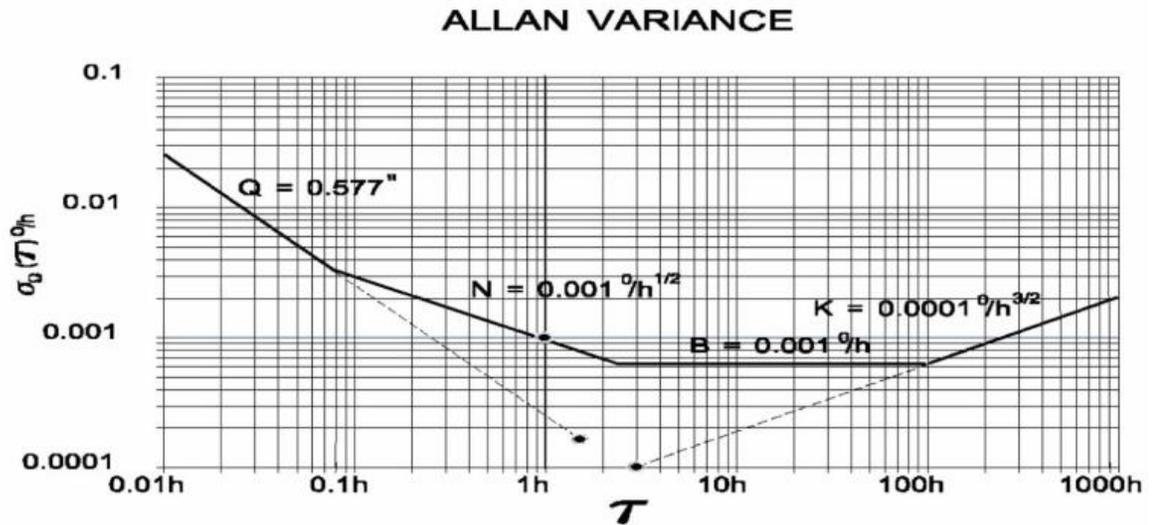


Figura A. 5 - Gráfico da Variância de Allan evidenciando o cálculo do coeficiente N. [29].

A.2.1.1 Convertendo Especificação de ARW em tamanho do ruído

Há equações matemáticas que relacionam o *angle random walk* com a densidade espectral e mesmo com dados da transformada rápida de Fourier, porém a mais interessante é a relação entre ARW, ruído no sinal e banda de amostragem [46].

$$ARW(\text{°}/\sqrt{hr}) = \frac{1}{60} s_{\text{sinal}}(\text{°}/hr) \cdot \frac{1}{\sqrt{BW(\text{Hz})}} \quad (\text{A.4})$$

Assim se a especificação de ARW for de $0,01 \text{°}/\sqrt{hr}$ e uma banda de 10 Hz. O $s_{\text{sinal}}(\text{°}/hr)$ será igual a $2 \text{°}/hr$, que então multiplicando por 6 para se obter o valor de pico a pico do ruído, teremos a “largura do traço” do sinal medido de $12 \text{°}/hr$.

A.2.2 Deriva (*Bias Instability*)

A principal origem deste tipo de ruído é na parte eletrônica, porém componentes suscetíveis a oscilações também podem originar este ruído. Este tipo de ruído tem características de baixa frequência que no sinal amostrado aparecem como flutuações lentas nos níveis medidos.

A norma prevê como B o coeficiente de deriva, ou também chamado de *bias instability*, esse coeficiente é calculado através do mínimo que a curva da Variância de Allan apresenta. Esse mínimo normalmente é uma região em que a inclinação é nula, se observarmos a figura A.3 está região está entre 300s e 1000s. O cálculo do coeficiente é feito através da seguinte equação:

$$B(^{\circ}/hr) = \frac{\sigma(\tau)}{0.662} \text{ para } \tau \text{ onde } \sigma(\tau) \text{ tem inclinação nula} \quad (\text{A.5})$$

Exemplificando, na figura A.2 o mínimo de $\sigma(\tau) = 0,006^{\circ}/hr$ então $B(^{\circ}/hr) = 0,009^{\circ}/hr$, assim pode-se dizer que a deriva deste girômetro é de aproximadamente $0,009^{\circ}/hr$.

A.2.3 Rate Random Walk

O *rate random walk* pode ser descrito como a variação da amplitude do ruído *random walk*, ele é expresso em $^{\circ}/hr^{\frac{3}{2}}$.

O padrão IEEE para girômetros especifica K como coeficiente de *rate random walk*, ele pode ser obtido graficamente extrapolando a curva com inclinação de +1/2 e o valor da curva extrapolada para $\tau = 3horas$ será o valor de K.

A.2.4 Rate Ramp

Utilizando intervalos de tempo longos os dados adquiridos podem indicar uma mudança monotônica muito lenta da intensidade da fonte do IFOG, esta mudança aparecerá como um erro no cálculo da Variância de Allan, e está associada a região em que a inclinação será de +1.

R será o coeficiente de *rate ramp* e poderá ser obtido alongando-se a curva da região com inclinação de +1 para o instante $\tau = \sqrt{2}$ horas e utilizando-se o valor de $\sigma(\tau)$ para expressar o valor de R, para alcançar isto o tempo de coleta de dados para o cálculo da Variância de Allan é grande, na ordem de centenas de horas.

A.2.5 Ruído de Quantização (*Quantization Noise*)

O ruído de quantização é devido estritamente à natureza digital do sinal adquirido com o IFOG, ele surge devido aos valores discretos possíveis para o sinal de saída do girômetro. Este ruído está relacionado à faixa com inclinação de -1 do gráfico da Variância de Allan e Q é definido como coeficiente do ruído de quantização. O valor de Q é obtido graficamente prolongando-se a reta com inclinação de -1 até o instante $\tau = \sqrt{3}$ horas.

Na figura A.2 pode ser observado uma região com sinal crescente, um máximo e então a região com a inclinação de -1, esse efeito acontece por causa do filtro utilizado no sinal oriundo do IFOG.

A.2.6 Modos de ruído aleatórios e efeitos sobre a Variância de Allan

Os principais tipos de ruídos podem ser classificados por sua relação com a frequência, por exemplo, o ruído branco (*white noise*) tem característica de $1/f^0$, o ruído rosa (*pink noise*) tem característica de $1/f^1$ e o ruído vermelho (*red noise*, também conhecido como ruído de Brown) tem característica de $1/f^2$. Cada um desses tipos de ruídos aleatórios exerce influência sobre um segmento da curva da variância de Allan, assim como mostrado em [25] é possível fazer uma relação direta entre as fontes de ruído com essas características com os ruídos especificados na norma do IEEE [23].

TABELA A. 1 – CLASSIFICAÇÃO DOS TRÊS MODOS DE RUÍDOS ALEATÓRIOS PRINCIPAIS APLICADOS A GIROSCÓPIOS [23]

Tipo Espectral	Exemplo de Fontes	PSD(f)	$\sigma(\tau)$	Média no tempo	Parâmetros do girômetro associados
Branco	Ruído térmico	f^0	$\tau^{-\frac{1}{2}}$	Bom	<i>Angle Random Walk</i>
Rosa	Deriva eletrônica	f^{-1}	τ^0	Neutro	Deriva (<i>bias instability</i>)
Vermelho	Acumulação de ruído branco	f^{-2}	$\tau^{+\frac{1}{2}}$	Ruim	<i>Rate Random Walk</i>

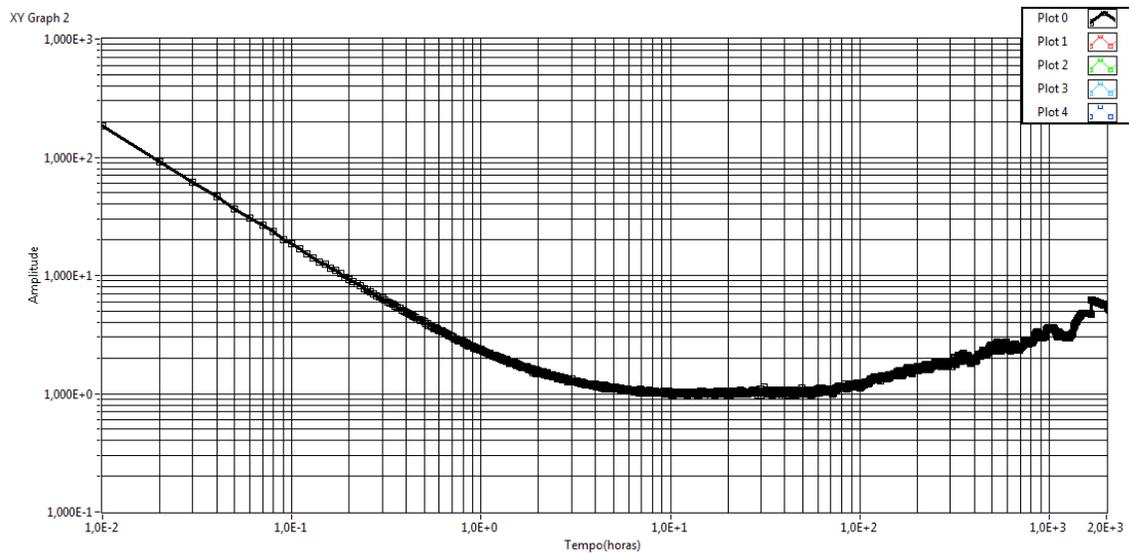


Figura A. 6 - Gráfico da Variância de Allan gerado com ruídos do tipo $1/f^0$, $1/f^1$, $1/f^2$ e f^2 .

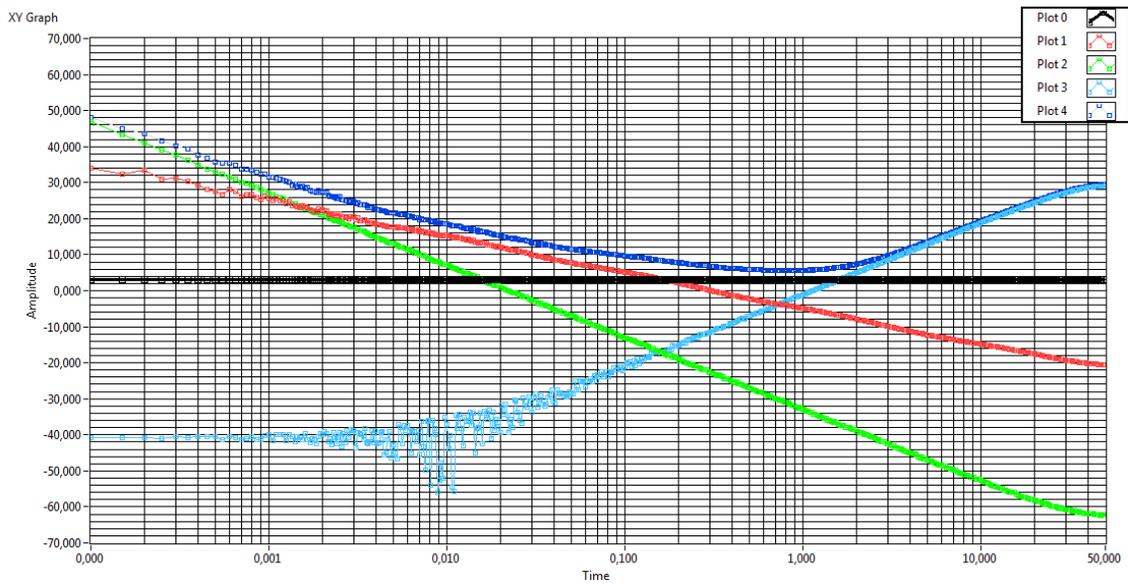


Figura A. 7 - Gráfico da potência espectral gerado com ruídos do tipo $1/f^0$, $1/f^1$, $1/f^2$, f^2 e soma deles.

As figuras A.6 e A.7 são gráficos gerados utilizando a soma de fontes de ruído aleatório, na figura A.5 a variância de Allan foi calculada e no gráfico há a descrição de que componente relativa à potência de frequência está envolvida naquela região. Na figura A.7 observa-se as curvas individuais de cada componente e também é indicada a soma.

APÊNCICE B – DETALHES SOBRE O *FIRMWARE*

B.1 *FIRMWARE* DO ARM7

A atividade principal do ARM são os controles da inclinação da rampa de compensação da rotação e o controle da estabilidade do fator de escala. Esses controles são iniciados por uma interrupção gerada após o fim de uma conversão. Na Figura B.1 é apresentada a sequência de tarefas realizadas quando ocorre a interrupção. O *flag* de conclusão de conversão é um sinal originado no conversor A/D usado no controle da rotação. Quando ele é posto em nível lógico baixo é disparada uma interrupção do tipo vetorada (*VIC Interrupt*). No início do tratamento da interrupção, o microcontrolador adquire o estado do *flag* de conversão, este *flag* é atrelado à inversão do acionamento das chaves analógicas, definindo qual das variáveis será escrita após a leitura do conversor A/D da rotação (*Saída1* e *Saída2*). Após esta leitura é feito o cálculo da diferença para eliminação do *offset*. O *flag* de conversão também define a variável de escrita da leitura do conversor A/D do fator de escala (*SaídaFE1* ou *SaídaFE2*), e após a aquisição é feita a diferença para eliminação do *offset* desse sinal de controle.

A equação B.1 é utilizada para o controle da inclinação da rampa digital para compensação da rotação:

$$\text{Inclinação}_{\text{nova}} = 1 \times \text{Inclinação}_{\text{anterior}} + \frac{1}{64} \times \text{Difereça} \quad (\text{B.1})$$

Antes de ser enviado para o CPLD, onde são feitos todos os cálculos para com a rampa digital, o valor da inclinação é testado para não ultrapassar limites considerados máximos para a rotação, no caso $\pi/3$ e $-\pi/3$.

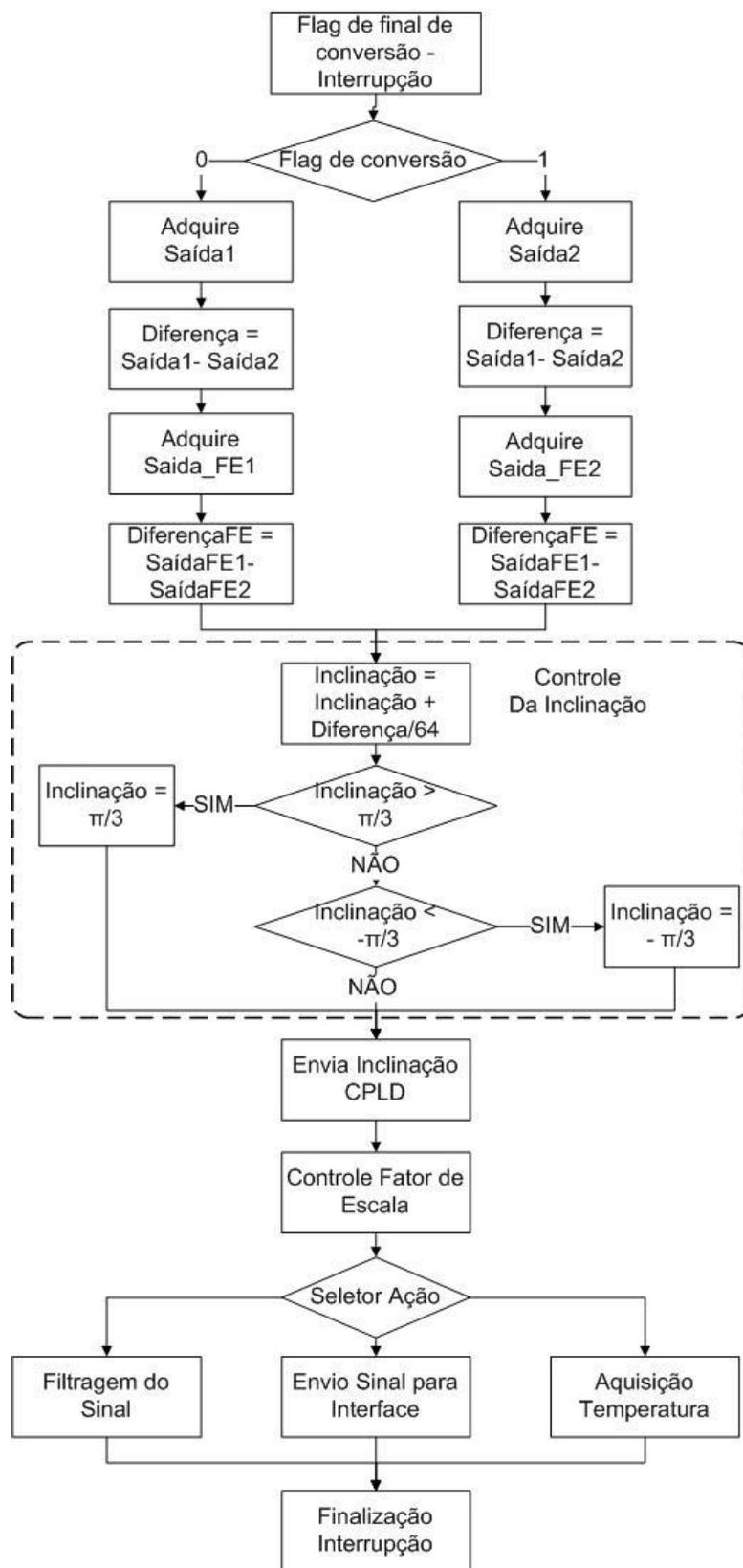


Figura B.1 – Algoritmo para tratamento da interrupção com a leitura dos conversores e controles.

De forma semelhante é feito o controle do ajuste dos conversores D/A de 10 e 12 bits (conversores D/A1 e D/A2) para a manutenção da estabilidade do fator de escala. Na Figura B.0.2 é mostrada a rotina deste controle, representado na Figura B.1 como “Controle do Fator de Escala”. No princípio da operação do girômetro é necessário fazer o ajuste “grosso” do fator de escala.

Para o ajuste grosso, o valor em módulo do sinal de controle adquirido do conversor A/D já corrigido (diferençaFE) não pode ser superior a 1% do fundo de escala do conversor A/D. Se esse valor for maior que 1% será feita uma correção no valor de configuração do conversor D/A1 (10 bits). Quando o módulo da diferençaFE for menor do que 0,01% do fundo de escala, a sequência de ajuste inicial é desabilitada.

Quando não ocorrer mais a sequência de ajuste inicial, as medidas da diferençaFE são armazenadas em um acumulador por 10 conversões. Depois dessas 10 conversões é feita a média do valor diferençaFE e usa-se o resultado no controle PI que a equação B.2 expressa:

$$Integrador_{novo} = 1 \times Integrador_{anterior} + \frac{1}{256} \times DiferençaFE \quad (B.2)$$

O resultado da Equação B.2 é utilizado para o ajuste do valor de saída do conversor D/A2 (de 12 bits). As tensões de saída do conversor D/A1 e conversor D/A2 são somadas à tensão de referência utilizando um amplificador operacional na configuração somador não-inversor, e a tensão de saída é então utilizada como tensão de referência no conversor D/A de 16bits. O conversor D/A de 16bits é utilizado para gerar o sinal de realimentação. A saída do conversor D/A1 tem o peso de 1/10 da tensão de referência, enquanto a saída do conversor D/A2 tem o peso de 1/200.

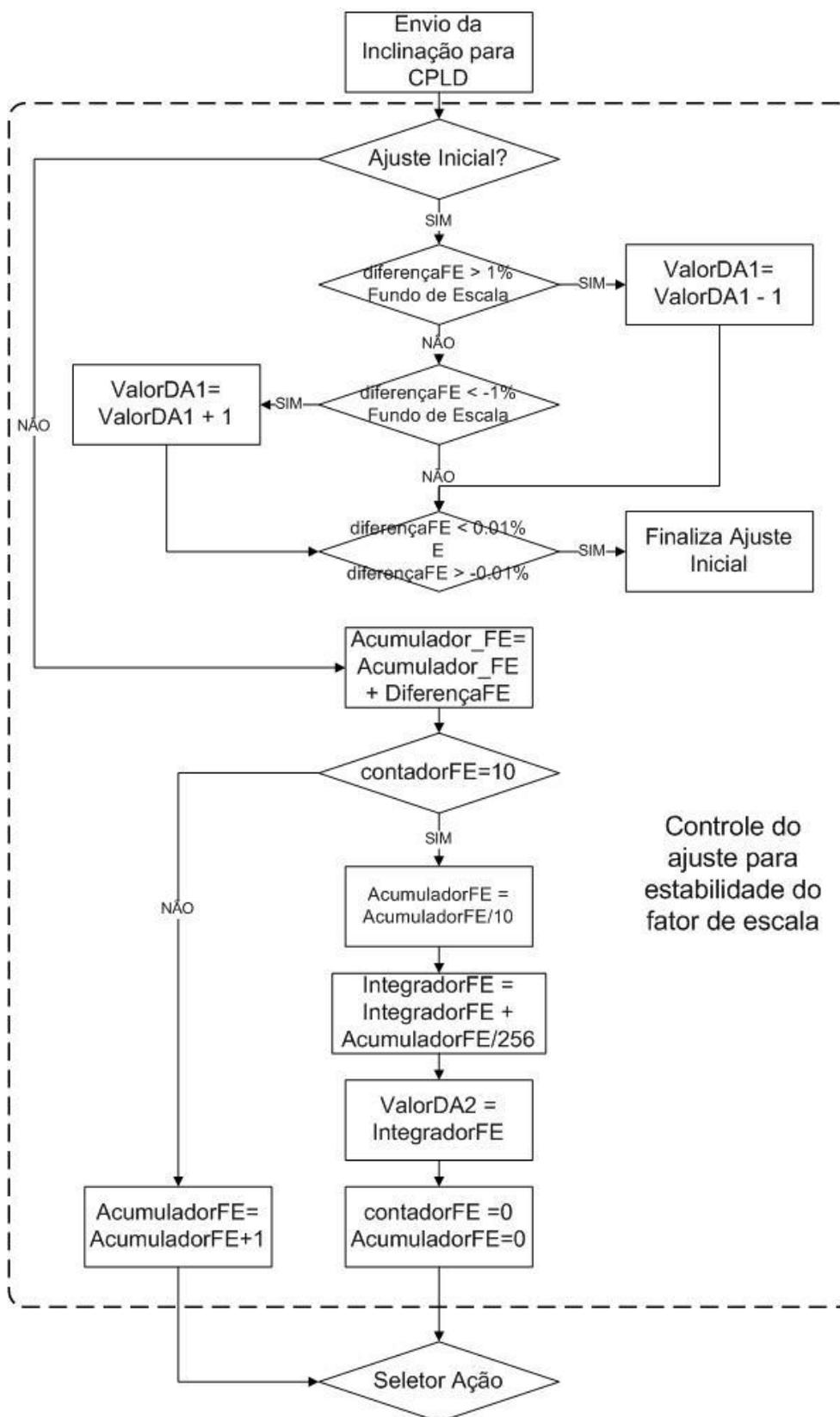


Figura B.0.2 – Rotina para ajuste inicial e controle do fator escala.

B.2 LÓGICA IMPLEMENTADA NO CPLD

Na Figura B.3 é apresentado o diagrama de blocos da rotina implementada no CPLD, focando principalmente nos sinais de entrada e saída, na origem dos sinais e também no destino deles.

O bloco de controle da seleção das chaves recebe os sinais do oscilador, da saída do DDS (este sinal com informação da frequência própria do girômetro) e dois controles de início do ARM, um com o valor do ARM para o sinal SYNC a ser enviado para o conversor A/D de 24 bits, e outro com a informação se é o ARM ou o CPLD que devem controlar a linha de SYNC.

A partir dos sinais de *clock* do oscilador e de frequência própria são geradas as fases, que irão garantir a sincronia com o restante da lógica. O sinal de fase é enviado para o bloco RAMPA_DA, que precisa dessa informação para sintetizar a modulação. Essa informação de fase é utilizada internamente ao bloco SELETOR CHAVES para a geração dos sinais de controle das chaves analógicas e também para os sinais de polaridade.

O bloco COMMUNICATION recebe os dados de uma porta SPI do ARM. Ele tem uma lógica semelhante à SPI implementada para receber os 24 bits referentes ao valor da inclinação para compensação da rotação. O sinal do valor da inclinação é enviado para o bloco SELETOR CHAVES para atuar na seleção das fases para o controle da estabilidade do fator de escala.

O bloco RAMPA_DA é responsável pela sintetização do sinal de 16 bits relativo a rampa digital mais o incremento e que será enviado ao conversor DA de 16 bits. A lógica deste bloco é apresentada na Figura B.4. Na programação deste bloco inicialmente o *incremento* é somado ao valor da *rampa*. Depois há o único elemento que é sincronizado com o sinal $8 \times \text{Frequência Própria do Girômetro}$.

A definição da *saída* somente se dará quando houver uma variação específica do sinal $8 \times \text{Frequência Própria do Girômetro}$. O valor da *saída* será a soma do incremento com a rampa, nas outras situações o valor da *saída* será o valor da *rampa*. Sempre é feita a comparação para verificar se não houve estouro de escala, isso é feito através da verificação da variável *rampal*, que gera uma *correção*.

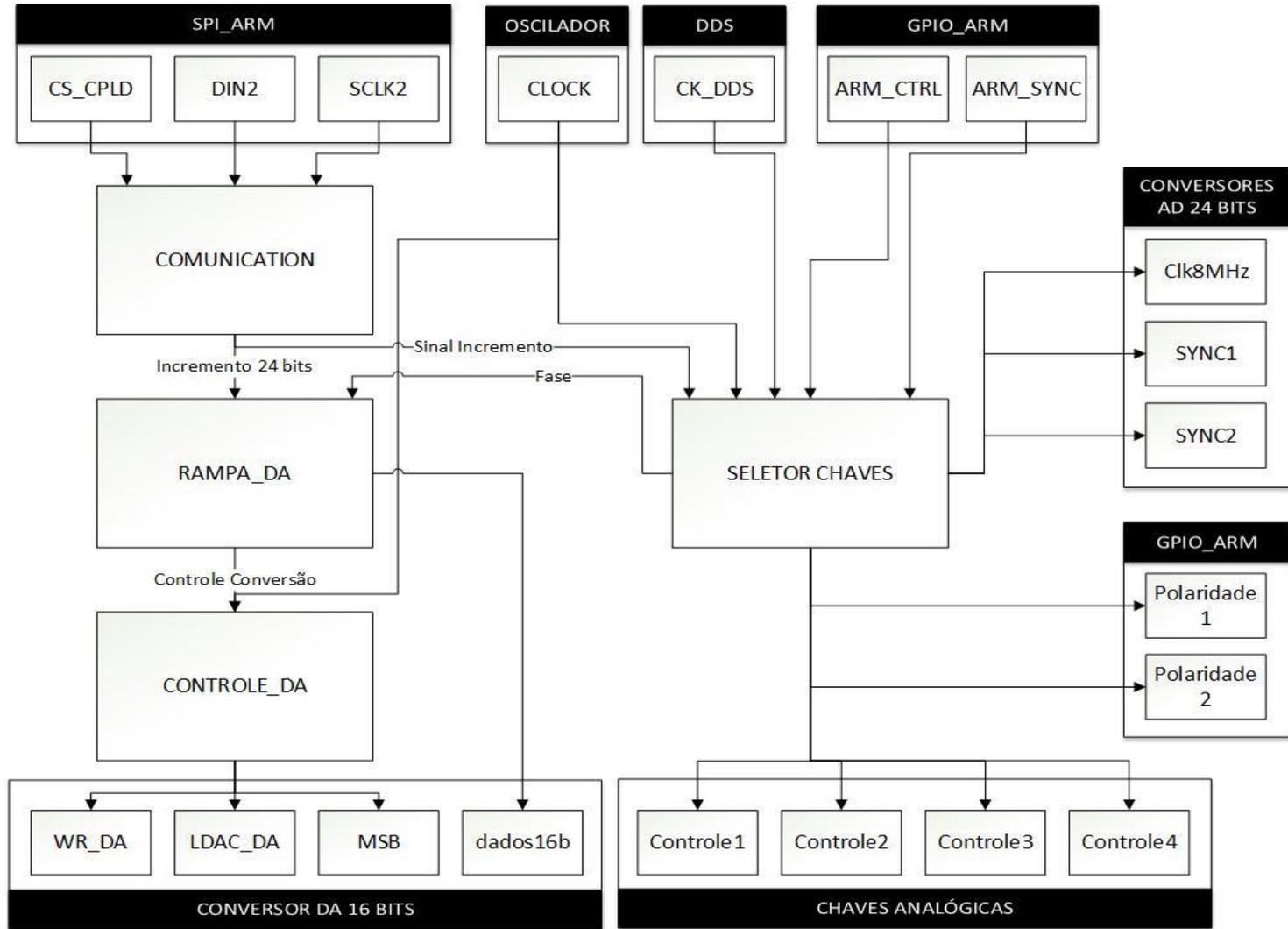


Figura B.0.3 – Diagrama de blocos da rotina implementada no CPLD.

A *correção* é utilizada para atualizar o valor de *rampa2* que é realimentado na lógica como o sinal *rampa*. Finalmente a *saídaDA* é calculada através da soma do sinal *rampa2* com o sinal *modulação*, essa saída pode ser atualizada diversas vezes durante um ciclo da frequência própria do girômetro, mas somente será dado o comando para a conversão quando o acumulador tiver o valor correspondente a 7.

O bloco `CONTROLE_DA` irá a partir dos sinais de *clock* e dos sinais vindos do bloco `RAMPA_DA` controlar o conversor D/A de 16 bits, de forma sincronizada com o restante da lógica.

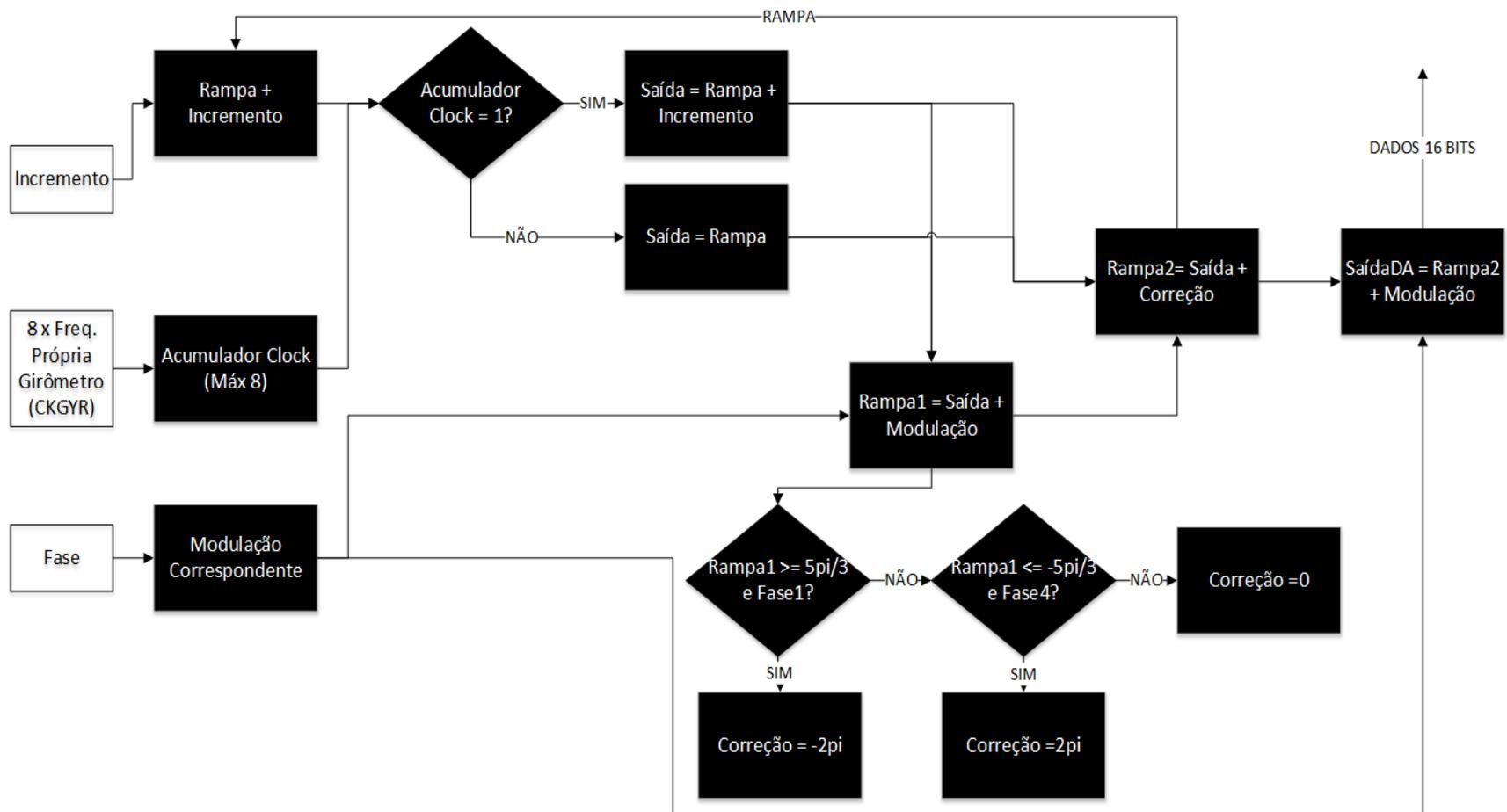


Figura B.0.4 – Programação lógica do bloco RAMPA_DA.

APÊNDICE C – ÍNDICES DO FILTRO IFIR

```
//Dados do projeto do filtro:
//Freq Amostragem: 2000,000000
//Passband: 5,000000
//Stopband: 50,000000
//Ripple: 0,000100
//Attenuation: 100,000000

#ifndef ifir_h
#define ifir_h

#ifdef ifir_c
    #define GLOBAL
#else
    #define GLOBAL extern
#endif

// Dados do Filtro Principal

#define TAP_P 40 //Numero de TAPs do Filtro
#define INT 6 //Numero de Interpolacoes do filtro

#define BUFFER_P ((( TAP_P-1 ) * INT ) + 1) * 2 //Buffer circular duplo, evita um teste de ponteiro
#define PONTEIRO_2 ( BUFFER_P/2 ) //Deslocamento do ponteiro do buffer 1 para o buffer 2 (pois existem
//dois buffers dentro do mesmo array.

// Dados do Filtro Supressor de Imagem

#define TAP_S 39 //Numero de TAPs do Filtro de Imagem
#define BUFFER_S ( TAP_S * 2 )

// Constantes K do filtro principal
#ifdef ifir_c
i32 const const_Kp [ TAP_P ] =
{
```

```

218707,902518,2355093,4594757,6993309,8002779,5278115,-3572036,-19610355,
-40939996,-61521744,-71244040,-57775357,-10090350,77227295,200394220,345110160,488482354,
604057508,668620709,668620709,604057508,488482354,345110160,200394220,77227295,-10090350,
-57775357,-71244040,-61521744,-40939996,-19610355,-3572036,5278115,8002779,6993309,
4594757,2355093,902518,218707
};

```

```

// Constantes K do filtro supressor de imagem

```

```

i32 const const_Ks [ TAP_S ] =

```

```

{
-39868,-206862,-675509,-1701875,-3569231,-6457618,-10244891,-14283948,-17238852,
-17080415,-11322744,2479077,26041698,59640626,101591823,148136415,193848585,232540457,
258478827,267612258,258478827,232540457,193848585,148136415,101591823,59640626,26041698,
2479077,-11322744,-17080415,-17238852,-14283948,-10244891,-6457618,-3569231,-1701875,
-675509,-206862,-39868
};

```

```

#endif

```

```

//Funcoes

```

```

GLOBAL void Convolui ( void );

```

```

GLOBAL i32 ConvoluiSerial ( i32 dado ); // faco a convolucao

```

```

// do valor enviado em dado, usado para testes pela serial

```

```

#undef GLOBAL

```

```

#endif //ifir_h

```