Rodrigo Horikawa Watanabe

Estudo e compensação da deriva térmica, estabilidade do fator de escala e linearização de um circuito de condicionamento e processamento de sinais de girômetro interferométrico a fibra óptica

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Processamento de Sinais e Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Campinas, SP 2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Watanabe, Rodrigo Horikawa

W29e

Estudo e compensação da deriva térmica, estabilidade do fator de escala e linearização de um circuito de condicionamento e processamento de sinais de girômetro interferométrico a fibra óptica / Rodrigo Horikawa Watanabe. – Campinas, SP: [s.n.], 2009.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de

Computação.

1. Giroscopios. 2. Giroscopios oticos. 3. Calibração. I. Ferreira, Elnatan Chagas. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título

Título em Inglês: Study and compensation of bias drift, scale factor stability and

linearity of a conditioning and sign processing circuit of an

interferometric fiber optic gyroscope

Palavras-chave em inglês: Gyroscopes, Optical gyroscopes, Calibration Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Renato Cunha Rabelo, José Antônio Siqueira Dias

Data da defesa: 17/08/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Rodrigo Horikawa Watanabe

Data da Defesa: 17 de agosto de 2009

Título da Tese: "Estudo e Compensação da Deriva Térmica, Estabilidade do Fator de Escala e Linearização de um Circuito de Condicionamento e Processamento de Sinais de Girômetro Interferométrico a Fibra Óptica"

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente):

Dr. Renato Cunha Rabelo: _

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias:

Resumo

Os girômetros a fibra óptica são partes importantes de um sistema de navegação inercial. Para atingir as especificações necessárias para aplicações em sistemas inerciais, é indispensável que o demodulador eletrônico do sinal de Sagnac seja construído com componentes eletrônicos do estado da arte.

A proposta deste trabalho é realizar o estudo e o desenvolvimento de uma técnica de compensação da deriva de temperatura no circuito eletrônico do girômetro, afim de melhorar a performance do mesmo.

Para emulação do circuito óptico, foi desenvolvido um software em LabVIEW. O software controla um gerador de onda arbitrarias e calcula a saída do fotodiodo através da formulação teórica. Os resultados da emulação quando comparados com os valores teóricos do sinal de Sagnac apresentaram um erro de apenas $\pm 0,02\%$.

Foi desenvolvido também um sistema de calibração que utiliza a técnica look-up-table para compensação da deriva térmica, estabilidade do fator de escala e para linearização do circuito de condicionamento de sinais. Os resultados obtidos com as compensações se mostraram bastante importantes, melhorando a deriva do bias de $0,15^{\circ}/h$ para $0,065^{\circ}/h$ em uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$; estabilidade do ganho de $\pm 1000ppm$ para $\pm 175ppm$ em uma faixa de temperatura $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$ e a linearidade da resposta do circuito eletrônico de 3% para 0,03%.

Palavras-chave: girômetro, calibração, deriva térmica, estabilidade de ganho e linearização

Abstract

Fiber Optic gyroscopes are an important part of inertial navigation systems. To meet the necessary specifications required for application in inertial systems, it is mandatory that the electronic Sagnac demodulator uses state of the art devices.

The proposal of this work is to study and develop a technique to correct all together for the non-linearities, the bias drift and scale factor stability, found in gyroscope electronic circuits, in order to improve the gyroscope performance.

An optical circuit emulator, was developed using a software written in LabVIEW. The software controls an arbitrary wave generator and calculate the optical circuit output signal using a theoretical formulation. The results of the emulated signal are compared with theoretical values of a Sagnac interferometer and presents only $\pm 0,02\%$ difference error.

It was developed a new calibration system that uses look-up-table technique to compensate for the thermal drift and correct the circuit non-linearities. This correction technique improves bias drift from $0.15^{\circ}/h$ to $0.065^{\circ}/h$, for the temperature range $35^{\circ}C$ to $75^{\circ}C$; scale factor stability from $\pm 1000ppm$ to $\pm 175ppm$, for the temperature range $35^{\circ}C$ to $75^{\circ}C$ and linearity from 3% to 0.03%.

Keywords: gyroscope, calibration, thermal drift, gain stability and linearity.

Agradecimentos

Agradeço ao professor Dr. Elnatan Chagas Ferreira, pela oportunidade, pelo voto de confiança e orientação durante todo trabalho.

Ao professor Dr. Antônio Siqueira Dias, pelo auxilio e apoio nas partes críticas do trabalho.

Ao professor Dr. Oséas Valente de Avilez Filho, pela correção ortográfica do trabalho e pelo apoio durante todo o curso.

Ao Instituto de Estudos Avançados - IEAv pelo apoio proporcionado e principalmente aos Drs. Renato Cunha Rabelo e Josiel Urbaninho de Arruda pelas correções e sugestões no trabalho.

À CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pela concessão da bolsa de estudo.

Aos meus pais, por sempre acreditarem em mim, apoiando e incentivando constantemente os estudos.

Aos meus colegas do departamento Felipe W. Pfrimer, Wellington Roque, Rafael Rocha Silva, Anderson Rossi, Anderson Spengler, Nestor E. de Oliveira, Alcino Biazon, Paulo Soares, Hugo Bertone e Marcela Koyama pelas sugestões e contribuições para elaboração deste trabalho e principalmente pela amizade e convívio.

Ao pessoal do SATE, que sempre foram atenciosos e me ajudaram nas montagens.

Ao meu amigo Edson Yano, que sempre dispôs a amizade durante todo período do curso.

Aos meus familiares e a minha namorada Kelly S. Abe, que sempre estiveram ao meu lado em todos os momentos.

Dedico esta obra aos meus pais Youzo Watanabe e Altina Kimiyo Horikaw
Watanabe pelo carinho e dedicação que sempre tiveram comigo em todo momentos da minha vido

Sumário

Li	sta de	e Figuras	ix	
Li	sta de	e Tabelas	xii	
Gl	lossár	ário xiii		
1	Intr	odução	1	
	1.1	Deriva, ruído, fator de escala e linearidade	1	
	1.2	Classe de girômetros	4	
	1.3	Objetivos	6	
2	Refe	erencial teórico	7	
	2.1	O Efeito de Sagnac	7	
	2.2	Configuração do girômetro de Sagnac	9	
3	Dese	envolvimento do projeto	13	
	3.1	Preparação do experimento	13	
	3.2	Circuito eletrônico	14	
		3.2.1 Circuito analógico da placa de condicionamento e processamento de sinais .	14	
		3.2.2 Microcontrolador ARM7	17	
		3.2.3 Sistema de interrupções do processador	17	
		3.2.4 Comunicação serial	18	
		3.2.5 SSP	19	
		3.2.6 Conversor A/D ADS1255	19	
		3.2.7 Sensor de temperatura LM95071	20	
	3.3	Emulação do sinal do girômetro	21	
		3.3.1 Resultados obtidos com a emulação do sinal	22	
	3.4	Técnica de ajuste polinomial para compensação da deriva térmica	24	
	3.5	Técnica de linearização	26	
	3.6	Desenvolvimento do software de aquisição	27	
	3.7	Aquisição e armazenagem dos dados	27	
	3.8	Algoritmos de compensação do <i>firmware</i>	29	
		3.8.1 Sincronismo das leituras de temperatura	33	
		3.8.2 Indexação da tabela de temperatura	33	

SUMÁRIO	viii
---------	------

В	Flux	ograma	a do programa principal	71
A	Esqu	ıemátic	o de fluxo do vi do programa principal	69
Re	ferên	cias bib	liográficas	67
7	Con	clusões		65
6	Suge	estões pa	ara trabalhos futuros	63
	5.4	Sinal e	spúrio nas medidas da estabilidade do fator de escala	61
	5.3		bilidade do sinal de entrada	60
	5.2	_	le terra	59
	5.0	5.1.2	Comportamento anômalo da deriva de <i>bias</i> sem curto na entrada diferencial do conversor A/D	57
		3.1.1	Mudança no comportamento da deriva do <i>bias</i> com curto na entrada diferencial do conversor A/D	57
	5.1	Mudan 5.1.1	ça no comportamento da deriva do <i>bias</i>	56
3				
5			s encontradas nos ensaios	56
	4.4		ização da resposta do circuito eletrônico	54
	1.5	4.3.1	Comparação entre as chaves analógicas	51
	4.3		analógica alternativa	51
		4.2.6	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s = \pm 0, 5$ rad Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s = \pm 0, 5$ rad	50
		4.2.4	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s = \pm 0, 0$ rad Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s = \pm 0, 3$ rad	48
		4.2.3	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s = \pm 0, 6$ rad	46
		4.2.2	Determinação do parâmetro estabilidade do fator de escala	45
		4.2.1 4.2.2	Determinação do parâmetro estabilidade do fator de escala	45 45
	4.2		ensação dos efeitos térmicos	44 45
	4.2	4.1.4	Troca dos resistores do primeiro estágio do circuito de demodulação	43
		4.1.3	Ensaio com curto nas entradas diferenciais do conversor A/D	42
		4.1.2	Drift do conversor A/D e do buffer LMP2012	41
		4.1.1	Drift dos comparadores e atraso nos comparadores e nas chaves analógicas.	38
	4.1		e da influência da variação de temperatura nos componentes eletrônicos	38
4	Resu	ıltados		38
		3.8.7	Operações com ponto fixo	36
		3.8.6	Ponto fixo com sinal	35
		3.8.5	Ponto fixo sem sinal	35
		3.8.4	Representação binária do ponto fixo	34
		3.8.3	Ponto fixo	34

Lista de Figuras

1.1	Ruído e deriva	2
1.2	Ruído	2
1.3	Deriva	3
1.4	Estabilidade do Fator de Escala	3
1.5	Linearidade	4
1.6	Aplicações de girômetros a 10 anos atrás [1]	5
1.7	Aplicações atuais de girômetros [1]	5
1.8	Aplicações futuras de girômetros [1]	6
2.1	Mudança de caminho em um anel interferométrico com caminho poligonal regular,	
	(a) em repouso; (b)corrotacionado; (c) contra-rotacionado [2]	7
2.2	Análise geométrica do efeito de Sagnac sobre um lado do caminho poligonal[2]	8
2.3	Configuração clássica ou não recíproca do girômetro a fibra óptica	10
2.4	Configuração mínima ou recíproca do girômetro a fibra óptica	10
2.5	Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e das frequências, sem rotação	11
2.6	Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e das frequências, com	11
	rotação	12
3.1	Foto da placa de condicionamento e processamento de sinais	13
3.2	Diagrama de blocos simplificado da placa de condicionamento e processamento de	
	sinais do girômetro	14
3.3	Diagrama de blocos do circuito analógico da placa de condicionamento e processa-	
	mento de sinais	16
3.4	Diagrama de blocos das interrupções	17
3.5	Diagrama de blocos da configuração do baud rate da UART	18
3.6	Diagrama de blocos do ADS1255	20
3.7	Esquema de conexão dos equipamentos	22
3.8	Painel frontal do <i>vi</i> para controle do gerador de sinais desenvolvido em LabVIEW [®] .	23
3.9	Emulação do sinal de Sagnac	23
3.10	Técnica de compensação da deriva do <i>bias</i> e da estabilidade do fator de escala	25
	Linearização da resposta da placa de condicionamento e processamento de sinais	26
	Painel frontal do <i>vi</i> de aquisição do girômetro desenvolvido no LabVIEW ®	28
3.13	Interface USB - RS485	28

LISTA DE FIGURAS x

3.14	Esquema elétrico da interface USB - RS485	30
3.15	Fluxograma do <i>firmware</i> de compensação da deriva do <i>bias</i>	31
3.16	Fluxograma do <i>firmware</i> da compensação da estabilidade do fator de escala	31
3.17	Fluxograma do <i>firmware</i> de linearização da resposta do circuito eletrônico	32
	Indexação da tabela de correção	33
4.1	Aproximação da componente AC do sinal de Sagnac por uma senoide	39
4.2	Erro em V+ ou V- devido ao <i>offset</i> do comparador	40
4.3	Erro em V+ ou V- devido aos tempos de atraso do comparador e da chave analógica .	40
4.4	Folha de dados temperatura vs. tempo de atraso das chaves analógicas DG613	41
4.5	Folha de dados temperatura vs. tempo de atraso do comparador TL3016	41
4.6	Deriva do <i>bias</i> com curto na chave ADG601	42
4.7	Histograma do <i>drift</i> de offset vs. porcentagem de população do conversor A/D [3]	43
4.8	Esquema de conexão dos equipamentos, HP33120A	44
4.9	Deriva do <i>bias</i> , sem compensação ($\Delta \phi_s = 0$ rad)	45
4.10	Estabilidade do fator de escala, sem compensação ($\Delta \phi_s = 0.6 \text{ rad}$)	46
4.11		47
4.12	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ =0,6 rad	47
4.13	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = -0,6 rad	48
4.14	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = 0,3 rad	49
4.15	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = -0,3 rad	49
4.16	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = 0,5 rad	50
4.17	Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = -0,5 rad	50
	Folha de dados temperatura vs. tempo de atraso das chaves analógicas ADG613	51
4.19	Deriva do <i>bias</i> , ($\Delta \phi_s = 0$ rad)	52
	Estabilidade do fator de escala, ($\Delta \phi_s = 0.6 \text{ rad}$)	53
	Compensação da deriva do <i>bias</i> , ($\Delta \phi_s = 0$ rad)	53
4.22	Compensação da estabilidade do fator de escala, ($\Delta \phi_s$ = 0,6 rad)	54
	Saída sem a correção da linearidade	54
4.24	Saída com a correção da linearidade	55
5.1	Deriva do bias com curto na entrada diferencial do conversor A/D, antes do so-	
	breaquecimento	57
5.2	Deriva do <i>bias</i> com curto na entrada diferencial do conversor A/D, após o sobreaque-	
	cimento	58
5.3	Primeiro comportamento da deriva do bias sem curto na entrada diferencial do con-	
	versor A/D	58
5.4	Segundo comportamento da deriva do bias sem curto na entrada diferencial do con-	
	versor A/D	59
5.5	Loop de terra entre dois circuitos	60
5.6	Repetibilidade do sinal com $\Delta_{\phi s}=0$ rad	60
5.7	Repetibilidade do sinal com $\Delta_{\phi s} = 0,6$ rad	61
5.8	Sinal espúrio no ensaio de fundo de escala	62
	•	
A.1	Esquemático de fluxo do vi - Parte A	69

LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE FIGURAS	Xi

A.2	Esquemático de fluxo do vi - Parte B	70
B.1	Fluxograma parte 1 - Programa controlador do Giro	72
B.2	Fluxograma parte 2 - Programa controlador do Giro	73
B.3	Fluxograma parte 3 - Programa controlador do Giro	74
B.4	Fluxograma parte 4 - Programa controlador do Giro	75
B.5	Fluxograma parte 5 - Programa controlador do Giro	76
B.6	Fluxograma parte 6 - Programa controlador do Giro	77

Lista de Tabelas

1.1	Classe de girômetros [2]	4
3.1	Configuração das interrupções utilizadas	18
3.2	Configuração das UARTs	19
3.3		20
3.4	Tabela de saída do conversor delta-sigma ADS1255	2
3.5	Tabela de temperatura do sensor LM95071	21
4.1	Erro devido ao <i>drift</i> de <i>offset</i> dos comparadores do circuito eletrônico	4(
4.2	Erro por tempo de atraso dos comparadores e da chave analógica devido a variação	
	de temperatura	4
4.3		43
4.4		5
6.1	Amplificadores operacionais	63
6.2	Comparadores	63
6.3	Chaves analógicas	64
6.4	Conversores A/D	64

Glossário

$\Delta \phi s$	Desvio de fase de Sagnac
$\Delta\Sigma$	Modulador Delta-Sigma
η_d	Eficiência quântica do fotodetector
λ	Comprimento de onda no vácuo
ν	frequência da onda associada ao fóton
ω_m	Frequência de modulação em rad/s
Ω	Taxa de rotação ou velocidade angular
ϕ_m	Profundidade de modulação dinâmica
A	Área envolvida pelo caminho óptico
A_r	Área em um dos vales do sinal de Sagnac
c_0	Velocidade da luz
D	Diâmetro da bobina óptica
$Erro_o$	ff Erro de offset
f_m	Frequência de modulação em Hz
F_S	Fator de escala do girômetro
h	Constante de Plank $(6,626068\times 10^{-34}Js)$
I_0	Corrente máxima detectada no fotodetector
I_d	Corrente de saída do fotodetector
J_n	Função de Bessel de primeira espécie e de ordem n
L	Comprimento da fibra óptica
N	Número de espiras da fibra óptica na bobina

GLOSSÁRIO xiv

- P_0 Potência da luz óptica no fotodetector
- q Carga do elétron
- t_d Tempo de atraso
- t_m Período do sinal modulador
- V+ Tensão média em um dos vales
- V_{off} Tensão de offset
- FCM Frequência do Clock Mestre
- FIQ Fast Interrupt Request
- GFO Girômetro a fibra óptica
- IRQ General Purpose Interrupt
- MAC Multiply Accumulate Unit
- PCLK Peripheral Clock
- PGA Programmable Gain Amplifier
- PLL Phase-Locked Loop
- SPI Serial Peripheral Interface
- UART Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
- vi Extensão e nome dado aos programas feitos em LabVIEW
- VIC Vectored Interrupt Service

Capítulo 1

Introdução

O girômetro a fibra óptica (GFO) em conjunto com acelerômetros e com uma unidade de processamento digital, formam um equipamento utilizado em sistemas de navegação inerciais, chamado de unidade de navegação inercial [4]. Este por sua vez é embarcado em veículos autônomos para medir localização, velocidade e atitude. Estas informações são necessárias para guiar-los independente de GPS ou qualquer outro sistema de localização externo. Isto é de fundamental importância, pois em situações onde não há comunicação (como, guerras, localidades submersas ou longinquas) é necessário um referencial de localização.

O GFO utiliza um circuito óptico como elemento sensor da velocidade angular de rotação em relação a um referencial inercial. Este elemento sensor é basicamente um interferômetro de Sagnac, com modulação de fase da radiação óptica [5]. O condicionamento do sinal é realizado por um circuito eletrônico refinado, o qual possui o mesmo grau de importância dos circuito ópticos [6], devido a ampla faixa dinâmica requerida pelo sensor.

Seguindo uma linha de pesquisa sobre girômetros interferométricos a fibra óptica do Departamento de Eletrônica e Microeletrônica (DEMIC) da Unicamp em parceria com o Instituto de Estudos Avançados (IEAv) do Centro Técnico Aeroespacial (CTA), utilizou-se neste trabalho uma placa de condicionamento e processamento de sinais do GFO existente, como base para o experimento. Esta placa foi desenvolvida utilizando a técnica patenteada de processamento de sinais de girômetros a fibra óptica, *Mean Value*[7, 8]. A atual fase do projeto necessita que a placa eletrônica de demodulação do sinal óptico do girômetro seja calibrada, para compensar os erros causados pela deriva térmica nos componentes e a não-linearidade da sua resposta.

Neste trabalho enfatiza-se o estudo e a compensação da deriva térmica na placa de condicionamento de sinais e a linearização da resposta do circuito eletrônico, visando desenvolver um sistema de calibração para o circuito eletrônico do sensor. Esta etapa é considerada um processo importante para especificação do girômetro, pois afeta diretamente a performance do equipamento.

Discorre-se nesta introdução sobre a deriva, ruído e as principais classes de girômetro.

1.1 Deriva, ruído, fator de escala e linearidade

Um GFO, quando em repouso, apresenta um sinal na sua saída, que pode ser caracterizado pela soma de uma função aleatória e uma variação lenta [2, 9], como pode ser visto na figura 1.1.

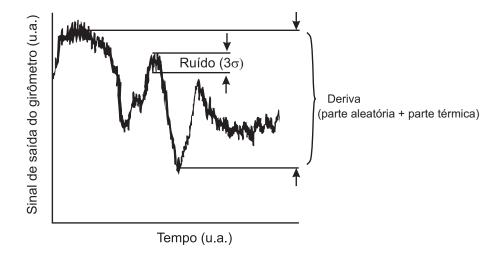


Fig. 1.1: Ruído e deriva

A função aleatória também chamado de ruído é expresso através do desvio padrão da taxa de rotação equivalente por raiz quadrada da banda de detecção. A equação 1.1 mostra as unidades sendo convertidas para o termo técnico utilizado em sistemas de navegação inerciais, *Random Walk*.

$$\frac{\left[^{\circ}/h\right]}{\left[\sqrt{Hz}\right]} = \frac{\left[^{\circ}/h\right]}{\left[\frac{60\sqrt{h}}{h}\right]} = \frac{1}{60} * \left[^{\circ}/\sqrt{h}\right]. \tag{1.1}$$

A figura 1.2, ilustra o ruído como a imprecisão da medida em relação a grandeza.

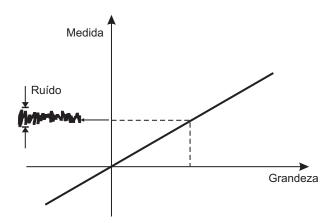


Fig. 1.2: Ruído

O termo variação lenta é chamado de deriva, sendo esta definida como a distância pico a pico da borda da variação ao longo do tempo do valor médio do sinal de saída, usualmente expresso em $^{\circ}/h$.

A deriva ocorre tanto no circuito óptico quanto o circuito eletrônico do girômetro. Esta possui duas componentes distintas: a deriva com característica aleatória proveniente de aspectos construtivos e a deriva térmica, causada pela variação de temperatura nos componentes eletrônicos e na fibra óptica.

Neste trabalho será enfatizado o estudo da deriva causada pela temperatura e que atua somente sobre o circuito eletrônico do girômetro, a qual será nomeada deriva térmica.

A figura 1.3 mostra o efeito da deriva na função de transferência de um sensor, ela produz um deslocamento linear da curva de resposta, introduzindo offset na curva de resposta.

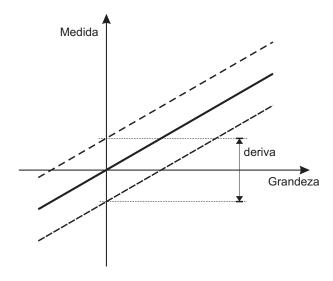


Fig. 1.3: Deriva

Outra importante característica do girômetro é o fator de escala. Comparando com outros sensores, o girômetro a fibra óptica necessita de precisão em uma faixa dinâmica muito maior.

A figura 1.4 ilustra o que ocorre quando o fator de escala não é estável. A mudança da inclinação da função de transferência de um sensor provoca uma instabilidade da medida em relação a grandeza. A estabilidade do fator de escala é normalmente calculada em relação ao fundo de escala, dado em *ppm*.

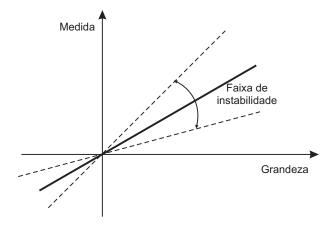


Fig. 1.4: Estabilidade do Fator de Escala

A integração da medição do ângulo de rotação faz com que qualquer erro passado degrade uma informação futura. Portanto é importante ter baixo ruído e baixa deriva para medir pequenas taxas

e mas é também importante ter alta estabilidade do fator de escala para uma medida exata em taxas altas de rotação.

Outro parâmetro importante é a linearidade, pois a resposta de um sensor pode não ser exatamente linear. Então é importante quantizar esta informação, a qual é chamada de linearidade. Esta é dada pelo maior deslocamento da curva medida em relação a função de transferência ideal. A figura 1.5, ilustra a definição de linearidade. Observa-se que quanto mais próximo de uma reta, melhor a linearidade do sensor.

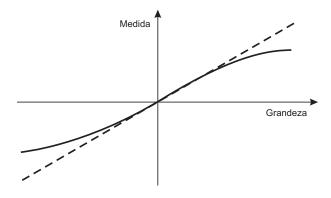


Fig. 1.5: Linearidade

1.2 Classe de girômetros

Os girômetros podem ser classificados pela sua performance e aplicações, sendo usualmente classificados em três classes. Conforme a tabela 1.1 a tecnologia de girômetros a fibra óptica se encaixa particularmente em aplicações da classe táctica.

Classe	Ruído Branco	Deriva do bias	Precisão do fator de escala
Classe	ou "Random Walk"	(σ Valor)	(σ Valor)
Classe Inercial	$< 0,001 ^{\circ}/\sqrt{h}$	< 0,01°/h	< 5 ppm
Classe Tática	$0.5 \text{ a } 0.05 \text{ °}/\sqrt{h}$	0,1 a 10 °/h	10 a 1000 <i>ppm</i>
Classe "Rate"	$> 0.5 \degree / \sqrt{Hz}$	10 a 1000 °/h	0,1% a 1%

Tab. 1.1: Classe de girômetros [2]

Barbour e Schmidt [1] realizaram um estudo sobre as aplicações e tendências tecnológicas de girômetros. Os gráficos a seguir trazem as aplicações dos sensores dependendo da sua performance e tecnologia utilizada para sua fabricação.

Na figura 1.6 é possível observar que o uso de girômetros interferométricos ainda era bastante limitado há dez anos, e que a sua performance era também bastante limitada. Observa-se também que os girômetros eletromecânicos DTG e os *Ring Laser Gyros* (RLG) abrangiam uma gama muito ampla de aplicações, indo desde a aplicações tácticas à navegação.

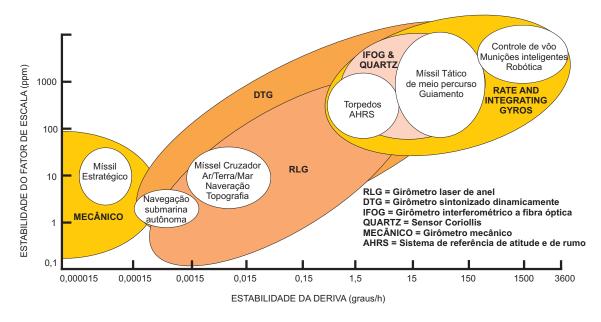


Fig. 1.6: Aplicações de girômetros a 10 anos atrás [1]

Atualmente a tecnologia de girômetros a fibra óptica evoluiu, tanto na parte óptica quanto na eletrônica. Pode-se observar no gráfico 1.7 que os girômetros a fibra óptica ocuparam o espaço dos girômetros eletromecânicos, possuindo ele uma faixa muito maior de aplicações, inclusive apresentando em alguns casos desempenho comparável aos girômetros mecânicos.

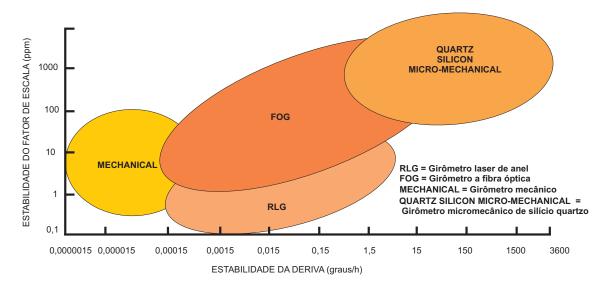


Fig. 1.7: Aplicações atuais de girômetros [1]

A tendência para os próximos anos, como pode ser visto no gráfico da figura 1.8, é dos girômetros interferométricos a fibra óptica serem utilizados em aplicações específicas, deixando obsoletos os sensores mecânicos. E os sensores MEMS e MOEMS possivelmente serão os sensores que ocuparão a maior gama de aplicações.

1.3 Objetivos 6

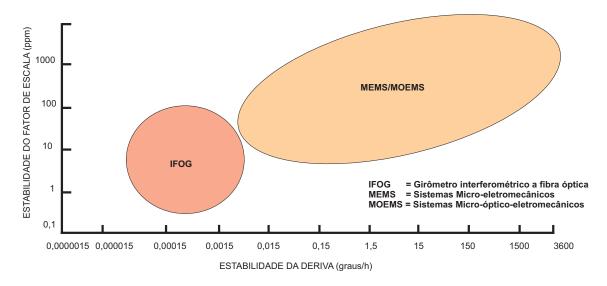


Fig. 1.8: Aplicações futuras de girômetros [1]

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é compensar o efeito da deriva térmica e estabilidade do fator de escala atuando sobre a placa de condicionamento e processamento de sinais e além disso, linearizar a resposta do sensor. E com essas informações determinar qual é o limite de medidas que este girômetro conseguiria resolver com essa topologia (ou técnica eletrônica) e com os componentes correntemente utilizados.

Capítulo 2

Referencial teórico

2.1 O Efeito de Sagnac

O giroscópio a fibra óptica é baseado no efeito de Sagnac, o qual produz uma diferença de fase $\Delta\phi s$ proporcional à taxa de rotação Ω em um anel interferométrico. Segundo Lefèvre [2], este efeito pode ser explicado considerando um caminho poligonal regular $M_0M_1...M_{N-1}M_0$.

Em repouso, ambos os caminhos opostos são iguais ao redor do centro. Quando em rotação o caminho corrotacionado é aumentado para $M_0M'_1$... $M'_{N-1}M'_N$ e o caminho contra-rotacionado é decrementado para $M_0M''_1$... $M''_{N-1}M''_N$.

Um observador no sistema de referência inercial em repouso observa que os pontos M_i movem-se no círculo de raio R, e que a luz se propaga pelos lados do polígono M_iM_{i+1} ou $M_i^nM_{i+1}^n$ ao invés de M_iM_{i+1} .

O primeiro lado do caminho do polígono corrotacionado se torna M_0M_1 . Usando 2θ para representar o ângulo M_0OM_1 , $\delta\theta$ para o ângulo M_1OM_1 , L_M para o comprimento M_0M_1 , e δL_M para o aumento do comprimento do caminho $M_0M_1-M_0M_1$, tem-se:

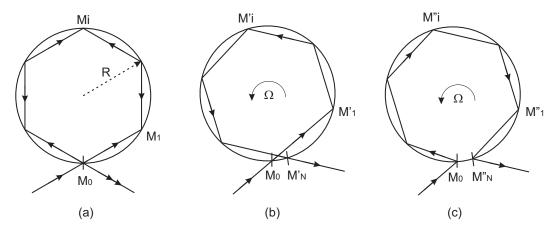


Fig. 2.1: Mudança de caminho em um anel interferométrico com caminho poligonal regular, (a) em repouso; (b)corrotacionado; (c) contra-rotacionado [2]

$$\delta L_M = M_1 M_1 cos\theta \tag{2.1}$$

$$M_1 M_1' = R \delta \theta \tag{2.2}$$

O ângulo $\delta\theta$ é a princípio o ângulo de rotação durante a propagação entre M_0 e M_1 .

$$\delta\theta = \frac{L_M}{c}\Omega\tag{2.3}$$

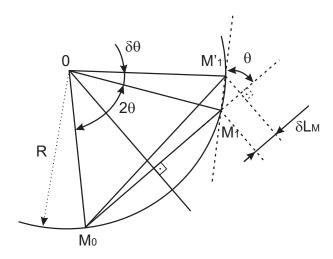


Fig. 2.2: Análise geométrica do efeito de Sagnac sobre um lado do caminho poligonal[2]

e desde que $L_M=2Rsen\theta$, e a área do triangulo M_0OM_1 é $A_t=(Rsen\theta)(Rcos\theta)$, isto resulta.

$$\delta L_M = \frac{2A_t\Omega}{c} \tag{2.4}$$

O fenômeno é observado no sistema de referência em repouso, onde a propagação da luz está sempre à velocidade c. Logo o aumento do caminho δL_M corresponde a um aumento δ_t^+ do tempo de propagação.

$$\delta t^{+} = \frac{\delta L}{c} = \frac{2A_{t}\Omega}{c^{2}} \tag{2.5}$$

Então este é o incremento para cada lado do polígono e a variação oposta $\delta t^- = \delta t^+$ na direção contra propagante. A diferença Δt_v do tempo de propagação entre dois caminhos opostos fechados no vácuo é então:

$$\Delta t_v = 2\frac{2\Sigma A_t \Omega}{c^2} = \frac{4A\Omega}{c^2} \tag{2.6}$$

Onde ΣA_t é a soma de todas as áreas triangulares (i.e toda área fechada A). Medido em um interferômetro, desta diferença de tempo resulta a diferença de fase.

$$\Delta \phi_s = \omega. \Delta t_v = \frac{4\omega A}{c^2} \Omega \tag{2.7}$$

Onde ω é a frequência angular da onda. Pode ser mostrado que este resultado é generalizavel, podendo ser estendido a qualquer eixo de rotação e para qualquer caminho fechado, mesmo se eles não estiverem contidos no plano, usando o produto escalar $A \cdot \Omega$.

$$\Delta \phi_s = \frac{4\omega}{c^2} A.\Omega \tag{2.8}$$

Onde Ω é o vetor taxa de rotação e A é o vetor área equivalente do caminho fechado definido em termos da integral de linha.

$$A = \frac{1}{2} \oint r \times dr \tag{2.9}$$

Para uma fibra de comprimento L enrolada N vezes numa bobina de diâmetro D, tem-se que:

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \tag{2.10}$$

$$N = \frac{L}{\pi D} \tag{2.11}$$

$$\omega = \frac{2\pi c}{\lambda} \tag{2.12}$$

Substituindo as equações 2.10, 2.11 e 2.12 na equação 2.8 tem-se que:

$$\Delta \phi s = \frac{2\pi LD}{\lambda c} \Omega = F_S \Omega \tag{2.13}$$

Onde F_S é conhecido como o fator de escala do girômetro.

2.2 Configuração do girômetro de Sagnac

A figura 2.3 esquematiza a configuração clássica de um girômetro interferométrico a fibra óptica, *IFOG* operando em malha aberta. Neste circuito, utilizam-se fibras monomodo e um polarizador para garantir que os feixes de luz contra propagantes percorram o mesmo caminho óptico e para que tenham os mesmos modos de polarização espacial.

Nesta configuração, aparecem efeitos não recíprocos na saída 2 do feixe de luz, da ordem de 10^{-4} rad [10] [11] devido a não reciprocidade do acoplador direcional. Para eliminar esta não reciprocidade é inserido mais um acoplador direcional.

Com isso a máxima corrente detectada no fotodetector é dado por: [5]

$$I_0 = \frac{\eta_d P_0 q}{hv} \tag{2.14}$$

A corrente de saída I_d do fotodetector resultante da interferência dos dois feixes de mesma intensidade é dada por [12]:

$$I_d = \frac{I_0}{2} \left(1 + \cos \Delta \phi_s \right) \tag{2.15}$$

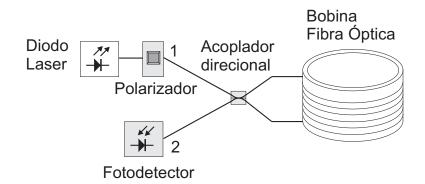


Fig. 2.3: Configuração clássica ou não recíproca do girômetro a fibra óptica

A figura 2.4 representa uma configuração mínima do girômetro a fibra óptica, utilizando um modulador de fase.

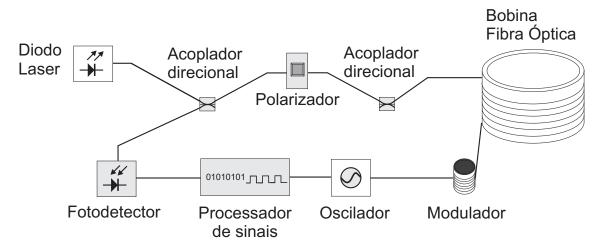


Fig. 2.4: Configuração mínima ou recíproca do girômetro a fibra óptica

A saída em corrente deste circuito é dada por:

$$I_d = \frac{I_0}{2} \left(1 + \cos \left(\Delta \phi_s + \phi_m sen(\omega_m t) \right) \right) \tag{2.16}$$

Expandindo a equação 2.16 em série de Fourier

$$I_{d} = \frac{I_{0}}{2} \left\{ 1 + \left[J_{0}(\phi_{m}) + 2\sum_{n} J_{2}n(\phi_{m})cos(2n\omega_{m}t) \right] cos\Delta\phi_{s} \right\}$$
$$-\frac{I_{0}}{2} \left\{ 2\sum_{n} J_{2n-1}(\phi_{m})sen((2n-1)\omega_{m}t)sen\Delta\phi_{s} \right\}$$
(2.17)

Onde $J_n(\phi_m)$ é a função de Bessel de primeira espécie e de ordem n.

Aplicando a transformada de Fourier na equação, obtem-se o espectro de frequência da corrente de saída:

$$I_{d} = \frac{I_{0}}{2} \left[1 + J_{0}(\phi_{m}) cos \Delta \phi_{s} \right] \delta(f)$$

$$+ \frac{I_{0}}{2} \sum_{n} J_{2n}(\phi_{m}) cos \Delta \phi_{s} (\delta(f - 2nf_{m}) + \delta(f + 2nf_{m}))$$

$$+ j \frac{I_{0}}{2} \sum_{n} J_{2n-1}(\phi_{m}) sen \Delta \phi_{s} (\delta(f - (2n - 1)f_{m}) - \delta(f + (2n - 1)f_{m}))$$
 (2.18)

A modulação dinâmica produz um sinal cujo espectro ocupa uma banda larga, distribuindo a energia entre várias raias cujas as amplitudes são proporcionais a $J_{2n}(\phi_m)cos\Delta\phi_s$ para harmônicas pares e $J_{2n-1}(\phi_m)sen\Delta\phi_s$ para as harmônicas ímpares.

A figura 2.5 ilustra o comportamento do sinal do fotodetector e das frequências sem rotação. Observa-se que o sinal produz apenas harmônicas pares.

A figura 2.6 ilustra o comportamento do sinal do fotodetector e das frequências com rotação, onde observa-se que o sinal produz harmônicas ímpares e pares.

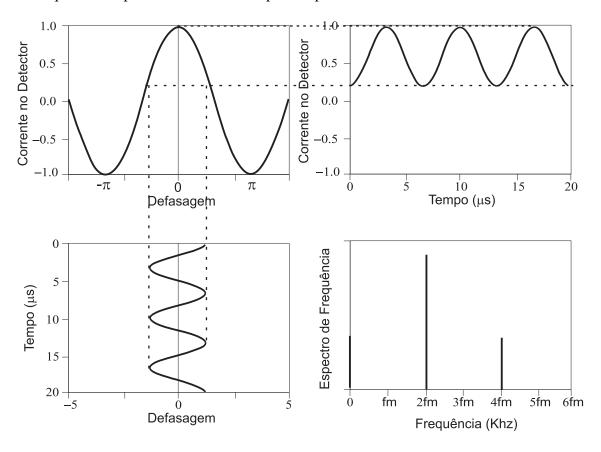


Fig. 2.5: Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e das frequências, sem rotação

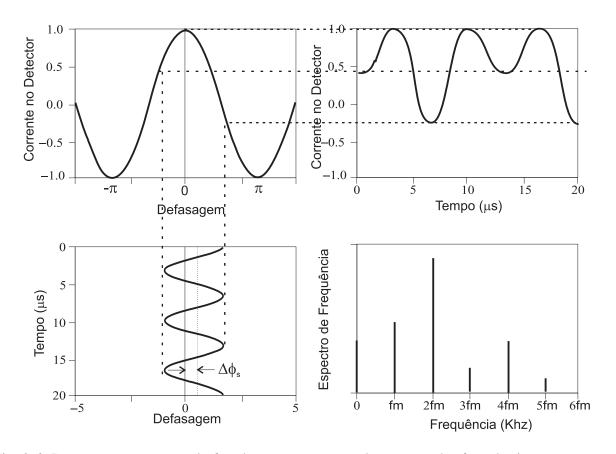


Fig. 2.6: Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e das frequências, com rotação

Capítulo 3

Desenvolvimento do projeto

3.1 Preparação do experimento

O GFO é constituído por um circuito óptico e uma placa de condicionamento e processamento de sinais. Para prevenir que um gradiente de temperatura entre as duas partes possa acarretar erros nas medidas, dividiu-se a etapa de calibração em duas partes distintas: calibração da placa de tratamento de sinais e calibração do circuito óptico. Neste trabalho será abordada a calibração da placa eletrônica.

Circuito Analógico

Fig. 3.1: Foto da placa de condicionamento e processamento de sinais

3.2 Circuito eletrônico

Nesta seção é apresentado o circuito eletrônico da placa de condicionamento e processamento de sinais. Detalha-se a parte analógica, evidenciando o funcionamento da técnica de demodulação, seguindo para a parte digital, comentando sobre os principais componentes do circuito que interessam para este trabalho, ou seja, o microcontrolador ARM7, o sensor de temperatura e os conversores A/D de 24 bits que estão contidos no bloco de quantização do diagrama de blocos da figura 3.2.

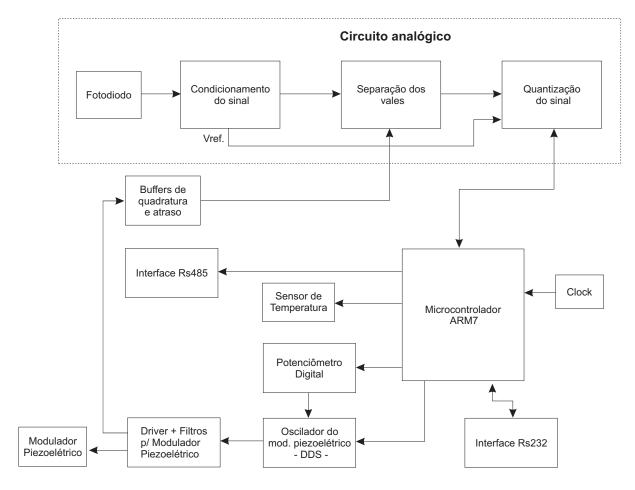


Fig. 3.2: Diagrama de blocos simplificado da placa de condicionamento e processamento de sinais do girômetro

3.2.1 Circuito analógico da placa de condicionamento e processamento de sinais

A placa de condicionamento e processamento de sinais foi elaborada com base na técnica patenteada de processamento de sinais de girômetros a fibra óptica, *Mean Value* [7]. O circuito eletrônico pode ser separado em duas partes, analógico e digital, como pode ser visto na figura 3.2.

A parte analógica utiliza na entrada do circuito um amplificador operacional OPA656 na configuração transimpedância, como pode ser visto na figura 3.3. Esta configuração realiza a transformação da corrente provida pelo fotodetector para tensão. A saída do transimpedância é realimentada por um

amplificador de baixíssimo offset $(0, 8\mu V)$ na configuração integrador, LMP2012. Este integrador é conectado à entrada não inversora do amplificador de transimpedância, o que altera a tensão de referência, regulando o nível da saída para 0V. Esta operação faz com que na saída do transimpedância fique somente a parte AC do sinal.

A parte AC do sinal segue por um amplificador OPA820 configurado como não-inversor de ganho 4 e chega até o circuito de detecção de vales que utiliza dois comparadores TL3016 e um chip de chaves analógicas DG613DY para separação dos vales.

Outro ponto do circuito recebe o sinal de sincronismo, vindo do oscilador do modulador piezoelétrico, este é atrasado pelos *buffers* digitais 74HCT04, antes de entrar nos comparadores. Este sinal tem como função servir de referência na separação dos vales pelos comparadores e chaves analógicas.

A parte DC do sinal, conectada à entrada inversora do amplificador de transimpedância, passa por um amplificador LMP2012 na configuração não-inversora de ganho 2 e é utilizada como tensão de referência para os conversores A/D. A referência DC é conectada à entrada inversora do amplificador operacional devido a aquele ponto ter somente o sinal DC, sem o offset do amplificador. Note que se fosse conectada à entrada não inversora do transimpedância, o referencial seria o nível DC mais o offset do amplificador.

O ganho dos amplificadores OPA820 (Ganho 4) e LMP2012 (Ganho 2) determinam a regulagem de sensibilidade do circuito, pois mudando a tensão de referência dos conversores A/D controla-se o fundo de escala das medidas, e controlando o ganho do sinal AC controla-se a área do sinal a ser mensurada.

Após a separação dos vales pelas chaves analógicas, o sinal passa por dois *buffers* LMP2012, estes são interligados por uma chave analógica ADG601 que serve para curto-circuitar as entradas diferenciais do conversor A/D delta-sigma.

Os sinais seguem por um filtro passa baixas e então a diferença e a soma entre os dois sinais são mensuradas pelos conversores A/D delta-sigma de 24 bits. Por fim o sinal é processado digitalmente dentro do microcontrolador LPC2132 da NXP(ARM7).

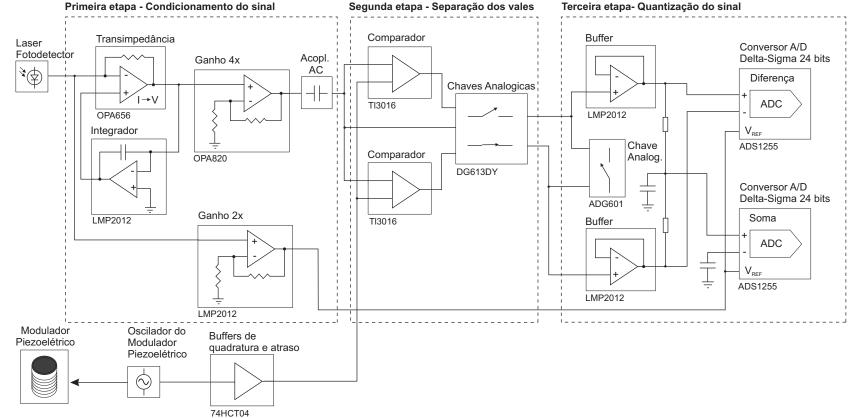


Fig. 3.3: Diagrama de blocos do circuito analógico da placa de condicionamento e processamento de sinais

3.2.2 Microcontrolador ARM7

Para realizar as devidas modificações do *firmware* inicial, foi necessário conhecer as particularidades do microcontrolador utilizado na placa de condicionamento e processamento de sinais, afim de evitar que uma modificação incorreta no código prejudicasse o funcionamento do circuito.

Discorre-se a seguir sobre as principais características do microcontrolador relevantes para a modificação do *firmware*.

A placa de condicionamento e processamento de sinais possui como núcleo um processador LPC2132 da fabricante NXP, antiga Philips Semiconductor. Este componente é um microcontrolador de 32 bits com arquitetura ARM7, que é uma máquina RISC ¹, (conjunto de instruções reduzido). As principais características da Família ARM7 são alto desempenho, baixo consumo e um espaço pequeno de área de silício.

Dentre as características do ARM7, pode-se destacar a unidade aritmética, a qual possui um multiplicador de 32 bits, MAC (*Multiply Accumulate Unit*). O MAC suporta multiplicação com inteiros e inteiros longos. A multiplicação de 2 inteiros utilizando registradores de 32-bits resulta em um terceiro registrador de 32-bits. Uma instrução de multiplicação cumulativa irá pegar o mesmo produto e adicioná-lo ao total. A multiplicação de dois inteiros longos utilizando 2 registradores de 32-bits resulta em uma palavra de 64-bits que é colocada em outros dois registradores. De modo similar à multiplicação de inteiros, a multiplicação de longos também possui a multiplicação cumulativa [13].

3.2.3 Sistema de interrupções do processador

O núcleo ARM7TDMI-S possui duas vias de comunicação para interpretar um pedido de interrupção, sendo que a FIQ(*Fast Interrupt Request*) e a IRQ(*General Purpose Interrupt*) estão conectadas diretamente ao núcleo. As duas vias saem de um outro módulo chamado VIC, que faz todo o controle das interrupções de acordo com as configurações.



Fig. 3.4: Diagrama de blocos das interrupções

O VIC é um módulo onde está implementada toda a lógica de controle das interrupções, que pode vir de várias fontes (interrupção externa e de periféricos). No módulo VIC é possível determinar as prioridades através da configuração dos registradores.

O FIQ é uma interrupção rápida e de alta prioridade, e pode ocorrer durante a execução de uma interrupção IRQ. Qualquer fonte de interrupção pode ser associada como uma interrupção FIQ.

A interrupção IRQ possui dois tratamentos distintos: a interrupção IRQ vetorada, em que um periférico é endereçado por vetor e a interrupção não vetorada, que possui um vetor genérico e que pode ser selecionado o periférico. A interrupção IRQ vetorada possui maior prioridade do que a interrupção não-vetorada.

¹Reduced Instruction Set Computer

No *firmware* foram utilizadas somente interrupções IRQ vetoradas; na tabela 3.1 encontram-se os *slots* utilizados e os respectivos nomes das interrupções.

Interrupção	Slot do vetor	Nome da variável
UART1	SLOT 0	uart1 int
UART0	SLOT 1	uart0 int
EINT1	SLOT 2	ExtRead int
EINT3	SLOT 3	ReadSagnac int

Tab. 3.1: Configuração das interrupções utilizadas

3.2.4 Comunicação serial

O LPC2132 possui duas interfaces UART para comunicação serial (UART0 e UART1). Elas possuem um funcionamento idêntico, sendo que a UART1, que além dos pinos convencionais (TX e RX), possui pinos para controle de modem.

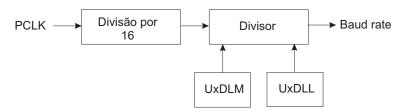


Fig. 3.5: Diagrama de blocos da configuração do baud rate da UART

O ajuste da *baud rate* é realizado através da configuração do gerador de *baud rate*. Este recebe o sinal de *clock* interno PCLK, vindo do PLL, divide esse sinal por 16, e após a divisão ajusta o valor através de dois registradores, UxDLL e UxDLM.

O *clock* interno que a placa de condicionamento e processamento de sinais utiliza é de PCLK = 46,08MHz, sendo os registradores UxDLL e UxDLM configurados com o valor de 25 decimal, como pode ser visto na equação 3.1.

$$(46,08*10^6 \div 16) \div 25 = 115200bps \tag{3.1}$$

As UARTs possuem dois *buffers* de 16 bytes, um para recepção e outro para transmissão. O *buffer* de recepção possui um ajuste que permite receber uma certa quantidade de bytes e gera uma interrupção sem esperar que o *buffer* fique cheio. O *buffer* de transmissão, mais simples, recebe as informações a serem transmitidas e gera uma interrupção quando o *buffer* está vazio ou quando o último byte do *buffer* for transmitido.

O circuito da placa de condicionamento e processamento de sinais disponibiliza duas interfaces de comunicação, uma interface RS-232 que está conectada a UARTO e outra que está conectada a UART1 do microcontrolador (RS-485). A placa disponibiliza a RS-232 através de um conector do tipo barra de pinos, identificada com o nome COM3, onde os níveis de tensão são controlados pelo

chip MAX232. A RS-485 está exteriorizada através de um conector do tipo DB9, identificada com o nome COM1 e é controlada pelo *chip* ADM2483. A interface RS-485 possui ainda uma isolação elétrica que é feita pelo *chip* HCPL-0900.

A tabela 3.2 exibe as configurações das duas portas seriais utilizadas.

UART	Conexão com hardware	Baud rate	Bits	Paridade	Stop bit	FIFO
UART0	RS-232	115200 bps	8 bits	Sem	1	Sim
UART1	RS-485	115200 bps	8 bits	Sem	1	Sim

Tab. 3.2: Configuração das UARTs

3.2.5 SSP

O barramento SSP é uma interface de comunicação de alta velocidade, pois não necessita de endereçamento para o envio e nem para o recebimento de dados, ou seja, é uma comunicação do tipo mestre-escravo, porém sem endereçamento.

A comunicação SSP possui 3 vias, sendo uma de *clock*, uma de entrada de dados e outra de saída de dados. Ainda nos dispositivos escravos existe um quarto pino que é o *chip select*.

No barramento SSP do girômetro estão conectados alguns dos principais componentes, como os dois conversores A/D (ADS1255), os dois sensores de temperatura (LM95071) e o potenciômetro digital (AD8402).

A configuração da frequência do *clock* mestre (FCM) pode ser feita pelo seguinte cálculo:

$$FCM = \frac{PCLK}{[SSPCPSR * (SCR + 1)]}$$
(3.2)

Assim, utilizando um PCLK = 46,08 MHz, SSPCPSR = 48 e SCR = 0, tem-se:

$$FCM = \frac{46,08 * 10^6}{48} = 0.96MHz \tag{3.3}$$

3.2.6 Conversor A/D ADS1255

Um importante componente do circuito de condicionamento é o conversor A/D, que realiza a quantização do sinal analógico e envia para o microcontrolador. O componente utilizado neste circuito é o conversor ADS1255.

Este conversor possui resolução de 24 bits e um ruído extremamente baixo, (27nV RMS ruído) referenciado a entrada). O conversor é constituído por um modulador delta-sigma ($\Delta\Sigma$) de quarta ordem, seguido por um filtro digital programável.

Um multiplexador na entrada gerencia os sinais diferenciais ou *single-ended* e inclui um circuito eletrônico para verificar a integridade do sensor externo conectado a sua entrada.

O *buffer* de entrada selecionável aumenta sensivelmente a impedância de entrada e possui um ganho programável de baixo ruído (PGA) que fornece ganhos de 1 a 64 em passos binários.

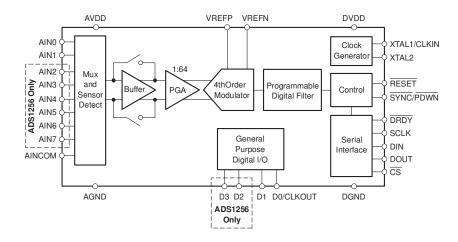


Fig. 3.6: Diagrama de blocos do ADS1255

O filtro digital programável (média móvel) permite ao usuário otimizar entre a resolução de até 23 bits sem-ruído e taxa de dados de até 30k amostras por segundo.

A comunicação do componente é feita através de uma interface SPI que pode operar com uma conexão 2-wire.

Os *clocks* dos conversores A/D utilizados no circuito são implementados pelo PWM do ARM7, conectado à porta P0.21. A frequência gerada é de 7,68MHz, ou seja, metade do *clock* do microcontrolador. As configurações dos conversores A/D que realizam a diferença e a soma do sinal, estão contidas na tabela 3.3.

ADS1255	Entrada	Buffer	PGA	Médias filtro digital	SPS (amostras por seg.)
Diferença	Diferencial	Sim	4	15	2000
Soma	A0 - Single Ended	Sim	1	300	100

Tab. 3.3: Configuração dos conversores A/D

A saída dos dados do conversor A/D é apresentada na tabela 3.4, tendo sido utilizados no exemplo os valores reais da placa eletrônica. (PGA = 4 e $V_{REF} = 2V$).

3.2.7 Sensor de temperatura LM95071

O girômetro possui dois sensores de temperatura, um incorporado à placa de condicionamento e processamento de sinais e outro conectado externamente ao circuito óptico. Dessa forma é possível realizar duas compensações independentes uma da outra, evitando que um possível gradiente de temperatura entre o circuito óptico e a placa de condicionamento e processamento de sinais provoque erros na compensação.

O sensor de temperatura é um dispositivo da *National Semiconductor*, de baixa potência e alta resolução, compatível com as interfaces SPI e *Microware*, disponível com encapsulamento de 5 pinos (SOT-23). Os componentes estão conectados ao barramento SPI do microcontrolador.

Sinal de Entrada V_{IN}	e Entrada V_{IN} Sinal de Entrada	
$\geq \frac{+2V_{REF}}{PGA}$	1V	7FFFFh
$\frac{+2V_{REF}}{PGA(2^{23}-1)}$	$0,1192\mu V$ (1 LSB)	000001h
0	0V	000000h
$\frac{-2V_{REF}}{PGA(2^{23}-1)}$	$-0,1192\mu V$ (-1 LSB)	FFFFFFh
$\leq \frac{-2V_{REF}}{PGA} \left(\frac{2^{23}}{2^{23}-1}\right)$	-1V	800000h

Tab. 3.4: Tabela de saída do conversor delta-sigma ADS1255

O sensor é capaz de medir de $0^{\circ}C$ à $70^{\circ}C$ com precisão de $\pm 1^{\circ}C$ ou $-40^{\circ}C$ à $150^{\circ}C$ com precisão de $\pm 2^{\circ}C$ e possui uma resolução de $0,03125^{\circ}C$ [14]. Os dados disponíveis na forma digital são de 13 bits mais sinal. Esta representação pode ser vista na tabela 3.5.

Note pela tabela que os 2 bits menos significativos são iguais a 1, portanto no *firmware* foi necessário rotacionar duas vezes a palavra de 16 bits para direita, para se obter a resolução correta de incremento por incremento.

Temperatura	Binário	Hexadecimal
+150°C	0100 1011 0000 0011	4B03
+125°C	0011 1110 1000 0011	3E83
+25°C	0000 1100 1000 0011	0C83
+0,03125°C	0000 0000 0000 0111	0007
0°C	0000 0000 0000 0011	0003
-0,03125°C	1111 1111 1111 1111	FFFF
-25°C	1111 0011 1000 0011	F383
-40°C	1110 1100 0000 0011	EC03

Tab. 3.5: Tabela de temperatura do sensor LM95071

3.3 Emulação do sinal do girômetro

Como não foi possível obter uma mesa giratória de alta precisão, para realização dos ensaios, foi necessário desenvolver um sistema para emular o sinal proveniente do fotodetector. O diagrama do circuito, implementado para este ensaio, pode ser observado na figura 3.7.

Para emulação da parte óptica do girômetro utilizou-se o gerador da Agilent de 14 bits, modelo

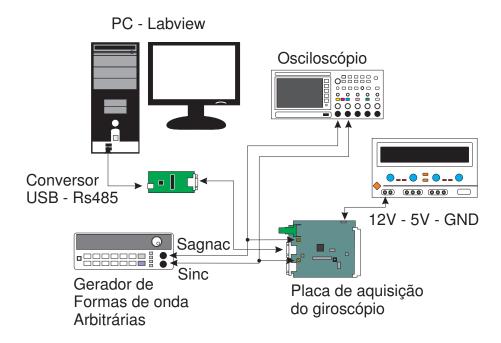


Fig. 3.7: Esquema de conexão dos equipamentos

HP33220A [15]. Para o controle do equipamento e cálculo do sinal emulado programou-se um vi², utilizando a equação 2.16 [6] como base para programação do emulador. Esta equação representa o sinal de saída em corrente do fotodetector correspondente ao desvio de fase de Sagnac, a partir deste momento esta será referenciado como "sinal de Sagnac".

A figura 3.8 ilustra o *vi* desenvolvido que emula o sinal Sagnac teórico e envia para o gerador de forma de ondas arbitrárias.

3.3.1 Resultados obtidos com a emulação do sinal

Conforme descrito na introdução, esta trabalho faz parte da pesquisa sobre girômetros a fibra óptica no IEAv do CTA, sendo o DEMIC da Unicamp uma parceira neste projeto. O girômetro em desenvolvimento no CTA apresenta um fator de escala de = 3,4s. Este fator de escala será utilizado neste trabalho para realizar a conversão do desvio de fase para taxa de rotação. É importante salientar que: modificando o fator de escala é possível obter outros valores de taxa de rotação, aumentando ou diminuindo a sensibilidade do girômetro.

Para uma rotação de $\pm 10^{\circ}/s$ ou $\pm 36.000^{\circ}/h$, que era o fundo de escala especificado, isso corresponde a uma defasagem máxima de $\pm 0,6$ rad.

Tendo em vista o exposto acima, o sinal emulado foi obtido variando o desvio de fase de Sagnac desde -0.64 rad até 0.64 rad, com passo de 0.0065 rad. O desvio de fase foi excedido ligeiramente acima de ± 0.6 rad para garantir a saturação do conversor delta-sigma.

A profundidade de modulação utilizada foi de ϕ_m = 2,4045. Esta profundidade de modulação foi escolhida, pois mantém a corrente de referência constante, para qualquer desvio de fase $(J_0(\phi_m)=0)$. Esta é uma condição imposta pela técnica utilizada.

²vi: Extensão e nome dado aos programas feitos em LabVIEW

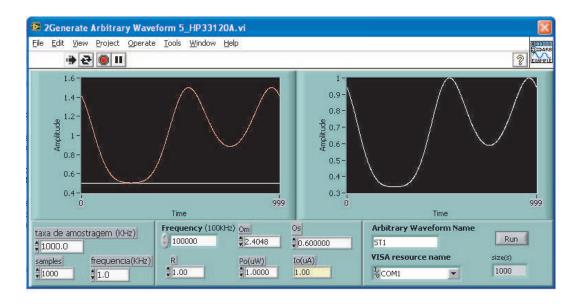


Fig. 3.8: Painel frontal do vi para controle do gerador de sinais desenvolvido em LabVIEW®

Observa-se que o sinal emulado acompanha o sinal teórico de forma precisa, o que pode ser comprovado analisando a curva do erro na figura 3.9.

Como ambos os sinais são provenientes da mesma equação, atribuimos a diferença entre a curva emulada e a teórica, parte ao próprio gerador de funções e parte à banda passante finita do amplificador de transimpedância, que elimina as componentes harmônicas de alta frequência (coeficientes J_3 , J_4 e J_5 da equação 2.18).

A figura 3.9, ilustra o gráfico com o sinal de Sagnac emulado, o sinal de Sagnac teórico e o erro em porcentagem em função do fundo de escala.

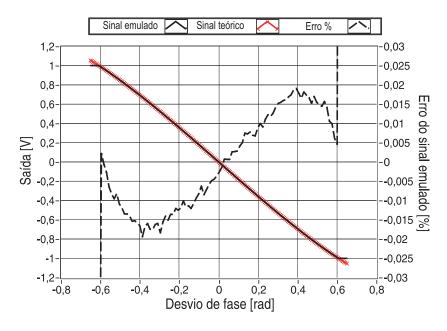


Fig. 3.9: Emulação do sinal de Sagnac

3.4 Técnica de ajuste polinomial para compensação da deriva térmica

No que diz respeito ao processamento de sinal, a precisão de um girômetro depende de vários aspectos que incluem, *bias drift* ou deriva do *bias* (térmica + aleatória), *scale factor stability* ou estabilidade do fator de escala e linearidade da resposta do circuito eletrônico e ruído.

Parte da deriva do *bias*, ocorre devido a variação de temperatura nos componentes eletrônicos da placa de condicionamento e processamento de sinais. Portanto neste trabalho, quando for utilizado o termo deriva do *bias* será para referenciar somente a parte dependente com a temperatura no circuito eletrônico.

Como os efeitos térmicos tem um comportamento determinístico, eles podem ser compensados através de técnicas de compensação. A seguir, discorre-se sobre a técnica *look up table* que consiste da elaboração de uma tabela de valores de compensação, calculada através de um polinômio ajustado sobre a curva de resposta de uma função de transferência conhecida.

A utilização de tabelas, ao invés de um polinômio para compensação da deriva térmica se deve ao ganho de performance nos cálculos necessários para operação, pois ensaios iniciais resultaram em ajustes polinomiais de ordem superior ao segundo grau, portanto executam mais do que duas operações de multiplicação, sendo que as tabelas de correção utilizam somente uma.

Na figura 3.10, observa-se a resposta do circuito eletrônico do girômetro, a uma dada temperatura inicial $T=T_0$, ao ser introduzido uma variação de temperatura $T>T_0$, ocasionará um erro, que modifica o *bias* e o fator de escala da resposta do circuito eletrônico.

O primeiro passo para compensação da deriva do *bias* é encontrar através de um ensaio de variação de temperatura a curva de resposta do circuito eletrônico quando a entrada é igual a zero ($\Delta_{\phi s}=0$ rad). Feito isso, é realizado o ajuste polinomial sobre as medidas encontradas e então é calculado uma tabela com valores de compensação através de valores pré-estabelecidos de temperatura. Então é realizada a subtração das medidas atuais de taxa de rotação pelos valores da tabela de compensação.

Após a compensação da deriva do bias é iniciada a compensação da estabilidade do fator de escala devido a variação de temperatura. Nesta operação é realizada a aquisição das medidas no fundo de escala ($\Delta_{\phi s}=0,6$ rad) e então é ajustado um polinômio sobre os valores medidos. O cálculo dos coeficientes de compensação é feito através da divisão do coeficiente angular da curva ideal pelo coeficiente angular da curva medida. Após a elaboração da tabela de compensação, é realizada a multiplicação das medidas (após a compensação da deriva do bias) pelos valores da tabela de compensação da estabilidade do fator de escala.

A seguir tem-se a representação algébrica da compensação da deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala em função da temperatura.

A correção da deriva do *bias* é realizada através da equação 3.4, onde X(T) representa os valores compensados da variação do *bias*, V(T) é a taxa de rotação medida sem a compensação e O(T) são os valores de compensação.

$$X(T) = V(T) - O(T) \tag{3.4}$$

A correção da estabilidade do fator de escala pode ser obtida a partir da equação 3.5, onde C(T) representa os valores compensados, m_1 é o coeficiente angular da curva ideal e m_2 é o coeficiente angular da curva sem compensação.

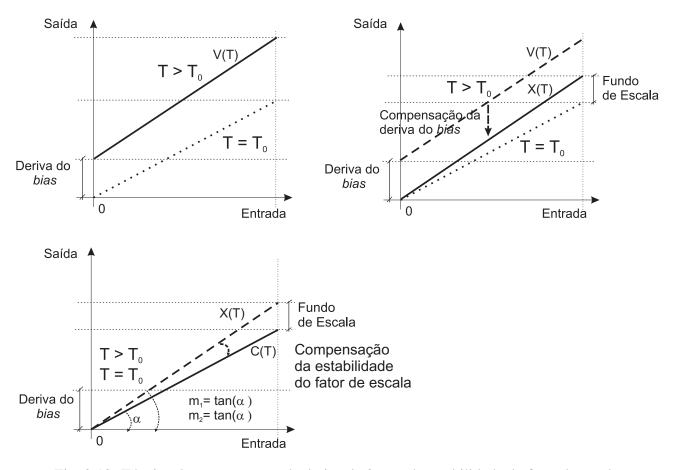


Fig. 3.10: Técnica de compensação da deriva do bias e da estabilidade do fator de escala

$$C(T) = X(T) * \frac{m_1}{m_2}$$
(3.5)

O método prático da elaboração das tabelas compensação através do *vi* desenvolvido, pode ser descrito pelos seguintes passos:

- 1. Configurar o sistema com rotação igual a 0 rad, a fim de medir a deriva do girômetro.
- 2. Realizar o teste de temperatura aquecendo ou resfriando o equipamento na faixa de temperatura necessária para correção.
- 3. Medir os dados e armazenar em arquivo com o programa de aquisição.
- 4. Configurar o sistema com rotação igual a 0,6 rad a fim de medir a variação no fundo de escala do girômetro.
- 5. Realizar o teste de temperatura aquecendo ou resfriando o equipamento na faixa de temperatura necessária para correção.
- 6. Medir os dados e armazenar em arquivo com o programa de aquisição.

- 7. Executar a opção de "correção de offset"no programa principal e carregar o arquivo com os dados da deriva do bias. Após esta opção o programa irá gerar a tabela de correção automaticamente.
- 8. Executar a opção de "correção de ganho"no programa principal e carregar o arquivo com os dados da variação do fundo de escala. Após esta opção o programa irá gerar a tabela de correção automaticamente.
- 9. Carregar as tabelas de correções no microcontrolador e habilitar os comandos de compensação.

3.5 Técnica de linearização

Nesta seção apresenta-se o processo de linearização da resposta da placa de condicionamento e processamento de sinais. Assim como na compensação de temperatura, este procedimento pode ser estendido para linearização do circuito óptico do girômetro.

A não linearidade da placa de condicionamento e processamento de sinais é proveniente da técnica de demodulação do sinal de Sagnac, Mean Value. [7], portanto mesmo utilizando-se um sinal emulado com a equação teórica para gerar o sinal de entrada do circuito, poderá ser observado essa característica na resposta do circuito eletrônico.

Na seção 3.3 foi apresentado o circuito emulador do sinal da parte óptica do girômetro. Para a aquisição do sinal neste ensaio, foi utilizado o mesmo processo: foi criado um *vi* que emula o sinal de Sagnac do circuito óptico do girômetro e armazena as medidas de taxa e rotação em um arquivo.

O método de linearização utilizado para compensação da não linearidade da resposta do circuito eletrônico [16], foi o mesmo utilizado para compensação da deriva do *bias*, o *look up table*.

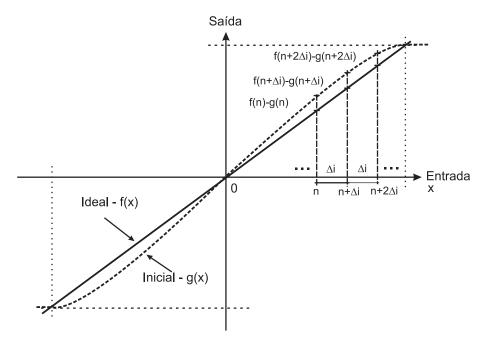


Fig. 3.11: Linearização da resposta da placa de condicionamento e processamento de sinais

Neste método é adquirida a curva característica da resposta do circuito eletrônico e ,então, é ajustado um polinômio, representado na figura 3.11 por g(x). Após o ajuste são gerados intervalos pré definidos de desvio de fase, Δi . Uma função interligando os extremos da curva é traçada (f(x)), afim de representar os valores ideais da curva de resposta e servir de referência para a linearização. Assim é realizando a subtração entre a reta e o polinômio, resultando na tabela de correção da linearidade.

O método prático de linearização através do *vi* desenvolvido, pode ser descrito pelos seguintes passos:

- Selecionar no programa principal a opção "Curva de Sagnac". Esta opção irá realizar automaticamente o processo de incremento do desvio de fase de Sagnac e armazenará os dados medidos em uma tabela.
- 2. Executar a opção de "correção da linearidade"no programa principal. Esta opção solicitará o arquivo com os dados da tabela de linearização e calculará a tabela de correção.
- 3. Carregar as tabelas de correção no microcontrolador, e habilitar os comandos de correção.

3.6 Desenvolvimento do software de aquisição

O programa principal do experimento foi desenvolvido em LabVIEW[®], (Figura 3.12). As funções deste software são de interface com usuário, aquisição e armazenamento de dados, elaboração das tabelas de correção e análise gráfica dos resultados. O esquemático do fluxo do *vi* desenvolvido e o fluxograma que ilustra a lógica do programa podem ser visto nas figuras A.1, A.2 e B.1 à B.6 nos anexos deste trabalho.

O núcleo do programa consiste em uma máquina de estado [17, 18] que aguarda os comandos do usuário, sendo possível enviar comandos diretamente para a placa de condicionamento e processamento de sinais (leitura de temperatura, leitura dos conversores A/D, leitura de tensão de referência, etc).

O programa desenvolvido possibilita dois tipos de visualização dos dados para os ensaio de variação de temperatura: taxa de rotação vs. tempo e taxa de rotação vs. temperatura. Sendo que, com o último, o programa calcula as tabelas de correções para a compensação da deriva do *bias* e do fator de escala.

Para que a compensação seja realizada instantaneamente é necessário incluir a compensação no *firmware* do ARM7. Para esse fim, o programa de aquisição gera automaticamente um código em linguagem C, com as tabelas de correções da deriva do *bias* e do fator de escala.

3.7 Aquisição e armazenagem dos dados

A placa de condicionamento e processamento de sinais possui 3 modos de trabalho: modo de calibração, modo normal e modo *debug*. O modo de calibração permite o monitoramento dos sinais e o controle da placa externamente, utilizando uma comunicação isolada RS-485. Neste modo é possível realizar qualquer operação de leitura ou envio de comandos, sendo possível inclusive mudar para o modo normal.

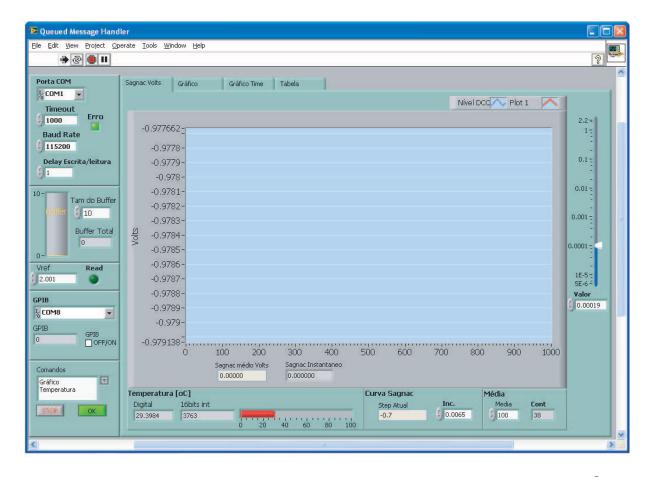


Fig. 3.12: Painel frontal do vi de aquisição do girômetro desenvolvido no LabVIEW ®

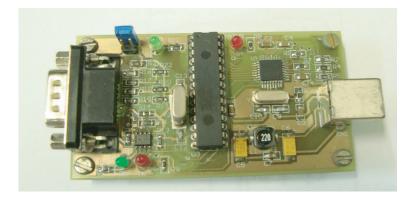


Fig. 3.13: Interface USB - RS485

O modo normal entra no funcionamento sem monitoramento, ou seja *free-running*, porém é possível, via software, retomar o controle da placa de condicionamento e processamento de sinais, pela conexão RS-485 e modificar o modo de funcionamento para o modo de calibração.

O modo *debug* permite o controle e monitoramento utilizando uma comunicação RS-232 não isolada, sendo que para iniciar neste modo é necessário modificar o *jumper* na placa eletrônica e reiniciar o seu funcionamento. Neste modo não é possível ir para outro modo, pois ele funciona

dentro de um loop infinito, sem saída.

Para os ensaios utilizou-se o modo de calibração, uma vez que necessitava-se de uma saída isolada para que o sinal não sofresse interferência devido a *loops* de terra. A placa de comunicação utilizada na comunicação entre o PC e o girômetro está ilustrada na figura 3.14.

A placa condicionamento e processamento de sinais e o *vi* funcionam em conjunto, sendo possível o monitoramento do sinal do girômetro e da temperatura ao mesmo tempo. O software permite ainda o armazenamento dos dados em um arquivo no formato de planilha eletrônica.

3.8 Algoritmos de compensação do firmware

O algorítimo de compensação dos efeitos da temperatura foi implementado em linguagem C. As figuras 3.15 e 3.16 ilustram os fluxogramas com as lógicas utilizadas para compensação da deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala. A figura 3.17 ilustra o fluxograma com a lógica para linearização.

Elaborados os algoritmos, foi necessário compreender o funcionamento do *firmware* atual do microcontrolador, pois a introdução destas novas rotinas no programa poderia ocasionar um erro de lógica.

Conforme previsto, no decorrer dos estudos realizados do software atual, foi detectada a necessidade de um sincronismo dos barramentos SSP dos conversores A/D e dos sensores de temperatura, afim de evitar uma colisão de dados durante a aquisição de temperatura e a leitura dos conversores A/D. Os detalhes sobre esta implementação estão descritos a seguir na subseção 3.8.1.

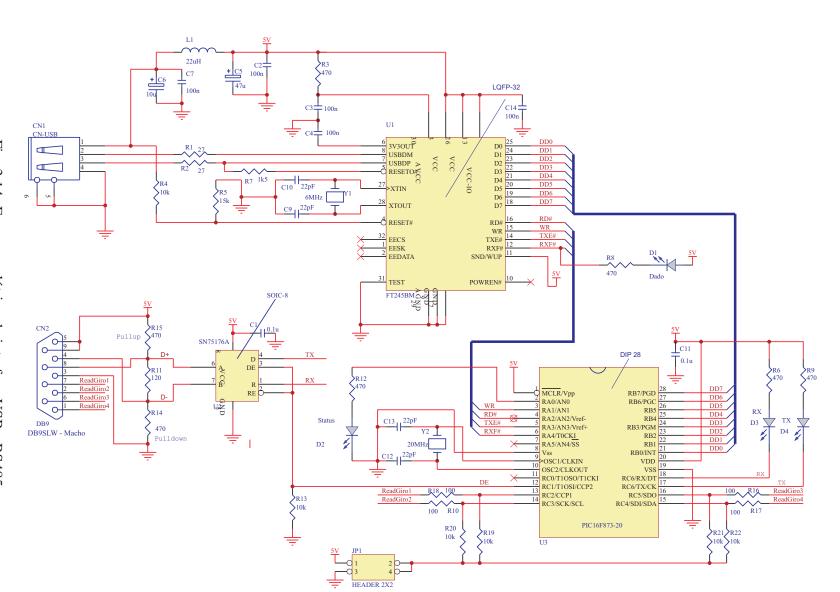


Fig. 3.14: Esquema elétrico da interface USB - RS485

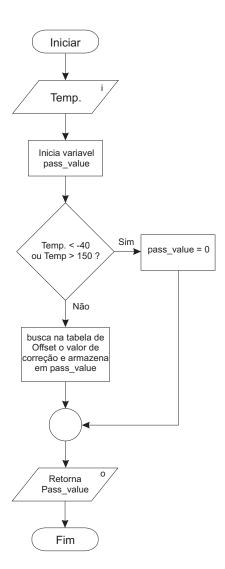


Fig. 3.15: Fluxograma do *firmware* de compensação da deriva do *bias*

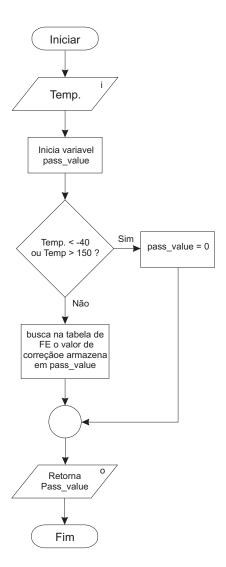


Fig. 3.16: Fluxograma do *firmware* da compensação da estabilidade do fator de escala

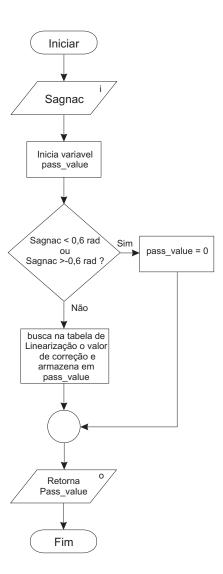


Fig. 3.17: Fluxograma do firmware de linearização da resposta do circuito eletrônico

3.8.1 Sincronismo das leituras de temperatura

Conforme visto na seções anteriores, o sensor de temperatura se comunica com o microcontrolador através de um barramento SSP. Este barramento é comum a outros dispositivos que são ativados por interrupção externa, como por exemplo os conversores A/D. Sendo assim, é necessário que haja um sincronismo no barramento para que não ocorra colisão de dados, pois pode ocorrer de uma leitura ser realizada simultaneamente pelos conversores A/D e pelos sensores de temperatura.

Como a variação de temperatura é um fenômeno lento em relação ao sinal medido, escolheuse a leitura do conversor A/D de Soma como referência do sincronismo (frequência de 100 SPS, tabela 3.3), ou seja, ao ser requisitado uma leitura do sensor de temperatura, o programa aguarda uma leitura do conversor A/D Soma, que é ativa por uma interrupção, e só após a leitura do conversor A/D Soma ter sido realizada que é feita a leitura do sensor de temperatura. Dessa forma é garantido que nunca ocorrerá uma leitura simultânea entre estes dispositivos e portanto a atualização da temperatura sempre ocorre de forma segura.

3.8.2 Indexação da tabela de temperatura

O primeiro passo para construir a tabela de correção foi encontrar um polinômio para representar os valores medidos da deriva do bias e da estabilidade do fator de escala. Após isso criou-se uma tabela de valores fixos, onde os termos independentes (eixo x) foram escalonados a cada $0,25^{\circ}$ C. Esse valor foi encontrado a partir da análise dos ensaios, pois verificou-se que neste intervalo de temperatura os valores de Sagnac variavam apenas alguns μV .

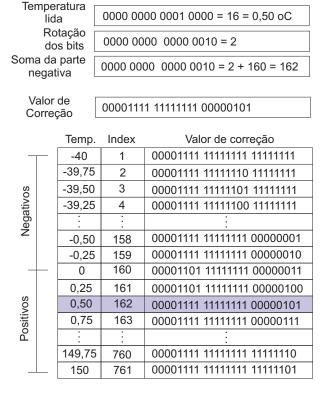


Fig. 3.18: Indexação da tabela de correção

Encontrada a tabela de correção, foi necessário realizar a indexação da tabela de correção, pois os valores de temperatura mensurados são inteiros sinalizados e podem não estar contidos na tabela. Portanto aproveitando que a tabela de temperatura foi construída com valores constantes, seguiu-se a seguinte lógica: Rotacionar os valores 2 vezes para direita, para obter os valores crescentes unitários. Eliminar os valores negativos de indexação, somando exatamente a quantidade de números negativos (160), ficando apenas com valores de indexação positivos. Assim consegue-se um arredondamento do valor lido, forçando com que sempre haja um valor correspondente na tabela, e ainda transformar todos os valores em números positivos, como uma indexação deve ser.

3.8.3 Ponto fixo

Com as tabelas de correção construídas, necessitou-se de uma multiplicação fracionária para realizar a multiplicação pelo fator de correção da estabilidade do fator de escala. No intuito de aproveitar a instrução de multiplicação de 32 bits que o microcontrolador possui, escolheu-se a multiplicação de ponto fixo para realizar esta operação.

Nesta seção descreve-se brevemente o conceito de ponto fixo abordando sua representação binária sinalizada e não sinalizada. Apresentando com detalhes o método dos cálculos de soma e produto. Os exemplos a seguir utilizam valores de situações reais do software de correção do girômetro.

A representação em ponto fixo permite que cálculos aritméticos sejam realizados em sistemas embarcados, onde uma velocidade alta de cálculo é necessária. Essa representação numérica é muito utilizada em filtros digitais e tabelas de correção, onde é necessário calcular multiplicações e somas fracionárias com rapidez.

O grande diferencial entre a representação em ponto flutuante e ponto fixo é o ganho de velocidade nas operações, porém o custo desse beneficio é a diminuição da precisão.

Em 1985 o IEEE implantou o padrão binário IEEE 754 [19], que hoje em dia se tornou o padrão mais utilizado por unidades de processamento e unidades de ponto flutuante. Para realizar os cálculos em ponto flutuante as unidades centrais de processamento necessitam de uma unidade de coprocessamento de ponto flutuante, porém isso aumenta bastante o custo do processador, além do consumo de energia.

O ponto flutuante permite a descrição de números reais com uma grande precisão. Esta representação descreve um número fracionário através da segmentação dos bits, para representação de sua parte inteira e de seu expoente. Podemos através desta representação descrever o número 234000 como (2,34;5) e o número -0,00000234 como (-2,34;-6).

3.8.4 Representação binária do ponto fixo

A palavra binária é normalmente utilizada para representar números inteiros, porém isso não quer dizer que os números binários representem apenas essa classe. O significado da sua representação depende inteiramente da sua interpretação e do mapeamento de bits escolhido.

Os números binários agrupados em N dígitos binários possuem 2^N estados.

$$2 \times 2 \times \dots \times 2 = 2^N \tag{3.6}$$

Ex:

$$N = 32 \Rightarrow 2^{32} = 4294967296 \tag{3.7}$$

A representação em ponto fixo, pode ser vista como uma generalização da representação de números inteiros. Podendo representar razões numéricas $\frac{a}{b}$ onde $a,b\in Z,b\neq 0$ sendo que $b=2^N$

3.8.5 Ponto fixo sem sinal

Uma palavra binária de N bits, quando interpretada como um ponto fixo racional³ sem sinal, tem os valores dados pelo subconjunto P.

$$P = \left\{ \frac{p}{2^b} \mid 0 \le p \le 2^N - 1, p \in Z \right\}$$
 (3.8)

Note que P contém 2^N elementos.

A representação é denotada por U(a, b), onde a = N - b. Sendo que a representa os bits inteiros e b representa os bits fracionários.

Na representação U(a,b) o n-ésimo bit, contando da direita para esquerda começando do bit 0, possui peso descrito por $\frac{2^N}{2^b}=2^{N-b}$. Assim, quando N=b o peso do bit é igual a 1. De forma similar a notação da base decimal, o ponto binário está localizado entre o b-ésimo bit e o bit da esquerda do mesmo.

O valor particular de um número x de comprimento de N bits na representação U(a,b) é dado pela expressão.

$$x = \left(\frac{1}{2^b} \sum_{N=0}^{N-1} 2^N x_N\right) \tag{3.9}$$

Onde x_N representa o bit N de x. O intervalo da representação U(a,b) é de 0 a, $\frac{(2^N-1)}{2^b}=2^a-2^{-b}$ Por exemplo uma representação U(2,6) de 8 bits, ponto fixo sem sinal tem a forma:

$$b_2b_1b_0.b_{-1}b_{-2}b_{-3}b_{-4}b_{-5} (3.10)$$

Onde o bit b_k possui o peso de 2^k . Note que desde que b=5 o ponto binário é a direita do quinto bit contando da direita para esquerda, ou seja o numero possui 3 bits inteiros e 5 bits fracionários. Esta representação possui um intervalo de 0 a $2^3 - 2^{-5} = 8 - \frac{1}{32} = 7.96875$

3.8.6 Ponto fixo com sinal

Uma palavra de N bits, quando interpretada como um ponto fixo racional de complemento de 2, pode assumir os valores do subconjunto P dado por:

$$P = \left\{ \frac{p}{2^b} \mid -2^{N-1} \le p \le 2^{N-1}, p \in Z \right\}$$
 (3.11)

Ex: N = 32, a = 3 e b = 28

³número racional é todo número que pode ser representado por uma razão entre dois números inteiros

$$P = \left\{ \frac{p}{2^{28}} \mid -2^{31} \le p \le 2^{31}, p \in Z \right\}$$
 (3.12)

Note que P contém 2^N elementos. Denotando a representação A(a,b), onde a=N-b-1 o valor de um numero binário específico x na representação A(a,b) é dado por:

$$x = \left(\frac{1}{2^b}\right) \left[-2^{N-1} x_{N-1} + \sum_{n=0}^{N-2} 2^n x_N \right]$$
 (3.13)

Onde x_N representa o N-ésimo bit de x.

O range de uma representação A(a,b) é dado por:

$$2^{N-1-b} \le x \le 2^{N-1-b} - \frac{1}{2^b} \tag{3.14}$$

Ex. O número 000004BCh (0000000000000000000010010111100b) escrito na notação A(3,28) é igual a,

Se a = 3 e $b = 28 \Rightarrow N = 32$

$$0000004BCh = \left(\frac{1}{2^{28}} \left[-2^{31} \cdot x_{31} + \sum_{n=0}^{30} 2^n \cdot x_N \right] \right)$$

$$= \left(\frac{1}{2^{28}}\right) \left[-2^{31} \cdot 0 + 2^2 + 2^3 + 2^4 + 2^5 + 2^7 + 2^{10} \right]$$

$$= \left(\frac{1}{2^{28}}\right) (1212) = 0,00000451505$$

3.8.7 Operações com ponto fixo

As operações de adição e subtração são realizadas da mesma forma que para números inteiros, dado que os números a serem adicionados ou subtraídos possuam a mesma notação A(a,b). Isto é X(c,d)+Y(e,f) é válido somente se X=Y e c=e e d=f. Como a soma de dois números de M-bits requer M+1 bits, a notação do resultado da Adição de dois números na forma A(a,b) é A(a+1,b).

Ex: Utilizando a notação A(3,28), somamos os números, 000004BCh + 1000C1ABh

$$\begin{array}{lll} 000000000000000000000010010111100b & 0,00000451505 \\ \underline{+00010000000000011000011010110111b} & 0,00000451505 \\ \underline{-000100000000000011000110011100111b} & 1,00018469617 \\ \hline \end{array}$$

Multiplicação sinalizada: As operações de multiplicação sinalizada e não sinalizada utilizam um algoritmo mais elaborado. Devido a grande quantidade de casas binárias necessárias para expressar um resultado de multiplicação sinalizada, a notação do resultado é da forma:

$$A(a_1, b_1) \times A(a_2, b_2) = A(a_1 + a_2 + 1, b_1 + b_2)$$
(3.15)

Ex: Sejam dois números no formato A(3,28), 000004BCh × 1000C1ABh

$$A(3,28) \times A(3,28) = A(7,56)$$
 (3.16)

$$\begin{array}{c} 0.00004BCh \\ \times 1.000C1ABh \\ 00.00004BC398E594h \end{array} \begin{array}{c} 0,00000451505 \\ \times 1,00018469617 \\ 0,00000451589 \end{array}$$

Operação na base 10:

$$\begin{array}{r}
 1212 \\
 \times 268485035 \\
 325403862420
 \end{array}$$

$$\frac{325403862420}{2^{56}} = 0,00000451588 \tag{3.17}$$

Multiplicação não sinalizada: Assim como as operações de multiplicação sinalizada a multiplicação não sinalizada necessita de uma grande quantidade de casas binárias necessárias para expressar um resultado de multiplicação, porém como não utiliza o bit de sinal o resultado requer um bit a menos. Portanto a notação do resultado é da forma:

$$U(a_1, b_1) \times U(a_2, b_2) = U(a_1 + a_2, b_1 + b_2)$$
(3.18)

Divisão não sinalizada:

$$U(a_1, b_1) \div U(a_2, b_2) = U(a_1 + b_2, \lceil \log_2(2^{a_2 + b_1} - 2^{b_1 - b_2} \rceil)$$
(3.19)

Capítulo 4

Resultados obtidos

4.1 Análise da influência da variação de temperatura nos componentes eletrônicos

Nesta seção será analisada a influência da variação de temperatura dos principais componentes eletrônicos que atuam na separação dos vales e na quantização do sinal (comparadores, as chaves analógicas, buffers e conversor A/D), afim de descobrir qual o componente que mais contribui com a deriva do *bias* da placa de condicionamento e processamento.

A partir de agora quando for descrito o termo "deriva", será para referenciar o efeito da variação da temperatura sobre o circuito eletrônico, sendo reservando, então, a palavra *drift* para a deriva que atua sobre um determinado componente eletrônico, usualmente informado nas folhas de dados dos componentes.

A seguir na subseção 4.1.1, são realizadas as análises do *drift* de *offset* do comparador e o atraso, devido a variação da temperatura, no comparador e nas chaves analógicas. Estas análises utilizarão como base, o estudo realizado por Ferreira [7] sobre erros de *offset* e *jitter*, para a técnica de demodulação.

Na subseção 4.1.2 é analisada o *drift* de *offset* do conversor A/D e dos *buffers*. Neste estudo não é utilizado a formulação descrita na subseção 4.1.1, pois nesta etapa, posterior a separação dos vales, os dois vales já estão dissociados e os *drifts* de *offset* nos componentes afetam diretamente os seus valores médios.

4.1.1 *Drift* dos comparadores e atraso nos comparadores e nas chaves analógicas

A figura 4.1 ilustra o sinal após o acoplamento AC (diagrama de blocos da figura 3.3). Conforme descrito na seção 3.2.1, a técnica de demodulação realiza a diferença entre os valores médios dos vales V^+ e V^- e quantiza o sinal através dos conversores A/D. Os sinais de positivo e negativo servem, neste trabalho, somente para diferenciar um vale do outro.

A utilização de uma aproximação do sinal de Sagnac por uma senoide, para representar a componente AC do sinal de Sagnac, se deu pela complexidade na manipulação da formulação teórica

completa, pois o nosso objetivo era realizar uma busca pelo principal componente que contribui com a deriva do *bias* e não quantizar individualmente a contribuição de cada componente.

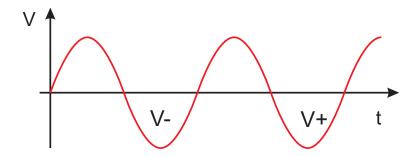


Fig. 4.1: Aproximação da componente AC do sinal de Sagnac por uma senoide

Na figura 4.2 observa-se um dos vales do sinal de Sagnac com o *offset* do comparador. A comparação dos níveis de amplitude deslocados produz um erro de comparação que pode ser expresso pela equação 4.1. Onde A é a tensão de pico do vale e V_{Off} é o valor do *offset* do comparador.

$$Erro_{off} = \frac{1}{\pi} A \frac{V_{Off}^2}{A^2} \tag{4.1}$$

A tensão média que representa a área em um dos vales positivos ou negativos, é dada pela equação 4.2

$$V^{-}ouV^{+} = \frac{1}{2\pi}A\int_{0}^{\pi}sen(t)dt = \frac{1}{\pi}A$$
(4.2)

Portanto o erro relativo de *offset* é dado pela equação 4.3

$$\frac{Erro_{off}}{V^{+}} = \frac{V_{Off}^{2}}{A^{2}} \tag{4.3}$$

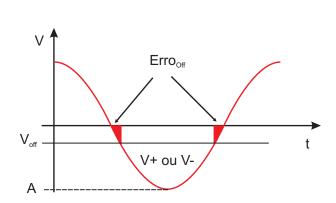
A figura 4.3 ilustra o erro causado pelo atraso das chaves analógicas. Como pode ser observado o atraso, nos comparadores e na chave analógica, produz erros semelhantes ao erro de *offset* dos comparadores. Este pode ser calculado através da equação 4.4. Onde A é a tensão de pico do vale, t_d é o tempo de atraso dos componentes e t_m é o período do sinal dado por: $t_m = \frac{1}{f_m}$.

$$Erro_{t_d} = \frac{1}{\pi} A \left(\frac{2t_d}{t_m}\right)^2 \tag{4.4}$$

E o erro relativo do tempo de atraso é dado pela equação 4.5.

$$\frac{Erro_{t_d}}{V^+} = \left(\frac{2t_d}{t_m}\right)^2 \tag{4.5}$$

A variação de temperatura nos componentes eletrônicos produzem variação no *offset* dos comparadores e também no atrasos dos comparadores e das chaves analógicas. Assim é possível utilizar o mesmo estudo descrito acima para analisar os erros devido a variação de temperatura nestes componentes.



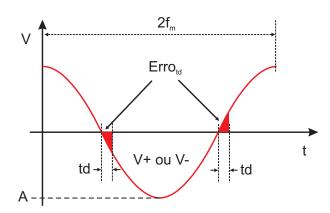


Fig. 4.2: Erro em V+ ou V- devido ao *offset* do comparador

Fig. 4.3: Erro em V+ ou V- devido aos tempos de atraso do comparador e da chave analógica

Verificando a folha de dados do comparador TL3016 [20], levantou- se que o *drift* de *offset* = $4.5\mu V/^{\circ}C$. Considerando uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$, tem-se que o *offset* nos comparadores é de $180\mu V$.

O valor da tensão de pico do sinal de Sagnac, que está na entrada do comparador, é de A=3V. Realizando os cálculos do erro de *drift* de *offset* dos comparadores, através da equação 4.1, obteve-se:

Componente	Erro de <i>drift</i> de <i>offset</i> $[V]$	Erro de <i>drift</i> de <i>offset</i> equivalente em $[^{\circ}/h]$		
TL3016	3,44nV	$1,23*10^{-4}$ °/h		

Tab. 4.1: Erro devido ao *drift* de *offset* dos comparadores do circuito eletrônico

Na tabela de resultados 4.1, o valor equivalente em $^{\circ}/h$ foi calculado utilizando o fator de conversão $1V \equiv 36000^{\circ}/h$, devido a consideração de um fator de escala do girômetro igual a 3,4s.

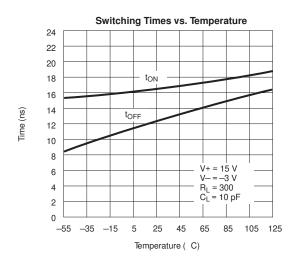
O valor do erro obtido (tabela 4.1), devido ao drift do componente descrito na folha de dados, é da ordem de nV, podendo assim ser considerado nulo. Com isso, verificou-se que o drift de offset no comparador pouco influenciam na deriva térmica da placa eletrônica.

Os gráficos 4.4 e 4.5, ilustram a dependência dos tempos de atrasos em função da variação de temperatura na chave analógica e no comparador. Observa-se nos gráficos que a chave analógica DG613 [21] possui um atraso do tempo de fechamento da ordem de 13ns à 15ns, decorrente da variação da temperatura na faixa de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$. E o comparador TL3016, possui um atraso da borda de descida da ordem de 7ns à 9ns, decorrente da variação da temperatura na faixa de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$.

Utilizando a equação 4.4 para calcular os erros por tempo de atraso nas chaves analógicas e no comparador devido a variação de temperatura, obteve-se os seguintes resultados, tabela 4.2. Onde tensão de pico do sinal de Sagnac, na entrada do comparador e da chave analógica, A=3V e o período do sinal $t_m=10\mu s$.

Na tabela de resultados 4.2, o valor equivalente em $^{\circ}/h$ foi calculado utilizando o fator de conversão $1V \equiv 36000^{\circ}/h$, pois o fator de escala do girômetro considerado é igual a 3,4s.

Assim, como os erro de *offset* dos comparadores os erros por tempo de atraso dos comparadores e da chave analógica foram pequenos, da ordem de nV. Portanto, o erro por tempo de atraso desses



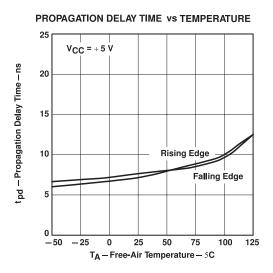


Fig. 4.4: Folha de dados temperatura vs. tempo de atraso das chaves analógicas DG613

Fig. 4.5: Folha de dados temperatura vs. tempo de atraso do comparador TL3016

Componente	Erro T. A.	Erro T. A. equivalente em [°/h]		
ADG613	152,79nV	$5,5*10^{-3}$ °/h		
TL3016	152,79nV	$5,5*10^{-3}$ °/h		

Tab. 4.2: Erro por tempo de atraso dos comparadores e da chave analógica devido a variação de temperatura

componentes também não influencia a deriva do *bias* da placa eletrônica do girômetro de forma significante, segundo as especificações fornecidas pelo fabricante.

4.1.2 Drift do conversor A/D e do buffer LMP2012

Segundo a folha de dados, o conversor A/D ADS1255, possui um drift de offset de $\pm 100nV/^{\circ}C$ para um PGA igual a 1 e $\pm 4nV/^{\circ}C$ para um PGA igual a 64. A dependência do PGA com a temperatura, pode ser estimada considerando que a mesma atue de forma linear. Portanto, como foi utilizado no circuito um PGA = 4, o drift de offset estimado, foi de $\pm 95nV/^{\circ}C$. Convertendo o resultado para unidade equivalente em graus por hora, utilizando um fator de conversão de $1V \equiv 36000^{\circ}/h$ considerando o fator de escala do girômetro igual a 3,4s, tem-se $\pm 0.00342(^{\circ}/h)/^{\circ}C$.

Para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ a $75^{\circ}C$, a contribuição do conversor A/D para a deriva do *offset* é de $\pm 3,8\mu V$, convertendo o resultado para unidade equivalente em graus por hora, tem-se $\pm 0.13680^{\circ}/h$

Segundo a folha de dados, os buffers LMP2012 possuem um drift do offset = $0.015 \mu V/^{\circ}C$. Assim, para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ a $75^{\circ}C$ o offset é de $0,6\mu V$. Convertendo para unidade equivalente em graus por hora, utilizando um fator de conversão de $1V \equiv 36000^{\circ}/h$ considerando o fator de escala do girômetro igual a 3,4s, tem-se $0,02160^{\circ}/h$.

Como cada buffer amplifica um dos vales do sinal demodulado, pode-se assumir o pior caso,

onde o offset de um buffer se soma ao outro, assim a soma do offset dos dois buffers é de $1, 2\mu V$, convertendo para unidade equivalente em graus por hora, tem-se $0.04320^{\circ}/h$.

Portanto, segundo os dados dos fabricantes, pode ser concluído que o conversor A/D é o componente que mais afeta a deriva no circuito eletrônico, sendo seguido pelos *buffers* posteriores a separação dos vales. A seguir é realizado um ensaio que curto circuita as entradas diferenciais do conversor A/D, através da chave analógica ADG601 (diagrama de blocos da figura 3.3, este ensaio possibilita medir experimentalmente a soma dos *drift* do *offset* do conversor A/D com os dos *buffers* anteriores as suas entradas.

4.1.3 Ensaio com curto nas entradas diferenciais do conversor A/D

O circuito analógico permite curto-circuitar as entradas diferenciais do conversor A/D, fechando um curto através da chave ADG601 (diagrama de blocos da figura 3.3). Realizando um ensaio, com o intuito de comparar os *drift* do *offset* dos *buffers* e do conversor A/D encontrados teoricamente, com dados experimentais, levantou-se o gráfico da figura 4.6. Neste gráfico pode ser observado que a deriva de *bias* é de $16 \,\mu V$ ou em equivalente $0.6^{\circ}/h$, para o intervalo de $35^{\circ}C$ a $75^{\circ}C$.

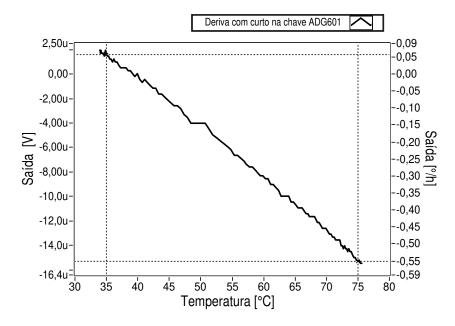


Fig. 4.6: Deriva do *bias* com curto na chave ADG601

Somando o offset (drift na faixa de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$) do conversor A/D com o offset dos buffers (drift na faixa de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$), $3,8\,\mu V+1,2\,\mu V=8,8\,\mu V$ ou $(0,32^{\circ}/h)$ e comparando com os valores encontrados experimentalmente $16\mu V$ ou $0,576^{\circ}/h$, observa-se que os valores encontrados experimentalmente são bem diferentes dos valores teóricos em termos relativos, ou seja 2 vezes maiores do que os esperados.

No entanto se for observado que os dados fornecidos pela folha de dados são uma distribuição estatística, temos para o pior caso um drift de offset igual a $\pm 300nV/^{\circ}C$ aproximadamente, como pode ser observado na figura 4.7. Para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$ tem-se uma deriva do bias igual a $24\mu V$. Portanto este resultado encontrado ainda estaria dentro das especificações

segundo a folha de dados pois a diferença em termos de valores absolutos é de $11\mu V$. Além disso outra explicação para esta diferença são os efeitos termoelétricos que ocorrem entre os terminais dos componentes e os pads da placa que não foram considerados.

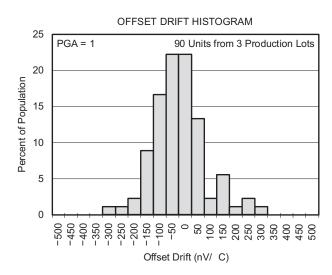


Fig. 4.7: Histograma do *drift* de offset vs. porcentagem de população do conversor A/D [3]

4.1.4 Troca dos resistores do primeiro estágio do circuito de demodulação

Afim de minimizar os efeitos da deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala do circuito com a temperatura, devido a possíveis gradientes de temperatura na placa, substituiram-se os resistores SMD convencionais por resistores de altíssima precisão [22, 23]. Os resistores foram trocados aos pares, devido a configuração dos circuitos, pois um coeficiente de temperatura diferente em cada um deles poderia mudar a característica dos blocos. A tabela 4.3 mostra as referências dos componentes trocados com suas especificações.

Circuito	Posição	Valor	Coeficiente de Temperatura	Tolerância
Transimpedância	R1	51K	10 ppm/°C	0,05%
Transimpedância	R2	51K	10 ppm/°C	0,05%
Ganho 4x	R7	1K2	25 ppm/°C	0,1%
Ganho 4x	R8	3K6	25 ppm/°C	0,1%
Ganho 2x	R18	1K2	25 ppm/°C	0,1%
Ganho 2x	R19	1K2	25 ppm/°C	0,1%

Tab. 4.3: Tabela de troca de resistores

Os resultados das trocas de resistores, por resistores de precisão, não apresentaram melhoras significativas na qualidade do sinal, obtendo-se nos novos experimentos a mesma dependência com temperatura anterior. Com isso verificou-se que a etapa de entrada do tratamento do sinal pouco

influencia o erro de deriva do *bias* e na estabilidade do fator de escala e que as etapas posteriores, referentes à separação dos vales e conversão A/D, são as que mais contribuem na variação do sinal.

Nesta seção, pode-se concluir que o primeiro estágio do circuito, onde atua o circuito de transimpedância e os amplificadores de ganho não contribuem com a deriva do *bias*. Na segunda parte do circuito, referente à separação dos vales, verifica-se que o *drift* do *offset* dos comparadores e os tempos de atraso dos comparadores e a chave analógica também pouco influenciam na deriva. Mais adiante na seção 4.3 é apresentado a confirmação de que os tempos de atraso pouco acrescentam na deriva do *bias*, realizando a troca da chave analógica por outra com um tempo de atraso maior do que a chave atual.

Portanto, como visto na seção 4.1.2, o principal responsável pela deriva do *bias* no circuito eletrônico é o conversor A/D, seguido pelos *buffers* posteriores a separação dos vales.

4.2 Compensação dos efeitos térmicos

Os ensaios de compensação dos efeitos térmicos foram realizados utilizando a montagem do esquema da figura 4.8. Como o gerador 33120A fornece um sinal de sincronismo na forma de um impulso, este sinal não serve para o sincronismo, por isso foi utilizou-se um segundo gerador de funções, gatilhado pelo primeiro, para gerar uma forma de onda de sincronismo adequada.

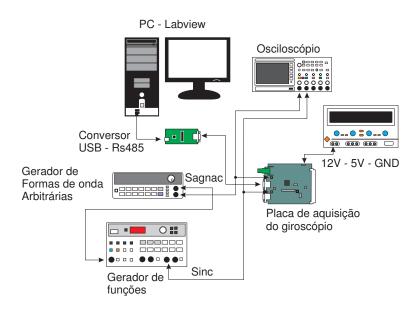


Fig. 4.8: Esquema de conexão dos equipamentos, HP33120A

Utilizou-se para adquirir as curvas de calibração, uma profundidade de modulação de $\phi_m=2,4048$. Para levantar a curva de *bias* foi utilizado um desvio de fase $\Delta\phi_s=0$ rad e para os ensaios com o fundo de escala, foi utilizado um desvio de fase $\Delta\phi_s=0,6$ rad. A excursão de temperatura utilizada foi de 35 °C aumentada gradativamente até 75 °C.

4.2.1 Determinação do parâmetro deriva do bias (térmica)

O primeiro passo para realizar a compensação é mensurar as curvas de calibração. O resultado da aquisição das medidas da deriva para um desvio de fase $\Delta\phi_s=0$ rad, pode ser visto no gráfico4.9. Este gráfico representa a deriva do bias em função da variação de temperatura e é apresentado na unidade de [V] e também na unidade equivalente de $[^{\circ}/h]$. O fator de conversão é o mesmo utilizado na seção $4.1, 1V \equiv 36000^{\circ}/h$.

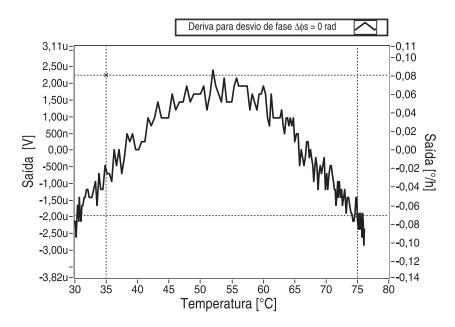


Fig. 4.9: Deriva do *bias*, sem compensação ($\Delta \phi_s = 0$ rad).

Observa-se que a deriva para o desvio de fase $\Delta\phi_s=0$ rad, possui um comportamento não linear de formato parabólico, com uma variação máxima de $4,2\mu V$ ou no equivalente $0,15^\circ/h$.

4.2.2 Determinação do parâmetro estabilidade do fator de escala

O gráfico da variação do fundo de escala em função da variação da temperatura é apresentado na forma de unidade relativa [u.r.] (referenciada pela saída correspondente em $55^{\circ}C$) e também na unidade de partes por milhão, [ppm].

No gráfico 4.10, observa-se que a estabilidade do fator de escala, para o desvio de fase $\Delta \phi_s = 0,6$ rad, possui uma variação máxima de ± 1000 ppm para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$.

Neste mesmo gráfico pode ser observado, uma pequena variação das medidas, na faixa de $70^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$, trata-se de um sinal espúrio de grande amplitude que produz esse distúrbio das medidas. Este será apresentando com mais detalhes no Capítulo 5.

Com a aquisição das duas curvas de calibração (offset e fundo de escala), foram criadas as duas tabelas de compensações (*bias* e fator de escala), que foram inseridas no microcontrolador ARM7. Após essa etapa, seguiu-se com a verificação da compensação da deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala. Foram realizados os ensaios com diferentes desvios de fase ($\Delta \phi_s = \pm 0, 6$ rad,

 $\Delta\phi_s=\pm0,5$ rad, $\Delta\phi_s=\pm0,3$ rad e $\Delta\phi_s=0$ rad), afim de verificar se o método corrige toda a curva de resposta. .

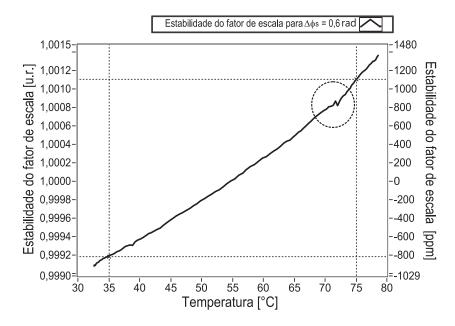


Fig. 4.10: Estabilidade do fator de escala, sem compensação ($\Delta \phi_s = 0.6$ rad).

4.2.3 Compensação da deriva do bias

Conforme visto na seção 4.2.1 o circuito eletrônico possui uma deriva do bias de $4,2\mu V$ ou $0,15^{\circ}/h$ para faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$. Após a realização da compensação, através do método look up table descrito na seção 3.4, obteve-se como resultado o gráfico 4.11.

Como pode ser observado, essa técnica conseguiu diminuir a deriva do bias de $4,2\mu V$ para $1,8\mu V$ ou $0,065^\circ/h$ aproximadamente, ou seja, uma redução de 2 vezes. Note que se o intervalo de temperatura fosse limitado entre $40^\circ C$ à $70^\circ C$ essa deriva ficaria restringida a valores menores do que $1,2\mu V$.

Neste ponto é importante salientar que a conversão, devido aos filtros digitais implementados no ARM7, resultavam em palavras binárias de 23 bits. O que corresponde a uma resolução de $\frac{2V}{2^{23}}=\pm238nV$.

Portanto observa-se no gráfico compensado da deriva do *bias* (figura 4.11) que os valores compensados, atingem valores próximos a resolução do conversor A/D.

4.2.4 Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta\phi_s=\pm0,6$ rad

Conforme visto na seção 4.2.2 o circuito eletrônico possui uma estabilidade do fator de escala de ± 1000 ppm para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$. Após a realização da compensação, através do método *look up table* descrito na seção 3.4, obteve-se como resultado o gráfico 4.12.

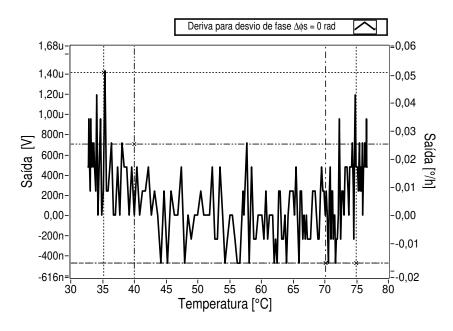


Fig. 4.11: Compensação da deriva do bias, $\Delta \phi_s = 0$ rad.

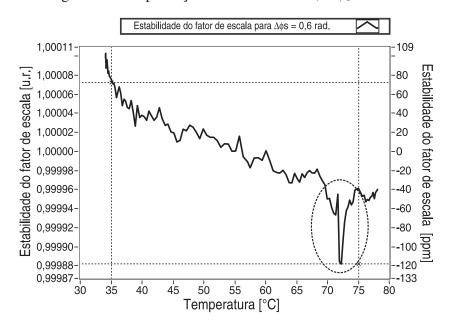


Fig. 4.12: Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ =0,6 rad.

Realizado o ensaio com $\Delta\phi_s=0.6$ rad, verificou-se que houve a compensação da estabilidade do fator de escala, conforme pode ser observado no gráficos 4.12. Observa-se que o método melhorou a estabilidade em 10 vezes aproximadamente, a qual passou de ± 1000 ppm para ± 95 ppm.

Neste gráfico também é possível observar o distúrbio nas medidas causado pelo sinal espúrio. Como o método *look up table* utiliza um ajuste polinomial, este realiza uma média sobre os pontos da curva ajustando o melhor polinômio. Dessa forma, ao ser realizado uma nova medida, após a aquisição da medida de calibração, o distúrbio aparece novamente pois não foi compensado. Vi-

sualmente este aparece em proporções relativas maiores do que no gráfico sem correção, figura 4.10, devido a diminuição da estabilidade do fator de escala.

Observe também que se não ocorresse o distúrbio nas medidas devido ao sinal espúrio, a estabilidade do fator de escala ficaria restringida a valores próximos de ± 70 ppm.

Foi realizado um ensaio com $\Delta \phi_s = -0.6$ rad, afim de verificar se a técnica compensava o extremo negativo de taxa de rotação. Obteve-se pelo gráficos 4.13 que o método também compensou a estabilidade do fator de escala no outro extremo de taxa de rotação, que passou a ser de ± 75 ppm.

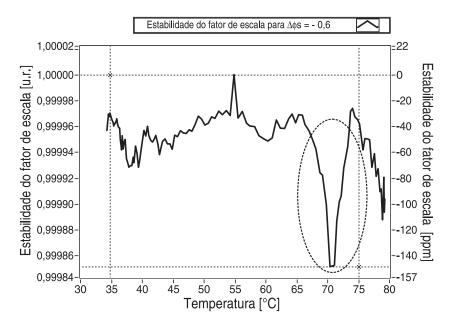


Fig. 4.13: Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = -0,6 rad.

Novamente observe que se não ocorresse o distúrbio nas medidas causado pelo sinal espúrio, a estabilidade do ganho da deriva ficaria restringida a valores próximos de ± 30 ppm.

4.2.5 Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta\phi_s=\pm0,3$ rad

Um ensaio com $\Delta\phi_s$ = 0,3 rad (valor intermediário entre $\Delta\phi_s$ = 0 rad) e o fundo de escala $\Delta\phi_s$ = $\pm 0,6$ rad)) foi realizado no intuito de verificar a eficacia do método para valores intermediários da curva de resposta. Observa-se no gráfico 4.14 que, novamente o mesmo algoritmo minimizou a estabilidade do fator de escala, que passou a ser de ± 175 ppm aproximadamente, ou seja uma melhora de aproximadamente 6 vezes. Note também que o sinal espúrio também aparece nesta taxa de rotação no intervalo de temperatura $70^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$.

Foi realizado também um ensaio com $\Delta\phi_s$ = -0,3 rad (valor intermediário entre $\Delta\phi_s=0$ rad) e $\Delta\phi_s=-0,6$ rad)).Observa-se no gráfico 4.15 que, novamente o mesmo algoritmo minimizou a estabilidade do fator de escala, que passou a ser de ± 90 ppm aproximadamente.

Assim, com estes experimentos, ($\Delta\phi_s=0.3$ rad e $\Delta\phi_s=-0.3$ rad) pode ser observado que a técnica utilizada compensa tanto valores positivos de desvio de fase quanto negativos. Por outro lado os dados obtidos neste ensaio, mostraram que a compensação da estabilidade do fator de escala resultou em valores maiores do que nos ensaios no fundo de escala, pois para este ensaio obteve-se

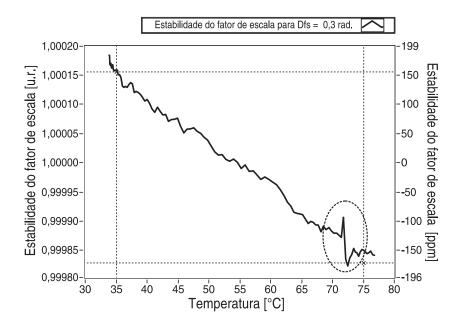


Fig. 4.14: Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = 0,3 rad.

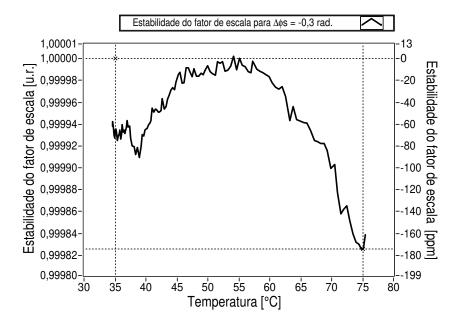


Fig. 4.15: Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = -0,3 rad.

 ± 175 ppm para o desvio de fase $\Delta\phi_s=0.3$ rad e ± 90 ppm para o desvio de fase $\Delta\phi_s=-0.3$ rad e para o fundo de escala $\Delta\phi_s=0.6$ rad obteve-se ± 95 ppm e para $\Delta\phi_s=-0.6$ rad obteve-se ± 70 ppm. Assim como o mesmo algoritmo não compensou da mesma forma todo a faixa de desvio de fase, pode-se concluir que existe uma pequena dependência da linearidade da resposta do circuito eletrônico com a temperatura.

4.2.6 Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta\phi_s=\pm0,5$ rad

Outro experimento com $\Delta\phi_s$ = 0,5 rad e $\Delta\phi_s$ = -0,5 rad foi realizado, afim verificar o comportamento próximo ao fundo de escala.

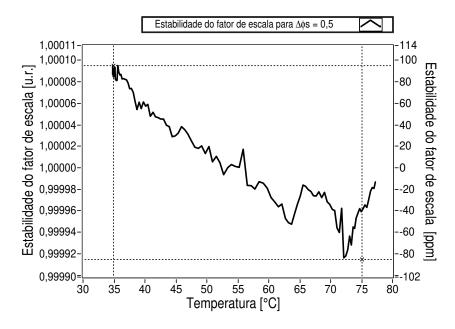


Fig. 4.16: Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = 0,5 rad.

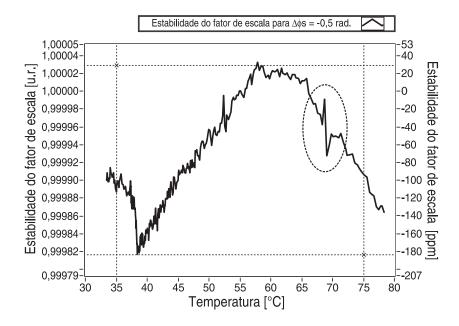


Fig. 4.17: Compensação da estabilidade do fator de escala para $\Delta \phi_s$ = -0,5 rad.

Nos gráficos 4.16 e 4.17 pode-se observar que, assim como ocorreu na compensação da variação do fator de escala no fundo de escala, o mesmo algoritmo utilizado nestas compensações corrigiu a

variação do fator de escala nos desvios de fase $\Delta\phi_s=0,5$ rad e $\Delta\phi_s=-0,5$ rad. Que passaram a ser de ± 80 ppm e ± 100 ppm aproximadamente. Observa-se que a estabilidade do ganho encontrada é muito próxima a do fundo de escala, isso se deve, a proximidade dos desvios de fase, onde a linearidade da resposta do circuito eletrônico são bem próximas.

4.3 Chave analógica alternativa

Neste trabalho realizou-se a substituição da chave analógica DG613DY do fabricante *Vishay* pela chave analógica ADG613 do fabricante *Analog Devices*. A chave analógica era o único componente que utilizava uma fonte de 12V em todo o circuito. A substituição deste componente teve como intuito a diminuição do custo do equipamento, pois as fontes com especificações espaciais têm um custo muito elevado.

Chave	Fabricante	Encap.	VDD	VL	T.on Max	T.off Max
DG613DY	Vishay	SOIC	5V à 21V	4V to VDD	30ns	25ns
ADG613	Analog Device	TSSOP	2,7V à 5,5V	NC	90ns	50ns

Tab. 4.4: Comparativo entre as chaves analógicas

Então procurou-se outra chave que utilizasse uma alimentação de 5V e -5V como todo o restante do circuito. A chave escolhida tem características muito semelhantes. A tabela 4.4 ilustra a comparação entre as duas chaves.

4.3.1 Comparação entre as chaves analógicas

Nota-se que a nova chave possui um tempo de atraso maior do que a chave antiga, como pode ser visto na tabela 4.4. Outro fator importante é a maior dependência do tempo de atraso com a temperatura, já que a nova chave possui uma dependência duas vezes maior que a da chave anterior.

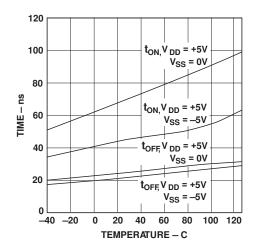


Fig. 4.18: Folha de dados temperatura vs. tempo de atraso das chaves analógicas ADG613

Além da troca da chave analógica, foi necessária a troca do resistor R4 de 120Ω por 10Ω , e trocouse também os capacitores do filtro analógico, C84 e C85 de 150pF por 530pF, para diminuir o efeito da injeção de carga de capacitâncias parasitas da chave analógica.

Após a troca da chave foram realizados os testes de verificação da deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala com a temperatura. Os seguintes gráficos foram obtidos com esse experimento, a figura 4.19 ilustra a deriva do *bias* em função da temperatura e a figura 4.20 ilustra a estabilidade do fator de escala em função da temperatura.

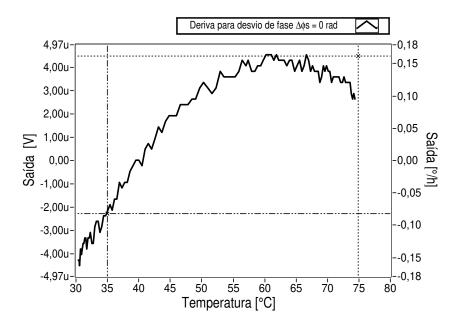


Fig. 4.19: Deriva do *bias*, ($\Delta \phi_s = 0$ rad).

Comparando os gráficos da deriva do *bias* da chave anterior e da chave alternativa, figuras 4.9 e 4.19, observa-se um pequeno aumento na deriva do *bias*, que era de $4.2\mu V$ $(0, 15^{\circ}/h)$ e passou a ser de $6.6\mu V$ $(0, 24^{\circ}/h)$ para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$.

Analisando agora os gráficos da estabilidade do fator de escala, também observa-se o mesmo comportamento, porém com uma pequena diminuição na estabilidade, que era de ± 1000 ppm e passou a ser de ± 800 ppm, para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$.

Como em ambas análises com as chave, o comportamento é praticamente o mesmo, espera-se que a compensação diminua o *bias* e corrija a estabilidade do fator de escala, aproximando ainda mais os resultados pós correção.

As figura 4.22 e 4.21 mostram os resultados da compensação da deriva térmica, utilizando o método *look up table*, descrito na seção 3.10.

Conforme previsto, a compensação minimizou as pequenas diferenças de deriva de bias e da estabilidade do fator de escala, entre as duas chaves. Após compensação a deriva do bias foi minimizada de $6,6\mu V$ $(0,24^{\circ}/h)$ para $0,9\mu V$ $(0,03^{\circ}/h)$, ou seja, uma redução de 7 vezes. Nota-se que assim como ocorreu com a outra chave, os valores de bias após compensação ficaram bem próximos ao limite dos 23 bits do conversor A/D. Também pode ser observado uma melhora significativa na estabilidade do fator de escala que passou de ± 800 ppm para ± 90 ppm, ou seja uma melhora na estabilidade de 9 vezes aproximadamente.

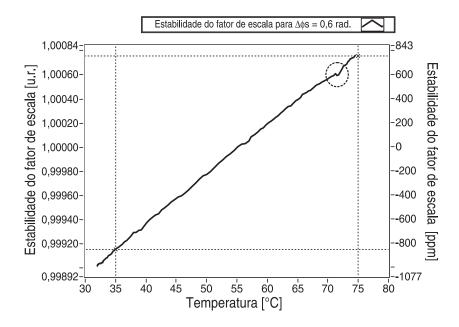


Fig. 4.20: Estabilidade do fator de escala, ($\Delta \phi_s = 0.6$ rad).

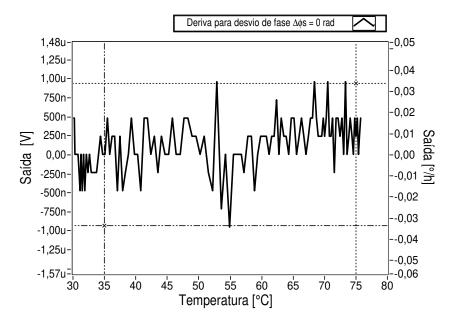


Fig. 4.21: Compensação da deriva do *bias*, ($\Delta \phi_s = 0$ rad).

Comparando os resultados dos gráficos 4.21 e 4.22 com 4.11 e 4.12, observa-se que a compensação da chave analógica alternativa, apresenta resultados um pouco melhores do que o ensaio com a chave anterior.

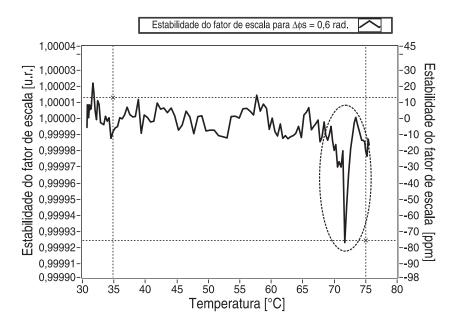


Fig. 4.22: Compensação da estabilidade do fator de escala, ($\Delta \phi_s$ = 0,6 rad).

4.4 Linearização da resposta do circuito eletrônico

As curvas obtidas foram adquiridas utilizando uma profundidade de modulação de $\phi_m = 2,4048$. O processo de aquisição é descrito na seção 3.5. Na figura 4.23 está plotada a saída do circuito eletrônico, a reta ideal de linearização e o erro de linearidade da saída do circuito eletrônico em relação à reta ideal.

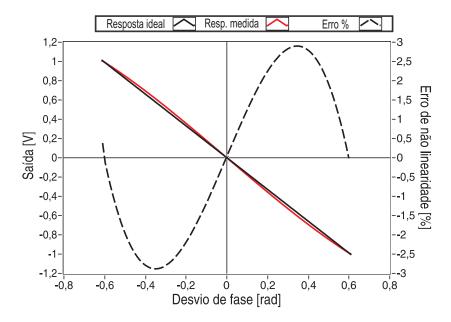


Fig. 4.23: Saída sem a correção da linearidade

Após a construção da tabela de correção da não linearidade, utilizando o método *look up table* e a sua inserção no *firmware* do microcontrolador, realizou-se novamente as medidas e obteve-se o gráfico da resposta do circuito eletrônico compensada, figura 4.24. Observa-se pelos gráficos dos erros uma melhora da ordem de duas grandezas na linearização, passando de um erro de $\pm 3\%$ para $\pm 0,03\%$ em relação ao fundo de escala.

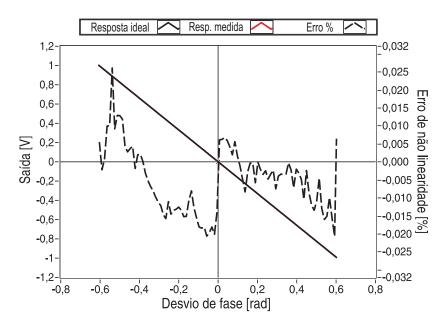


Fig. 4.24: Saída com a correção da linearidade

Capítulo 5

Dificuldades encontradas nos ensaios

Discorre-se agora, sobre as dificuldades encontradas na etapa de aquisição de sinais. Surgiram ruídos externos e ocorreram comportamentos inesperados dos componentes eletrônicos, por exemplo o comportamento duplo nas medidas da deriva do *bias* com e sem o curto na entrada diferencial do conversor A/D.

Apesar destes problemas terem ocorrido durante os experimentos, foi possível desenvolver a técnica de compensação da deriva térmica e da linearização, obtendo resultados confiáveis e coerentes como pôde ser visto no capítulo 4.

Comenta-se agora sobre estes problemas, evidenciando-se as soluções encontradas e no caso dos problemas não solucionados são fornecidos detalhes que poderão ser utilizados em trabalhos futuros.

5.1 Mudança no comportamento da deriva do bias

Durante o desenvolvimento do programa de aquisição e análise de dados ocorreu um sobreaquecimento da placa de condicionamento e processamento de sinais do girômetro. Após este incidente ocorreu uma modificação do comportamento do sinal mensurado com relação à variação de temperatura.

Os primeiros ensaios de deriva do *bias* realizados utilizaram um curto na entrada diferencial do conversor A/D, através da chave ADG601, diagrama de blocos da figura 3.3. Como o sobreaquecimento ocorreu durante estes ensaios, não foi possível comparar a mudança de comportamento nas outras configurações (ensaio da deriva de *bias* sem curto na entrada do conversor A/D e estabilidade do fator de escala), pois não havia dados existentes para comparação. Esta mudança do sinal com curto na entrada do conversor A/D é detalhado na seção 5.1.1.

Além da mudança de comportamento no ensaio com curto na entrada do conversor A/D, os ensaios posteriores de deriva do *bias* sem o curto mostraram também um comportamento inesperado. Observou-se que as curvas de medidas possuíam dois comportamentos distintos, sendo que eles se alternavam aleatoriamente sem causa conhecida. Este comportamento da deriva de *bias* sem curto na entrada do conversor A/D está detalhado na seção 5.1.2.

5.1.1 Mudança no comportamento da deriva do *bias* com curto na entrada diferencial do conversor A/D

Os primeiros experimentos com a placa de aquisição foram realizados utilizando um gerador de sinais que aproximava o sinal de Sagnac com desvio de fase $\Delta\phi_s=0$, por uma senoide. Os primeiros experimentos com a placa de aquisição foram realizados utilizando um gerador de sinais que aproximava o sinal de Sagnac com desvio de fase $\Delta\phi_s=0$, por uma senoide. Os primeiros experimentos com a placa de aquisição foram realizados utilizando um gerador de sinais que aproximava o sinal de Sagnac com desvio de fase $\Delta\phi_s=0$, por uma senoide. Os primeiros experimentos com a placa de aquisição foram realizados utilizando um gerador de sinais que aproximava o sinal de Sagnac com desvio de fase $\Delta\phi_s=0$, por uma senoide. Curto circuitando a entrada diferencial do conversor A/D através da chave analógica ADG601, realizou-se o ensaio e obteve-se a seguinte curva, figura 5.1.

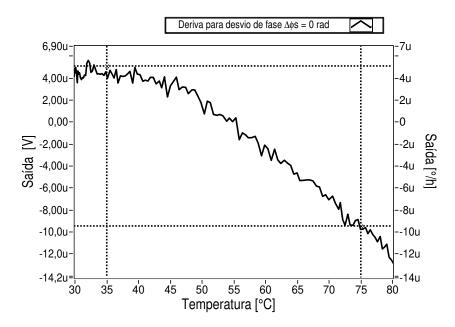


Fig. 5.1: Deriva do bias com curto na entrada diferencial do conversor A/D, antes do sobreaquecimento

Após um sobreaquecimento acidental da placa de condicionamento, que passou de $100^{\circ}C$ durante os ensaios, o comportamento do sinal foi modificado, como pode ser observado na figura 5.2.

Assim, pode ser observado nos gráficos que o sinal passou de uma deriva de *bias* com curto na entrada diferencial do conversor A/D de $14\mu V$ para $17\mu V$, ou seja, um aumento na deriva de $3\mu V$. Além disso, é possível notar uma modificação no formato da curva, que antes era levemente curvada e passou a ser uma reta.

5.1.2 Comportamento anômalo da deriva de *bias* sem curto na entrada diferencial do conversor A/D

Após os experimentos com a deriva de *bias* com curto na entrada do conversor A/D, observou-se um comportamento inesperado do deriva de *bias* sem o curto. Foram obtidas duas curvas diferentes de

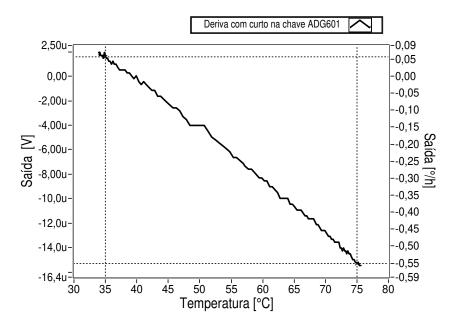


Fig. 5.2: Deriva do bias com curto na entrada diferencial do conversor A/D, após o sobreaquecimento

deriva do *bias*: uma com um formato parabólico e outra na forma de reta, como pode ser observado nas figuras 4.9 e 5.3. Não foi possível encontrar uma explicação para o fenômeno, devido ao fato dos dois comportamentos se alternarem de forma aleatória e sem nenhuma causa aparente, ou seja, o realizar-se um experimento aquecendo e resfriando a placa, no próximo ensaio não era possível prever qual seria o comportamento da curva de resposta, pois sem realizar nenhuma modificação o comportamento da curva se modificava.

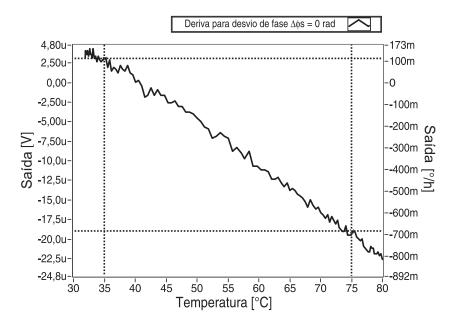


Fig. 5.3: Primeiro comportamento da deriva do *bias* sem curto na entrada diferencial do conversor A/D

5.2 Loop de terra 59

Contudo, não tendo sido observado nenhum outro comportamento da deriva do *bias*, fora os dois mencionados, para este trabalho, escolheu-se o comportamento parabólico e realizou-se a compensação da deriva do *bias*, afim de comprovar a eficiência do método de compensação.

Devido à falta de uma placa sobressalente, não foi possível investigar este fenômeno, portanto utilizou-se esta mesma placa para todos os ensaios. O comportamento duplo da deriva de *bias* não pôde ser corrigido, pois não foi encontrado uma explicação para o problema.

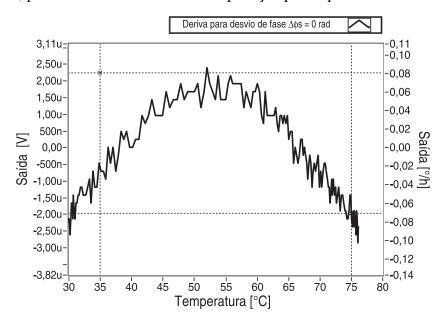


Fig. 5.4: Segundo comportamento da deriva do *bias* sem curto na entrada diferencial do conversor A/D

5.2 Loop de terra

Loop de terra é o circuito formado entre dois pontos de terras, no qual, uma corrente flui através deste, criada pela diferença de potencial existente entre eles. Afim de ilustrar, a figura 5.5 mostra um sistema aterrado em dois pontos diferentes, com uma diferença de potencial entre os dois terras. Esta diferença de potencial pode causar um ruído de tensão indesejado no circuito, pois circulará uma corrente entre o terra dos circuitos [24].

A corrente que circula entre os terras depende de Vg, e como esta geralmente é de característica aleatória. A distribuição das correntes na entrada ou saída dos circuitos conectados, será então perturbada de forma aleatória acrescendo um ruído ao circuito de processamento que acaba por degradar sua performance.

Verificou-se nos gráficos obtidos nos primeiros ensaios que o ruído mensurado era muito grande. Afim de eliminar este problema, foram montados vários sistemas para isolar as possíveis causas.

Inicialmente a primeira hipótese foi de que o gerador estaria gerando um ruído nas faixas de frequência de 100kHz. Portanto trocou-se o gerador da Agilent pelo sintetizador. Então, mediu-se a estabilidade de cada um dos geradores. A troca de equipamentos não surtiu os resultados esperados, pois aumentou o ruído, deteriorando ainda mais a aquisição do sinal.

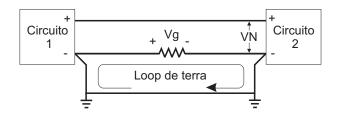


Fig. 5.5: Loop de terra entre dois circuitos

Assim partiu-se para a hipótese de que um loop de terra poderia estar introduzindo ruído no circuito. Foram isolados todos os equipamentos da rede, através de um transformador, e utilizando-se a outra saída digital RS-485, da placa de processamento de sinais, que é isolada, o problema foi solucionado. Portanto, para realizar medidas utilizando um gerador de forma de ondas arbitrárias, é necessário que se utilize a saída isolada da placa de processamento e condicionamento de sinais.

5.3 Repetibilidade do sinal de entrada

Uma dificuldade encontrada para realização do experimento foi a repetibilidade do sinal de entrada, tanto para medir a deriva do *bias* quanto para a estabilidade do fator de escala. Pequenas mudanças, como um *offset* entre uma medida e outra puderam ser observadas, sendo observado uma variação maior para $\Delta_{\phi s}=0,6$ rad do que $\Delta_{\phi s}=0$ rad.

Para mostrar este problema, foram realizados ensaios aleatórios em diferentes dias e horários. A profundidade de modulação, utilizada nestes ensaios, foi $\phi_m = 2,4048$ e o gerador utilizado foi o HP33120A, o mesmo utilizado para os ensaios de calibração de temperatura.

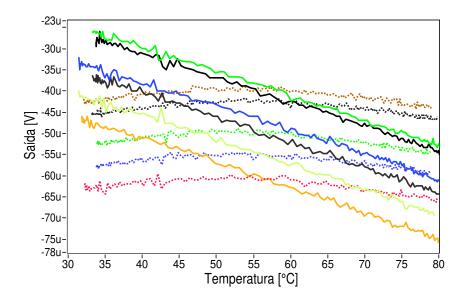


Fig. 5.6: Repetibilidade do sinal com $\Delta_{\phi s} = 0$ rad

A figura 5.6 ilustra 11 ensaios realizados em diferentes dias e horários utilizando $\Delta_{\phi s}=0$ rad.

Pode-se observar no gráfico, os dois comportamentos descritos na seção 5.1, onde ocorre uma mudança, sem causa conhecida, do comportamento das medidas.

Além disso observa-se o *offset* entre as medidas, com uma variação do nível de tensão entre uma curva e outra, de aproximadamente $25\mu V$, considerando a variação para um mesmo comportamento.

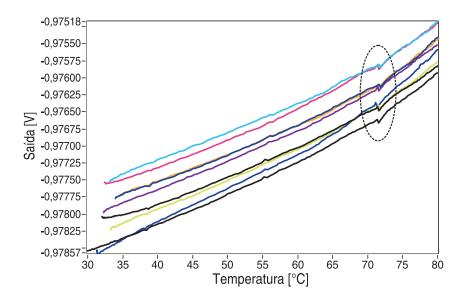


Fig. 5.7: Repetibilidade do sinal com $\Delta_{\phi s} = 0, 6$ rad

Para a figura 5.7 foram obtidas 9 curvas em diferentes dias e horários, utilizando $\Delta_{\phi s}=0,6$ rad. Observa-se que o comportamento se repete dentro de uma faixa de 1mV. Neste gráfico pode ser constatada a presença do sinal espúrio descrito na seção 5.4, que aparece em todas as curvas de medida de fundo de escala.

A causa para o offset encontrado nas medidas, foi a de erros provenientes dos geradores de função, que poderiam estar modificando o sinal emulado, devido a variação de temperatura da sala e tempo de estabilização do circuito interno dos mesmos.

5.4 Sinal espúrio nas medidas da estabilidade do fator de escala

Nos gráficos de fundo de escala pode ser observado um sinal espúrio na faixa de $70^{\circ}C$ a $75^{\circ}C$, este foi notado somente nos ensaios de estabilidade do fator de escala e não nos ensaios de deriva do bias. Mesmo após a troca da chave analógica, o mesmo continuou a aparecer na mesma intensidade e forma.

Como pode ser visto, o sinal espúrio faz o sinal de Sagnac variar em $400\mu V$ de pico a pico. Esta variação na amplitude pode ser observada nos gráficos de fundo de escala do capítulo 4.

O sinal espúrio observado durante o experimento, é apresentado na figura 5.8. Esta figura foi obtida em tempo real, durante a aquisição do sinal. Sendo assim as escalas do gráfico, são de tensão vs. tempo, pois o programa de aquisição mostrava o sinal em função do tempo, enquanto a adquisição de temperatura era atualizada também em tempo real, porém em outro indicador.

Não foi possível encontrar uma explicação para o fenômeno, pois seria necessário um estudo específico sobre o tema, não sendo este o propósito do trabalho.

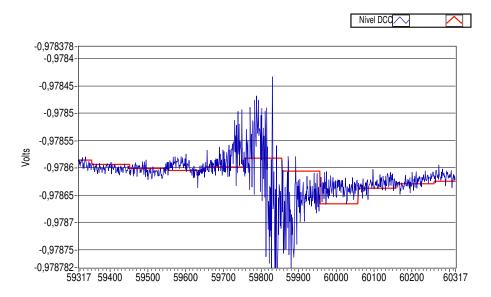


Fig. 5.8: Sinal espúrio no ensaio de fundo de escala

Capítulo 6

Sugestões para trabalhos futuros

Sugere-se para trabalhos futuros, que sejam realizados testes com outras chaves analógicas, amplificadores operacionais, comparadores e conversores A/D, pois dispositivos que empregam novas tecnologias, já estão sendo oferecidas pelos fabricantes. Realizando uma pesquisa em sites de fabricantes (*Texas Instruments, National Semiconductor, Linear Technology e Analog Devices*) foram encontrados amplificadores operacionais e comparadores mais modernos, com menor offset e menor *drift*.

As tabelas abaixo contém os componentes pesquisados. A tabela 6.1 apresenta os amplificadores operacionais, a tabela 6.2 apresenta os comparadores, a tabela 6.3 apresenta as chaves analógicas e a tabela 6.4 apresenta os conversores A/D. Os primeiros itens de cada tabela (itens em negrito) são os componentes atuais do circuito, e os componentes em destaque (itens em itálico) são os componentes sugeridos.

Modelo	Fabricante	Max.Off.Volt.	Typ.Off.Drift	Max.Off.Drift	Volt.Noise	Den.V.Noise
LMP2012	National	$60\mu V$	$0.015\mu V/^{\circ}C$	-	-	$35nV\sqrt{Hz}$
LTC2050	Linear	$3\mu V$	-	$0,03\mu V/^{\circ}C$	$1,5\mu V$	-
TLC2652	Texas	$1\mu V$	$0,003\mu V/^{\circ}C$	$0,03\mu V/^{\circ}C$	$2,8\mu V$	$35nV\sqrt{Hz}$
AD8628	Analog Devices	$5\mu V$	$0,002\mu V/^{\circ}C$	$0,02\mu V/^{\circ}C$	$0,5\mu V$	$22nV\sqrt{Hz}$
LMP2021	National	$10\mu V$	$0,001\mu V/^{\circ}C$	$0,02\mu V/^{\circ}C$	-	$35nV\sqrt{Hz}$

Tab. 6.1: Amplificadores operacionais

Modelo	Fabricante	Max.Off.Volt.	Typ.Off.Drift	Max.Off.Drift	Delay T. Typ.	Delay T. Max.
TL3016	Texas	3mV	$-4,5\mu V/^{\circ}C$	-	$7,8\mu s$	11,2ns
TL3116	Texas	3mV	$-2,8\mu V/^{\circ}C$	-	$9,9\mu s$	14ns

Tab. 6.2: Comparadores

Para futuras pesquisas, propõe-se que seja dado continuidade ao processo de compensação da deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala e da linearização do circuito, incluindo o circuito óptico. Uma vez que o sistema de aquisição e cálculo das tabelas de compensação já estejam

Modelo	Fabricante	Turn on time typ.	Turn off time typ.	Charge Injection
DG613	Vishay	12ns	8ns	4pC
ADG611	Analog Devices	45ns	25ns	-0,5pC

Tab. 6.3: Chaves analógicas

Modelo	Fabricante	Data Output Rate	Offset Drift	Gain Drift.
ADS1255	Burr Brown	30KSPS	$\pm 95nV/^{\circ}C$	$\pm 0.8ppm/^{\circ}C$
ADS1274	Texas	128kSPS	$0.8\mu V/^{\circ}C$	$1,3ppm/^{\circ}C$
AD7765	Analog Devices	156kSPS	$60nV/^{\circ}C$	$0.5ppm/^{\circ}C$
AD7767	Analog Devices	128kSPS	$15nV/^{\circ}C$	$0,4ppm/^{\circ}C$

Tab. 6.4: Conversores A/D

desenvolvidos, o processo de calibração da parte óptica tornar-se-á extensão deste trabalho. Além disso, sugere-se que seja realizado um estudo detalhado para investigação das principais causas da dependência térmica da estabilidade do fator de escala.

Outra sugestão para estudos futuros é que sejam repetidos os ensaios com outras placas, a fim de se verificar a ocorrência dos fenômenos observados na placa testada em outros exemplares. Finalmente, realizar estudos específicos para encontrar as explicações para o aparecimento do sinal espúrio entre a faixa de temperatura de $70^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$ e também do comportamento anômalo da deriva do *bias*, que em determinado momento apresentava como resposta uma curva com formato parabólico e em outro uma curva com formato de uma reta, alternando-se sem causa conhecida.

Capítulo 7

Conclusões

Os sistemas de navegação inerciais necessitam de equipamentos de alto desempenho para orientar um veículo durante longos trajetos. Para isso é necessário que os sensores que constituem a unidade de navegação inercial sejam confiáveis e precisos. Para que estes sensores possam atingir tais características é necessário que sejam construídos com o que houver de melhor em termos de componentes.

O ponto principal deste trabalho, foi o desenvolvimento do processo de calibração da compensação das derivas do *bias* e da estabilidade do fator de escala em função da variação de temperatura e da linearização da resposta do circuito eletrônico. Para o desenvolvimento desta etapa foi utilizado a linguagem de programação LabVIEW [®], onde foi criado um software para aquisição/armazenagem de dados, cálculo de tabelas de compensação para deriva do *bias* e da estabilidade do fator de escala, linearização da resposta do circuito eletrônico e emulação do circuito óptico.

O software de emulação do circuito óptico desenvolvido, controla um gerador de onda arbitrarias e calcula a saída do fotodiodo através da expressão teórica. Os resultados da emulação, quando comparados com os valores simulados da expressão teórica, apresentaram um erro de apenas 0,02%.

Os resultados da compensação de temperatura da placa de processamento de sinais do girômetro a fibra óptica mostraram uma melhora significativa na performance da placa de processamento, diminuindo o efeito da deriva do bias, de $4,2\mu V$ para $1,8\mu V$, ou seja, uma melhora na precisão de 2 vezes para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$ e ± 1000 ppm para ± 175 ppm na estabilidade do fator de escala, ou seja, uma melhora na estabilidade de aproximadamente 6 vezes para uma faixa de temperatura de $35^{\circ}C$ à $75^{\circ}C$. Com isso pode-se validar o método proposto para compensação dos efeitos da variação da temperatura. Este método mostrou-se ainda uma forma eficaz na compensação da deriva do bias e da estabilidade do fator de escala, com a realização de apenas duas medidas ($\Delta\phi_s=0$ rad e fundo de escala $\Delta\phi_s=0,6$ rad), foi possível estabelecer a compensação para toda faixa de desvios de fase.

Nos ensaios realizados com desvio de fase intermediários $\Delta \phi_s = \pm 0, 3$, observou-se a dependência da linearidade com a temperatura, onde a compensação da estabilidade do fator de escala não obteve os mesmos resultados que a compensação do fator de escala no fundo de escala.

A linearização da resposta da placa eletrônica pelo método de tabela também atingiu o objetivo, e mostrou-se um ótimo método de correção, melhorando os erros de $\pm 3\%$ para $\pm 0,03\%$ em relação ao fundo de escala, ou seja, uma melhora de duas ordens de grandeza na linearidade da resposta do circuito eletrônico.

Realizando uma breve comparação dos resultados obtidos quanto à classificação do girômetro mostrada na tabela 1.1, levando-se em conta que a parte óptica foi emulada, utilizando um fator de escala igual a 3,4s, verifica-se que o mesmo pertence à classe tática (deriva de bias entre 0,1 à $10^{\circ}/h$ e estabilidade do fator de escala entre 10 à 1000 ppm). Onde deriva do $bias = 0,15^{\circ}/h$ e estabilidade do fator de escala = ± 1000 ppm. Porém é importante salientar que, se for utilizado um circuito óptico com dimensões maiores, modificando o fator de escala, é possível obter valores mais precisos de deriva e estabilidade de fator de escala, pois as compensações realizadas neste trabalho foram realizadas no circuito eletrônico e este é intercambiável com outros circuitos ópticos.

Após a calibração da placa eletrônica observou-se que a performance do equipamento não atingiu ainda a classe inercial(deriva de $bias < 0.01^{\circ}/h$ e estabilidade do fator de escala < 5ppm), mas foi possível chegar mais próximo desta, com a deriva do $bias = 0.065^{\circ}/h$ e estabilidade do fator de escala = ± 175 ppm. Nota-se que é possível chegar a deriva de bias da classe inercial, utilizando-se um conversor A/D com maior resolução, porém será necessário um maior esforço na compensação da estabilidade do fator de escala, pois este se encontra muito acima dos parâmetros da classe inercial.

Um dos motivos que dificultou o melhor aprimoramento da calibração foram as dificuldades descritas no capítulo 5, como o distúrbio nas medidas pelo sinal espúrio e a repetibilidade do sinal. Atenuando-se estes problemas, é bastante provável atingir resultados melhores, pois as especificações dos componentes eletrônicos, segundo as folhas de dados, atendem os requisitos necessários para classe inercial.

Os ensaios realizados com a chave analógica alternativa também surtiram efeitos positivos. Nos ensaios realizados sem a compensação obteve-se uma deriva do bias $6,6\mu V$ $(0,24^{\circ}/h)$ e uma estabilidade do fator de escala de $(\pm 800 \mathrm{ppm})$. E após as compensações através dos métodos descritos neste trabalho obteve-se uma deriva do bias $0,9\mu V$ $(0,03^{\circ}/h)$, ou seja, uma melhora de aproximadamente 7 vezes e uma estabilidade do fator de escala de $(\pm 90 \mathrm{ppm})$ o que representa uma melhora de aproximadamente 9 vezes. Apesar de ser uma chave mais lenta, segundo a folha de dados, na prática não apresentou uma degradação do sinal de saída. Outro ponto positivo foi a necessidade de pouca mudança no circuito existente.

O objetivo da troca deste componente se deu pelo custo elevado de uma fonte com especificações espaciais, pois este circuito eletrônico faz parte de um girômetro a fibra óptica. Este é embarcado em aeronaves compondo o seu sistema de navegação inercial. Portanto as fontes de alimentação que alimentam o sensor também devem possuir especificações espaciais. Dessa forma, a troca da chave foi uma implementação importante neste trabalho.

Na seção de análise dos resultados foi possível verificar que os componentes de entrada da parte analógica não interferem significativamente na deriva térmica do circuito eletrônico. De modo oposto, através dos cálculos apresentados e dos ensaios realizados, foi possível concluir que o componente que mais interfere na deriva térmica é o conversor A/D. Portanto, encontrar um componente com melhor desempenho é de fundamental importância para minimizar os efeitos da deriva térmica.

Referências Bibliográficas

- [1] Barbour N. and Schmidt G. Inertial sensor technology trends. *Sensors Journal, IEEE*, 1:20–21, 1998.
- [2] Hervé Lefèvre. The Fiber-Optic Gyroscope. Artech House on Demand, 1993.
- [3] Burr-Brown. Very low noise 24-bit analog-to-digital converter. Technical report, Texas Instruments, November 2006.
- [4] Anthony Lawrence. *Modern Inertial Technology Navigation, Guidance and Control*. Springer, 1998.
- [5] W. K. M. Burns. Optical Fiber Rotation Sensing. Academic Press, Inc, 1994.
- [6] Hervé C. Lefèvre. Fundamentals of the interferometric fiber-optic gyroscope. *Optical Review*, 4(1A):20–27, 1997.
- [7] Elnatan Chagas Ferreira. *Nova Técnica de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial*. Tese de livre docência, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2001.
- [8] José Carlos Juliano de Almeida. Nova Técnica de Processamento de Sinais no Domínio do Tempo de Giroscópios Interferométricos de Sagnac a Fibra Óptica. Tese de doutorado, Unicamp, 2001.
- [9] Renato Cunha Rabêlo. Redução de ruído em giroscópios a fibra Óptica birrefringente. Tese de mestrado, Instituto Tecnológico de Aeronautica, 1998.
- [10] S. L. A. Carrara. *Drift Reduction in Optical Fiber Gyroscopes*. Tese de doutorado, Stanford University, 1988.
- [11] Chinlon L. Optical Fiber Gyroscope. In: Optoelectronic Technology and Lightwave Communications Systems. Van Nostrand Reinhold, 1989.
- [12] T. G. Giallorenzi and S. Ezekiel. Special issue on optical fiber sensors. *Optics News*, pages 11–47, 1989.
- [13] Trevor Martin. *The Insider's Guide To The Philips ARM7-Based Microcontrollers*. Hitex (UK) Ltd., February 2006.

- [14] National Semiconductor. Lm95071 spi/microwire 13-bit plus sign temperature sensor. Technical report, National Semiconductor Corporation, 2005.
- [15] Agilent Technologies Inc. Service Guide Agilent 33220A 20MHz Arbitrary Wave Form Generator, 2007.
- [16] Oswaldo Betat e Luigi Carro. Comparação entre métodos digitais de linearização utilizados em sistemas sensores embarcados. Tese de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2002.
- [17] Jeffrey Travis and Jim Kring. *LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun.* National Instruments Virtual Instrumentation Series. Prentice Hall PTR, 3 edition, 2007.
- [18] Richard Bitter Rick Bitter and Taqi Mohiuddin. *Advanced Programming Techniques with CDROM*. CRC Press, 2006.
- [19] Standards Committee of the IEEE Computer Society. Ieee standard for binary floating-pointarithmetic. Ansi, IEEE, March 21 1985.
- [20] Texas Instruments. Tl3016 utra-fast low power precision comparators. Technical report, Texas Instruments, March 2000.
- [21] Vishay. High-speed low-glitch d/cmos analog switches. Technical report, Vishay Siliconix, January 1999.
- [22] Sussumu co. Ltd. 0402/0603/0805 smd 0.1precision ultra reliable rg series. Technical report, Sussumu co. Ltd.
- [23] Sussumu co. Ltd. 0201/0402/0603 smd 0.1precision rr series. Technical report, Sussumu co. Ltd.
- [24] Henry W. Ott. Noise Reduction Techniques In Electronic Systems. Wiley-Interscience, 1988.

Apêndice A

Esquemático de fluxo do vi do programa principal

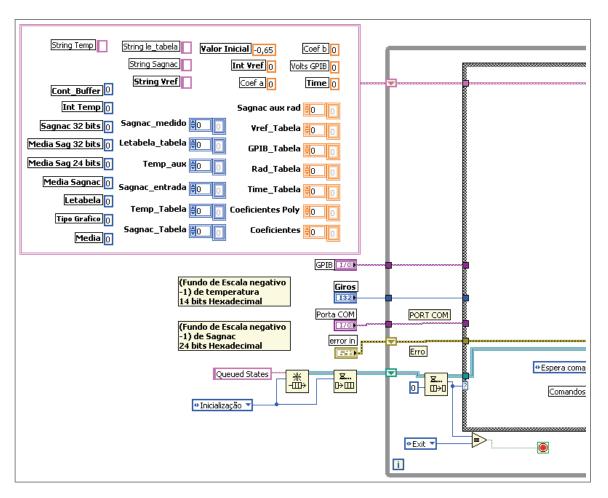


Fig. A.1: Esquemático de fluxo do vi - Parte A

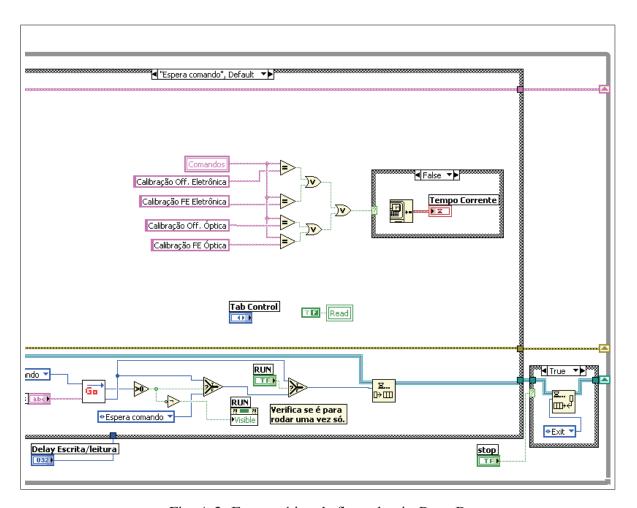


Fig. A.2: Esquemático de fluxo do vi - Parte B

Apêndice B Fluxograma do programa principal

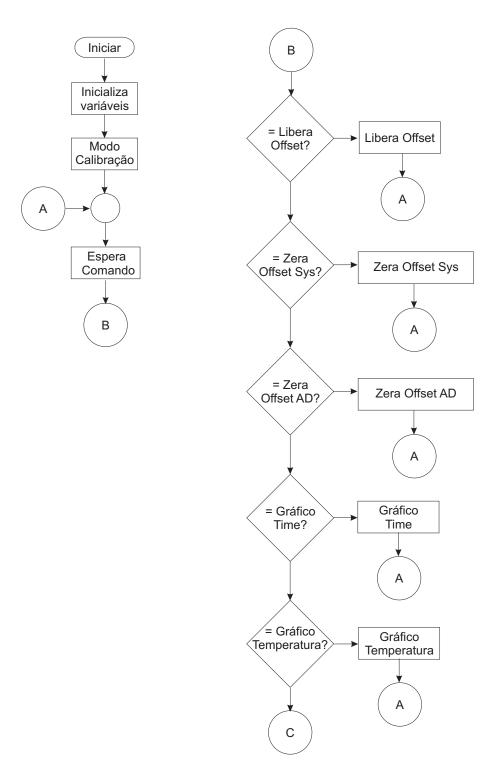


Fig. B.1: Fluxograma parte 1 - Programa controlador do Giro

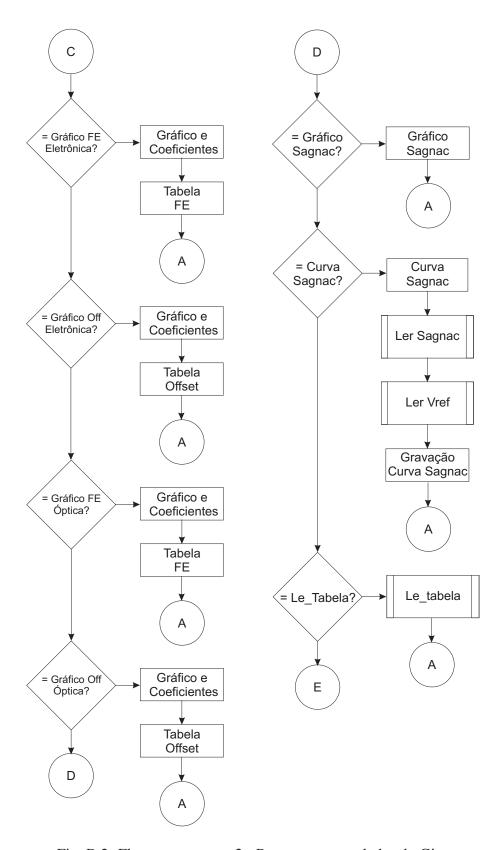


Fig. B.2: Fluxograma parte 2 - Programa controlador do Giro

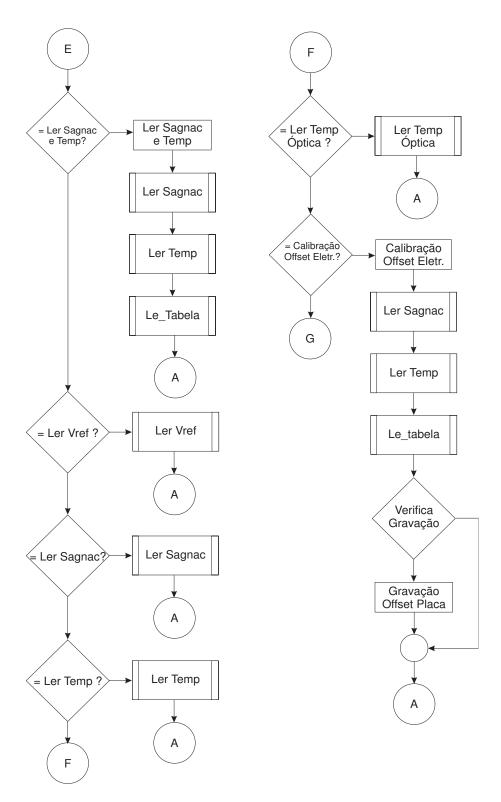


Fig. B.3: Fluxograma parte 3 - Programa controlador do Giro

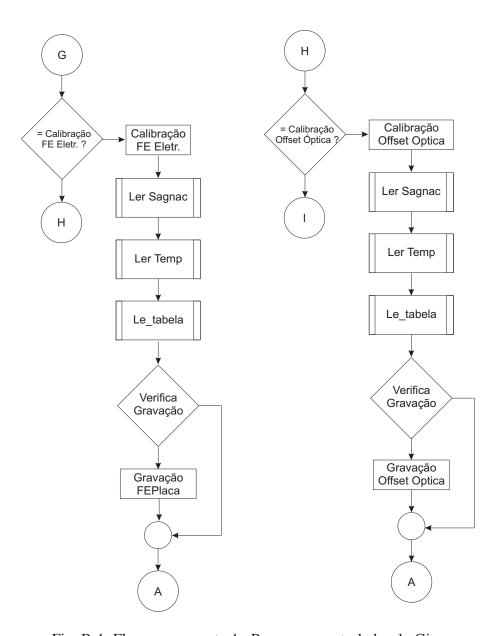


Fig. B.4: Fluxograma parte 4 - Programa controlador do Giro

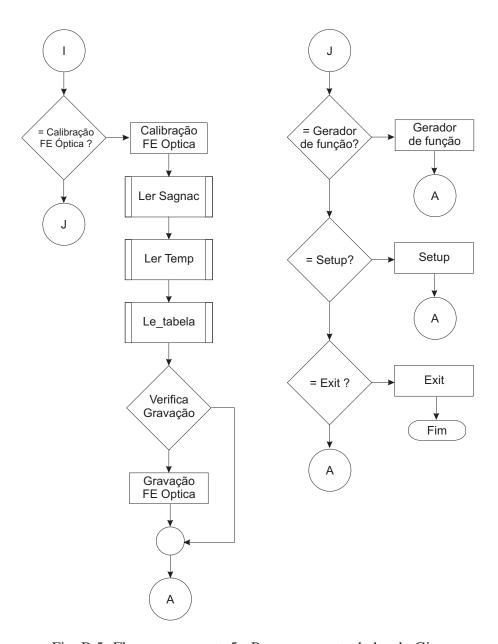


Fig. B.5: Fluxograma parte 5 - Programa controlador do Giro

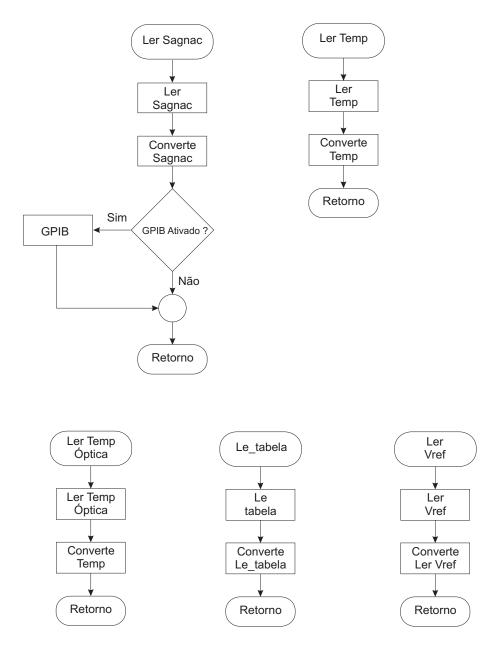


Fig. B.6: Fluxograma parte 6 - Programa controlador do Giro