

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA

Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de
Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica.

Fernando Ferreira de Melo

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Campinas, SP
Dezembro de 2009

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA

Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de
Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica.

Fernando Ferreira de Melo

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Estadual de Campinas,
como parte dos requisitos exigidos para obtenção
do título de doutor em Engenharia Elétrica.

Campinas
Dezembro de 2009

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

M491e **Melo, Fernando Ferreira de**
 Estudo e projeto de um sistema eletrônico de
 processamento de sinais de girômetros a fibra óptica
 com modulação dinâmica / Fernando Ferreira de
 Melo. --Campinas, SP: [s.n.], 2009.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Processamento de Sinais. 2. Detecção de Sinais.
3. Giroscópios. 4. Demodulação (Eletrônica). 5.
Interferômetros. I. Elnatan Chagas Ferreira. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: The study and design of an electronic system for signal
processing of fiber optic gyroscopes with a dynamic
modulation

Palavras-chave em Inglês: Signal Processing, Signal Detection, Gyroscope,
Electronic Demodulation, Interferometer

Área de concentração: Eletrônica, microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Antônio Siqueira Dias, Wilmar Bueno de Moraes,
Josiel Urbaninho de Arruda, Renato Cunha Rabelo

Data da defesa: 10/12/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

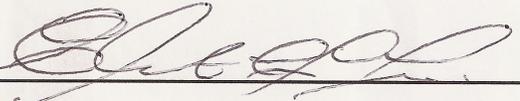
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Fernando Ferreira de Melo

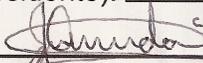
Data da Defesa: 10 de dezembro de 2009

Título da Tese: "Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica"

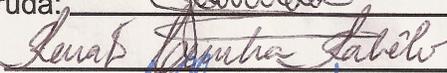
Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente):



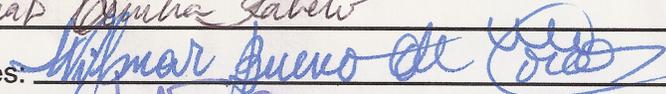
Dr. Josiel Urbaninho de Arruda:



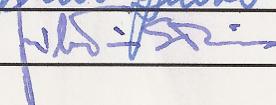
Dr. Renato Cunha Rabelo:



Prof. Dr. Wilmar Bueno de Moraes:



Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias:



Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter me dado saúde e persistência durante a elaboração deste trabalho.

Agradeço aos meus pais por considerarem a minha educação e a de minhas irmãs uma prioridade mesmo com todo o sacrifício que tiveram que suportar.

Agradeço à minha querida esposa, Julia, pela compreensão às várias abdições de lazeres e diversões. E também, ao apoio para finalização deste texto.

Agradeço ao meu grande amigo Jônatas Fred Rossetto pelas suas valiosas contribuições a este trabalho. Sua amizade teve grande influência para que este trabalho fosse finalizado.

Tenho imensa gratidão pela convivência com meu orientador, Elnatan Chagas Ferreira, que me fez crescer profissionalmente durante todo o programa de pós-graduação. Sou grato pelas suas críticas e sugestões que contribuíram para que esta tese fosse concluída.

Ao professor Dr. Alberto Martins Jorge (*in memoriam*) por ter sempre uma palavra amiga mesmo quando sua situação pessoal não era nada confortável. Infelizmente ele não pode presenciar a finalização de meu trabalho, que sempre incentivou e apoiou.

Ao professor Dr. José Antônio Siqueira Dias pelas colaborações oportunas e sempre edificadoras neste longo período de convivência.

Ao grupo de pesquisadores do Instituto de Estudos avançados (IEAv) do Centro de Tecnologia Aeroespacial (CTA) de São José dos Campos/SP, onde foram realizados testes dos processadores eletrônicos com os giroscópios a fibra óptica.

Agradeço ao professor Marcelo Freitas e à professora Mônica A. Cotta, ambos do IFGW/UNICAMP, por apoiarem a finalização deste texto.

À Capes pelo apoio financeiro.

À minha querida esposa Julia.
Aos meus pais, Sílvio e Nermínia,
que sempre me apoiaram.

Resumo

Esta tese apresenta o estudo e o projeto de um processador eletrônico do sinal de um interferômetro de Sagnac a fibra óptica que procura atender especificações para aplicação em navegação inercial. Estudou-se o comportamento de Girômetros a fibra óptica com modulação de fase senoidal através de modelos e simulações de algumas técnicas de processamento do sinal fotodetectado. Procurou-se responder questões como o sinal mínimo detectável para processadores de sinal específicos, como a técnica *Lock-in* e da técnica *Mean Value*. A técnica Mean Value foi modificada visando facilitar a implementação eletrônica e melhorar o desempenho em relação à proposta original. Compromissos entre estabilidade e pontos de operação com melhor resolução, na medida da diferença de fase de Sagnac, foram estabelecidos para o processador projetado. Este processador foi aplicado a um giroscópio óptico projetado por pesquisadores do IEAv/CTA, em São José dos Campos/SP.

Palavras - chave: Processamento de sinais – Detecção de Sinais – Giroscópios – Demodulação Eletrônica – Interferômetros.

Abstract

This thesis presents the study and design of an electronic signal processor for an optical-fiber Sagnac interferometer aimed at inertial navigation applications. The fiber-optic gyroscope behavior under sinusoidal phase modulations was studied through models and simulation of some signal processing techniques. It was attempted to answer questions like lowest detectable signal for some particular processors, such as synchronous (lock-in) detection and mean value. Modifications to the mean value technique aimed at improving its performance and easing its electronics implementation are presented. Tradeoffs between stability and resolution in Sagnac phase difference measurement were determined for the processor designed and for specific points of operation. This processor was used to extract rotation information from a fiber-optic gyroscope designed and assembled by IEAV/CTA investigators based at São José dos Campos/SP.

Word – keys: Signal Processing – Signal Detection – Gyroscope – Electronic Demodulation – Interferometer.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	XV
Lista de Símbolos	XX
Trabalhos afins publicados pelo autor	XXI
1. Introdução	1
1.1 - <i>ESTRUTURA DA TESE</i>	2
2. O Interferômetro Óptico	5
2.2. <i>EFEITO SAGNAC</i>	6
2.3. <i>INTERFERÔMETRO DE SAGNAC A FIBRA ÓPTICA</i>	7
3. Demodulação do Sinal do GFO	11
3.1. <i>O SINAL DE CORRENTE DO FOTODETECTOR</i>	12
3.2. <i>O DETECTOR IDEAL</i>	19
3.3. <i>TÉCNICA DE DEMODULAÇÃO SÍNCRONA VALOR MÉDIO (MEAN VALUE)</i>	21
4. Análise dos Ruídos de Intensidade e Shot	27
4.1. <i>DENSIDADE DE RUÍDO DE INTENSIDADE - TÉCNICA LOCK-IN</i>	37
4.2. <i>DENSIDADE DE RUÍDO DE INTENSIDADE - TÉCNICA MEAN VALUE</i>	38
4.3. <i>COMPARAÇÃO ENTRE AS DENSIDADES DE RIN DAS TÉCNICAS ESTUDADAS</i>	40
4.4. <i>MÍNIMO SINAL DETECTÁVEL – RUÍDO SHOT PREDOMINANTE NA FOTODETECÇÃO</i> ..	41
4.4.1 Mínimo Sinal Detectável - Técnica Lock-in	41
4.4.2. Mínimo Sinal Detectável - Técnica Mean Value	46
4.5. <i>MÍNIMO SINAL DETECTÁVEL – RUÍDO SHOT MODULADO POR G(T)</i>	54
4.5.1. Mínimo Sinal Detectável - Técnica Lock-in – Shot modulado	55
4.5.2. Mínimo Sinal Detectável - Técnica Mean Value – Shot modulado	58
5. Estudo de Técnicas para o Sinal do GFO Integrado	63
5.1. <i>TÉCNICA DO SINAL INTEGRADO (TÉCNICA #2)</i>	63
5.2. A Implementação da Técnica Integração Simples	66
5.2.1. Detector Analógico para Sinal Integrado	69
5.2.2. Sensibilidade a ϕ_m	71
5.2.3. Detector Digital para Sinal Integrado	72
5.3. ESTUDO DA DUPLA INTEGRAÇÃO PARA O SINAL DO GIRO	77
6. Circuitos desenvolvidos durante a tese	91
6.1. <i>EMULADOR ANALÓGICO DO SINAL DO GFO</i>	91
6.2. <i>PRIMEIRO PROTÓTIPO DO CIRCUITO DEMODULADOR</i>	94
7. <i>Processador Eletrônico Implementado</i>	97
7.1. <i>O AMPLIFICADOR TRANSIMPEDÂNCIA</i>	98
7.2. <i>ESTÁGIO DE CONVERSÃO ANALÓGICO DIGITAL</i>	100
7.3. O SINAL DE MODULAÇÃO ÓPTICA	101
8. Resultados Experimentais	103
8.1. <i>ENSAIO SOB A ROTAÇÃO DA TERRA</i>	103
8.2. ENSAIO SOB A MESA GIRATÓRIA	106
8.2.1. Giro 1	106
8.2.2. Giro 2	109
8.2.3. Giro 3	111
8.2.4. Giro 4	113
8.2.5. Giro 5	115

8.2.6. Giro 6	117
8.2.7. Giro 7	119
8.3. <i>A DERIVA E RUÍDOS DO SINAL DO GIRO</i>	121
8.4. <i>ANÁLISE COMPARATIVA</i>	125
9. Considerações Finais	133
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i>	135
<i>REFERÊNCIAS CONSULTADAS</i>	137
Apêndice I	141
Apêndice II	149

Lista de Figuras

Figura 1. Representação esquemática de um <i>Loop</i> interferométrico utilizado para demonstrar o Efeito Sagnac.....	6
Figura 2. Esquema de configuração mínima de um giroscópio à fibra óptica.....	10
Figura 3. Esquema básico de um GFO.....	13
Figura 4. Resposta em corrente do fotodetector nos domínios do tempo e das frequências. (a) rotação igual a zero. (b) rotação diferente de zero.....	14
Figura 5. Esquema genérico de demodulação do sinal fotodetectado.....	15
Figura 6. Técnica de demodulação Lock-in implementada em laboratório para avaliar processadores de sinal do GFO.....	17
Figura 7. Mínimo sinal detectável em função do número de harmônicas do detector e de ϕ_m (FERREIRA, 2001).....	20
Figura 8. Diagrama em bloco de um detector ideal síncrono para sinais de giro com polarização dinâmica para $\phi_m \geq 2,45\text{rad}$	21
Figura 9. Sinal I_D para diferentes valores do desvio de fase.....	22
Figura 10. Sinal demodulador $D(t)$	23
Figura 11. Esquema para demodulação síncrona do sinal fotodetectado.....	27
Figura 12. Densidades de ruídos no esquema simplificado para demodulação síncrona do sinal fotodetectado.....	28
Figura 13. (a) componentes de ruído de intensidade em fase centrados nas frequências de interesse; (b) componentes do ruído de intensidade em quadratura centrados nas frequências de interesse; (c) Sinal do giro, normalizado por I_0 , com a banda limitada em cinco harmônicas pares. Para $\omega_m=100\text{kHz}$ componentes de até 1MHz serão consideradas.....	30
Figura 14. As componentes de ruído óptico em fase harmônicas ímpares de ω_m até $11\omega_m$ após a multiplicação pelo sinal do GFO.(as grandezas if_n são aleatórias e descorrelacionadas entre si).....	31
Figura 15. As componentes de ruído óptico em quadratura nas harmônicas ímpares de ω_m até $11\omega_m$ após a multiplicação pelo sinal do GFO.(as grandezas iq_n são aleatórias e descorrelacionadas entre si e contribuirão para a incerteza do sinal de saída).....	32
Figura 16. Potência de ruído óptico em fase com banda de 1Hz em torno das harmônicas ω_m , $3\omega_m$ e $5\omega_m$. Todas em função de ϕ_m	34
Figura 17. Potência de ruído em quadratura com banda 1Hz em torno das harmônicas ω_m , $3\omega_m$ e $5\omega_m$, em função da profundidade de modulação óptica ϕ_m	34
Figura 18. Densidade de potência de ruído de intensidade, em fase e em quadratura versus profundidade de modulação para a técnica <i>lock-in</i>	37
Figura 19. Densidade de potência de ruído de intensidade total, em fase e em quadratura versus profundidade de modulação para a técnica Lock-in.....	38
Figura 20. Densidade de potência de ruído em fase, em quadratura e total, em função da profundidade de modulação óptica para a técnica#1 após a demodulação.....	39
Figura 21. Densidade de ruídos em função da profundidade de modulação óptica.....	40
Figura 22. Esquema demodulação do sinal fotodetectado pelo Lock-in.....	41
Figura 23. Mínimo sinal detectável para a técnica <i>Lock-in</i> considerando a presença do ruído de intensidade e do ruído shot de forma independente.....	44
Figura 24. Mínimo sinal detectável para a técnica <i>Lock-in</i> para ruído de intensidade, ruído <i>shot</i> e a soma dos dois ruídos, <i>shot</i> + intensidade.....	45
Figura 25. Mínimo sinal detectável para a técnica Lock-in para ruído shot e a soma dos dois ruídos, shot + intensidade.....	46
Figura 26. Esquema demodulação do sinal fotodetectado para a técnica <i>Mean Value</i>	46

Figura 27. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 considerando apenas o ruído de intensidade para $10\mu\text{W}$.	49
Figura 28. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 considerando shot e intensidade total versus ϕ_m .	50
Figura 29. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica #1 para o ruído <i>shot</i> e intensidade em fase versus ϕ_m .	51
Figura 30. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 considerando apenas o ruído <i>shot</i> e também intensidade em fase + <i>shot</i> versus ϕ_m com potência de $10\mu\text{W}$.	52
Figura 31. Mínimo sinal detectável para a técnica#1 e Lock-in considerando diferentes condições de ruídos shot e intensidade para uma potência de $10\mu\text{W}$.	53
Figura 32. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 para o ruído shot e intensidade versus potência.	54
Figura 33. Mínimo sinal detectável para a técnica <i>Lock-in</i> considerando a presença do ruído de intensidade e ruído shot modulados por $g(t)$ calculados para $10\mu\text{W}$ de potencia óptica.	56
Figura 34. Mínimo sinal detectável para a técnica <i>Lock-in</i> considerando a presença do ruído de intensidade e ruído shot modulados por $g(t)$ para $1\mu\text{W}$ de potência óptica.	57
Figura 35. Mínimo sinal detectável para a técnica <i>Lock-in</i> para ruído shot e a soma dos dois ruídos, shot + intensidade, em função da potência luminosa.	57
Figura 36. Valores rms de $\Delta\phi_s^{\min}$ para a Mean-Value considerando ruído de intensidade e shot, predominante na geração, com $10\mu\text{W}$ de potência óptica.	59
Figura 37. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica Mean-Value considerando ruído de intensidade e shot, predominante na geração, com $1\mu\text{W}$ de potência óptica.	60
Figura 38. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica Mean Value para os ruídos shot e intensidade em função da potência óptica.	61
Figura 39. Esquema de demodulação para o sinal integrado.	63
Figura 40. Integral de $I_D^{AC}(t)$ ao longo do tempo para valores simétricos do desvio de fase em radianos.	64
Figura 41. Sinais de interesse na implementação da técnica do sinal integrado	66
Figura 42. Ganho da diferença dos sinais deparados pelo sinal do modulador. defasado de 90° .	67
Figura 43. Dobrando a sensibilidade ao sinal de entrada.	68
Figura 44. Distribuição das amplitudes das harmônicas ímpares do sinal integrado em função de ϕ_m .	68
Figura 45. Sinais do GFO integrado considerando $\phi_m=2,2$ e $\Delta\phi_s= \pm 0,350$ rad	69
Figura 46. Sinais de saída detector analógico para sinal GFO integrado para $\phi_m=2,2$ e $\Delta\phi_s= \pm 0,350$ rad	70
Figura 47. Faixa de operação, $\Delta\phi_{s\max}$ versus ϕ_m	71
Figura 48. Sensibilidade a ϕ_m da diferença de médias, sinal integrado.	72
Figura 49. Sinal do GFO integrado em unidades arbitrárias	72
Figura 50. T+ e T- para $\phi_m = 2,47$ rad	73
Figura 51. Sensibilidade em torno de zero para $\phi_m = 2,47$	74
Figura 52. Sensibilidade $2x\Delta T$ para $\Delta\phi_s$ em torno de zero.	74
Figura 53. Sensibilidade ΔT , T+ e T- para $\Delta\phi_s$ em torno de zero.	75

Figura 54. Sensibilidades normalizadas pelo valor máximo.....	75
Figura 55. Derivada das sensibilidades sinal integrado.....	76
Figura 56. Comparação entre detectores digitais.....	77
Figura 57. Sinal de saída do Giro após dupla integração para frequência de 100kHz.....	79
Figura 58. Sinal de dupla integração na condição máximo sinal detectável.....	80
Figura 59. Variação de $\Delta\phi_s$ máximo em função de ϕ_m para integral dupla.....	80
Figura 60. Os intervalos entre cruzamentos de zero em função de $\Delta\phi_s$ para $\phi_m= 1$ rad.....	81
Figura 61. Os intervalos entre cruzamentos de zero em função de $\Delta\phi_s$ para $\phi_m= 3,3$ rad.....	82
Figura 62. Diferença $(t_0 - t_2)$ [us] para $\phi_m=1$ rad, integral dupla.....	82
Figura 63. Diferença $(t_0 - t_2)/t_1$ [rad ⁻¹] para $\phi_m=1$ rad, integral dupla.....	83
Figura 64. Diferença $(t_0 - t_2)$ [us] para $\phi_m=3.3$ rad, integral dupla.....	84
Figura 65. Diferença $(t_0 - t_2)/t_1$ [rad ⁻¹] para $\phi_m=3.3$ rad, integral dupla.....	84
Figura 66. Sensibilidade para integral dupla.....	85
Figura 67. Sensibilidade relativa em função de ϕ_m	86
Figura 68. Excursão máxima para $\phi_m = 3,6$ rad.....	87
Figura 69. Excursão máxima para $\phi_m = 3,7$ rad.....	87
Figura 70. Excursão máxima para $\phi_m = 3,8$ rad.....	88
Figura 71. Excursão máxima para $\phi_m = 4,0$ rad.....	88
Figura 72. Excursão máxima para $\phi_m = 4.1$ rad.....	89
Figura 73. Excursão máxima para $\phi_m = 4.5$ rad.....	89
Figura 74. Excursão máxima para $\phi_m = 4.7$ rad.....	90
Figura 75. Sinal de saída do Emulador analógico para o sinal do GFO.....	92
Figura 76. Circuito para simulação do Emulador Analógico para o sinal do GFO.....	93
Figura 77. Diagrama em blocos.....	94
Figura 78. Gráfico da função de transferência do detector de médias teórica e experimental, (com ganho de 10).....	95
Figura 79. a) Sinal de saída do protótipo; b) Sinal de saída do amplificador <i>Lock-in</i> ; em ambos os casos o degrau representa duas vezes a rotação local da terra.....	96
Figura 80. Fotodiodo e circuito transimpedância.....	99
Figura 81. Estágio de conversão Analógico/Digital.....	100
Figura 82. Circuito de modulação óptica.....	101
Figura 83. Diagrama esquemático do processador implementado.....	102
Figura .84. Estes gráficos são as saídas de um conjunto de 7 girômetros submetidos a um degrau de duas vezes a rotação da terra local (± 5.91 %/h). A medida de rotação negativa é conseguida virando-se a bobina de fibra em 180°. O off-set foi corrigido nestes gráficos; Unidade do eixo horizontal é segundos].....	105
Figura .85: Giro 1 submetido à mesa giratória.....	106
Figura 86 : Resposta do giro 1 a faixa de ± 10 %s.....	108
Figura .87. Erro relativo percentual de linearidade, giro 1.....	108
Figura .88: Resposta do Giro 2 submetido à mesa giratória.....	109
Figura 89: Resposta do giro 2 à faixa de ± 10 %s.....	110
Figura 90. Erro relativo percentual de linearidade, giro 2.....	110
Figura 91. Resposta do Giro 3 submetido à mesa giratória.....	111
Figura .92: Resposta do giro 3 à faixa de ± 10 %s.....	112
Figura .93. Erro relativo percentual de linearidade, giro 3.....	112
Figura.94. Resposta do Giro 4 submetido à mesa giratória.....	113
Figura 95. Resposta do giro 4 à faixa de ± 10 %s.....	114
Figura 96. Erro relativo percentual de linearidade, giro 4.....	114
Figura 97. Resposta do Giro 5 submetido à mesa giratória.....	115
Figura.98. Resposta do giro 5 à faixa de ± 10 %s.....	116
Figura 99. Erro relativo percentual de linearidade, giro 5.....	116

Figura.100. Resposta do Giro 6 submetido à mesa giratória.....	117
Figura 101. Resposta do giro 6 à faixa de $\pm 10\%$	118
Figura 102. Erro relativo percentual de linearidade, giro 6.....	118
Figura 103. Resposta do Giro 7 submetido à mesa giratória.....	119
Figura 104. Gráfico que apresenta a linearidade da saída do giro 7 na faixa de $\pm 10\%$	120
Figura 105. Erro relativo percentual de linearidade, giro 7.....	120
Figura 106. Saída do giro 5 devido a rotação da terra.....	121
Figura 107. Deriva da saída do giro 5 submetido à rotação da terra durante mais de 15 horas.	122
Figura 108. Deriva da saída do giro 5 submetido à rotação da terra.....	123
Figura 109. Valores RMS para vários intervalos de pontos de medida ao longo do tempo.	124
Figura 110. O sinal médio de saída do giro em função da variação da temperatura.....	125
Figura 111. Resposta do giro 1 à rotação da terra em dois sentidos.	126
Figura 112. Resposta do giro 1 à rotação da terra em dois sentidos.	126
Figura 113. Saída em volts dos 7 girômetros submetidos a rotações de $\pm 1\%$ até $\pm 10\%$	128
Figura 114. Saída em volts dos 7 girômetros submetidos a rotações de $+1\%$ até $+10\%$	128
Figura 115. Erro relativo percentual de linearidade.....	130
Figura 116. Comparação da SNR para a rotação da terra entre dois protótipos.....	131

Lista de Tabelas

Tabela 1. Pontos de operação.....	24
Tabela 2. Ponto mínimo para cada ruído.	44
Tabela 3. Valor mínimo para o ruído de intensidade em fase.....	49
Tabela 4. Pontos mínimos para as curvas da Figura 28.....	50
Tabela 5. Ponto mínimo para cada ruído ($P_0=10 \mu\text{W}$ – Lock-in).	55
Tabela 6. Ponto mínimo para cada ruído ($P_0=1 \mu\text{W}$ – Lock-in).	56
Tabela 7. Valor mínimo para o ruídos de intensidade e shot (Mean Value - $10\mu\text{W}$).....	59
Tabela 8. Pontos mínimos para as curvas da Figura 36 (Mean-Value)	60
Tabela 9. Medidas do giro 1 submetidos à mesa giratória.....	107
Tabela.10: Medidas do giro 2 submetidos à mesa giratória.....	109
Tabela.11. Medidas do giro 3 submetidos à mesa giratória.....	111
Tabela.12. Medidas do giro 4 submetidos à mesa giratória.....	113
Tabela 13. Medidas do giro 5 submetidos à mesa giratória.....	115
Tabela 14. Medidas do giro 6 submetidos à mesa giratória.....	117
Tabela.15. Medidas do giro 7 submetido à mesa giratória.....	119
Tabela 16. Valores aproximados das incertezas.....	121
Tabela 17. Valores para o ruído do girômetro 5.....	123
Tabela 18. Valores de saída do giro 5 e a respectiva temperatura.....	124
Tabela 19. Resumo das medidas dos 7 girômetros submetidos à rotação da terra.	127
Tabela 20. Faixa dinâmica para a rotação da terra.	127
Tabela 21. Aproximação linear para rotações na faixa de $\pm 3\%$	129
Tabela 22. Extrapolação para o valor máximo de saída em %s e %h.....	129
Tabela 23. SNR organizada em ordem crescente.....	130
Tabela 24. Erro relativo de linearidade para 10%	131

Lista de Símbolos

A	área coberta pelo caminho óptico
c_0	velocidade da luz
D	diâmetro da bobina óptica
Δf_B	Faixa de passagem do sinal do giro em Hz
f_m	frequência da modulação dinâmica em Hz
f_{GBW}	produto ganho banda do amplificador de transimpedância
i_n	corrente de ruído de entrada do amplificador de transimpedância
i_{sh}	corrente de ruído <i>shot</i> do fotodiodo
i_{Rf}	corrente de ruído térmico devido ao resistor R_f
i_{Rp}	corrente de ruído térmico devido ao resistor R_p
I_d	corrente detectada no fotodiodo
I_{AC}	parte AC da corrente no fotodiodo
I_{DC}	parte DC da corrente no fotodiodo
I_{ACp}	corrente de pico positiva de I_{AC}
J_n	função de Bessel do primeiro tipo
k	constante de proporcionalidade
K	constante de proporcionalidade
n	índice de refração
P_0	potência óptica incidente no fotodiodo
$P_r(N)$	potência relativa das N primeiras harmônicas
q	carga do elétron
R_f	resistor de realimentação do amplificador de transimpedância
R_p	resistor <i>shunt</i> do fotodiodo
\mathfrak{R}	responsividade do fotodetector
$S\Delta\phi_s$	característica de transferência devido a $\Delta\phi_s$
$S\phi_m$	característica de transferência devido a ϕ_m
v_n	tensão de ruído de entrada do amplificador de transimpedância
V_{AC}	tensão na saída do amplificador de transimpedância
V_{ACp}	tensão de pico positiva de V_{AC}
V_-	tensão média do primeiro semiciclo negativo
V_+	tensão média do segundo semiciclo negativo
α	fração da diferença de V_+ e V_-
$\Delta\phi_s$	desvio de fase de Sagnac
ϕ_m	profundidade da modulação dinâmica
ω_m	frequência da modulação em rad/s
η_{in}	densidade espectral de potência de i_n
η_{sh}	densidade espectral de potência de i_{sh}
η_{Rf}	densidade espectral de potência de I_{Rf}
η_{vn}	densidade espectral de potência de v_n

Trabalhos afins publicados pelo autor

[1] “Minimum detectable signal and optimal operating point in intensity noise-limited fiber optics gyroscopes” Elnatan C. Ferreira, Fernando F. de Melo and J.A. Siqueira Dias. Third European Workshop on Optical Fibre Sensors, Antonello Cutolo, Brian Culshaw, José Miguel López-Higuera, Eds., Proceedings of SPIE Vol. 6619, 66193S, (2007) · 0277-786X/07/\$18 · doi: 10.1117/12.738771 <http://dx.doi.org/10.1117/12.738771>

[2] “Precision analog demodulation technique for open-loop Sagnac fiber optic gyroscopes” E. C. FERREIRA, F. F. de MELO and J. A. SIQUEIRA DIAS - REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS 78, 024704 (2007)

[3] “Análise numérica da influência dos ruídos presentes na demodulação síncrona para um girômetro a fibra óptica -IV Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial – 2004(IV-SBEIN –Inpe /São José dos Campos/SP)

[4] “Uma Nova Técnica para Medição de Sinais de Giroscópios a Fibra Óptica”- Melo, F.F; Ferreira, E. C. III Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial (III-SBEIN) -Outubro/2001.RJ

1. Introdução

O desenvolvimento de tecnologias para a área de navegação inercial é uma atividade estratégica e vital para os setores naval, aeronáutico e espacial. Há mais de duas décadas, girômetros baseados no interferômetro de *Sagnac* vêm se consolidando como uma tecnologia chave para se alcançar o alto desempenho requerido por aplicações com especificações rigorosas, como por exemplo, as encontradas nos sistemas de navegação inercial embarcados em veículos lançadores de satélites.

Os girômetros a fibra óptica, GFO, apresentam atualmente faixas dinâmicas elevadas (acima de 100dB) e resoluções que podem alcançar $0,2^\circ/h$ para uma banda de $1Hz$ com uma estabilidade da ordem de $0,003^\circ/h$. Além disso, um GFO é um elemento sensor compacto e sem partes móveis, o que os torna uma excelente alternativa para aplicações onde a imunidade a vibrações mecânicas é um requisito importante.

Duas competências tecnológicas são fundamentais para o desenvolvimento de GFO capaz de atender as especificações acima citadas. A primeira competência corresponde ao domínio da tecnologia óptica necessária a implementação de um GFO. Esta possui alto valor intelectual agregado, pois as características ópticas a serem atendidas representam um desafio tecnológico. A segunda competência diz respeito ao domínio da tecnologia eletrônica, necessária a implementação do sistema de processamento de sinal do GFO e representa também um ativo intelectual importante e imprescindível para se obter a melhor performance do sistema óptico utilizado.

No Brasil, o Instituto de Estudos Avançados do Centro de Tecnologia Aeroespacial já logrou avanços importantes no desenvolvimento de um GFO capaz de atender as especificações necessárias para sistemas de navegação inercial de precisão. Através de um processo de colaboração, o Departamento de Eletrônica e Microeletrônica da UNICAMP vem trabalhando no desenvolvimento de sistemas eletrônicos dedicados ao processamento do sinal proveniente dos GFOs desenvolvidos pelo IEAv.

A motivação desta tese está nesta necessidade de se desenvolver circuitos eletrônicos de alta confiabilidade para esta área estratégica, na qual a literatura disponível é em sua maioria acadêmica.

Estudos foram realizados procurando-se fornecer parâmetros importantes para orientar o projeto de sistemas eletrônicos capazes de processar o sinal óptico, proveniente de um girômetro a fibra óptica baseado no interferômetro de *Sagnac* com modulação senoidal. Estes parâmetros indicam os limites teóricos passíveis de serem obtidos com um sistema real levando em consideração fatores como mínimo sinal detectável, sensibilidade máxima, pontos ótimos de operação, linearidade, faixa dinâmica que são capazes de afetar a performance de um GFO.

As análises apresentadas colocam em perspectiva diferentes técnicas para o processamento eletrônico do sinal de um GFO, tendo em vista o compromisso entre a facilidade de implementação da técnica e a performance passível de ser obtida.

O projeto e a implementação tecnológica de um processador eletrônico baseado nos conhecimentos adquiridos, até o momento, são também apresentados juntamente com os resultados possíveis de serem coletados.

1.1 - Estrutura da Tese

Depois de uma breve discussão sobre o princípio de funcionamento de interferômetro de Sagnac, passa-se a direcionar o trabalho no estudo de técnicas de processamento do sinal fotodetectado com o objetivo de desenvolver um processador eletrônico para o sinal do GFO.

O capítulo 2 dedica-se a discorrer resumidamente sobre o Efeito Sagnac, o princípio de operação do GFO e a configuração de circuito óptico utilizado.

No capítulo 3 as expressões para a fotocorrente detectada, contendo a informação da diferença de fase medida pelo sensor, são deduzidas no domínio do

tempo e no da frequência. São apresentadas as equações para o sinal demodulado das técnicas Mean Value e Lock-in. Também é apresentado o demodulador ideal para o sinal do GFO.

O capítulo 4 se dedica às análises das densidades de ruído ópticos de intensidade e shot. São apresentadas as densidades do ruído de intensidade após sofrem a modulação pelo sinal do GFO. Já para o ruído shot são consideradas duas hipóteses. Na primeira proposta o ruído shot, considerado predominante, é o da fotodeteccção e portanto não sofre modulação óptica. Já na segunda hipótese proposta o ruído shot considerado é o predominante na geração da luz sofrendo então a ação da modulação pelo sinal do GFO assim como o ruído de intensidade. O mínimo sinal detectável é encontrado para as técnicas Mean Value e Lock-in segundo as hipóteses propostas acima.

No capítulo 5 é feito o estudo do sinal do GFO integrado no tempo. São estudadas a forma do sinal, os demoduladores analógico e digital para o sinal integrado, a sensibilidade à profundidade de modulação óptica e o mínimo sinal detectável.

O capítulo 6 se encarrega de mostrar alguns circuitos utilizados e resultados do primeiro protótipo de processamento utilizando a técnica Mean Value.

Os capítulos 7 e 8 se dedicam à apresentação do processador eletrônico de sinais implementado e à análise dos primeiros ensaios realizados em laboratório.

Algumas das contribuições e de resultados deste trabalho que foram publicados estão nos apêndices I e II

2. O Interferômetro Óptico

A primeira demonstração de medida de rotação inercial por meio de interferômetro óptico foi realizada em 1913 por G. Sagnac [2], [3]; mas foi a partir do advento do laser e das fibras ópticas, no início da década de sessenta, que o interesse pelo interferômetro de Sagnac aumentou significativamente, devido à sua aplicabilidade em sistemas de navegação em veículos aeroespaciais. Desde então houve grandes avanços, chegando-se à alta precisão desta medida obtida atualmente por instrumentos baseados neste mesmo princípio, por exemplo, utilizando-se o giroscópio a laser em anel (Ring Laser Gyro - RLG) e o giroscópio a fibra óptica (GFO).

O fenômeno básico envolvido na sensibilidade do sistema óptico à rotação é denominado de Efeito Sagnac e o interferômetro usado para detectar esta rotação é denominado de Interferômetro de Sagnac. O sistema óptico e eletrônico completo que utiliza um interferômetro de Sagnac, para medir a rotação angular, é conhecido como girômetro óptico e, em particular, quando este utiliza fibra óptica como elemento sensor, de giroscópio a fibra óptica (GFO).

Sagnac mostrou que dois feixes de radiação óptica que se propagam em sentidos opostos em volta de um *loop* interferométrico (Figura 1) adquirem uma diferença de fase proporcional a velocidade angular do plano que contém o loop quando o sistema é submetido à uma rotação. Este efeito tem valores muito pequenos, principalmente em se tratando de baixas rotações. Por exemplo, um interferômetro de Sagnac foi usado por Albert Michelson e por Henry Galé, em 1925, para determinar a velocidade angular da terra utilizando um perímetro maior que 1,6 Km.

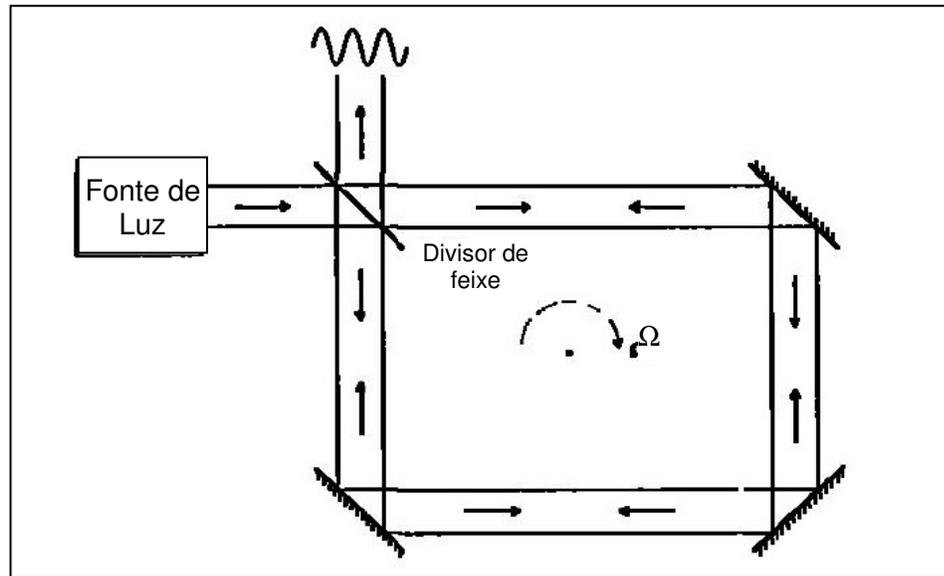


Figura 1. Representação esquemática de um *Loop* interferométrico utilizado para demonstrar o Efeito Sagnac.

Giroscópios ópticos modernos baseados no efeito Sagnac podem detectar rotações da ordem de 10^{-6} %/h, representando uma das medidas físicas mais precisas.

2.2. Efeito Sagnac

O efeito Sagnac é descrito pela diferença de fase entre dois feixes de radiação óptica que se propagam em sentidos opostos em um caminho fechado sob rotação, em relação a um referencial inercial. Esta diferença de fase pode ser calculada de forma simplificada, assumindo-se que os dois feixes propagam-se sobre uma trajetória fechada de formato circular, em rotação. Nesta situação, o feixe que se propaga no mesmo sentido da rotação atrasa-se em relação ao que se propaga em sentido contrário, estabelecendo-se assim um atraso temporal relativo, Δt , entre ambos. Este atraso é determinado como sendo

$$\Delta t = \frac{4A}{c_0} \cdot \Omega \quad (2.1)$$

onde Ω é a velocidade angular de rotação, A é a área envolvida pelo caminho óptico percorrido pelos feixes, e c_0 é a velocidade da luz no vácuo.

A diferença de fase (fase de Sagnac) entre os dois feixes é determinada pelo produto de Δt pela frequência angular da radiação óptica, ω_0 .

2.3. Interferômetro de Sagnac a Fibra Óptica

A fibra óptica é um fio de material dielétrico que consegue prender radiação óptica em uma extremidade e guiá-la até a outra. Esta energia é mantida no núcleo por reflexão na superfície de fronteira, onde a casca e o núcleo se encontram. Coberturas de plástico são adicionadas para aumentar a resistência mecânica em ambientes normais, mas outros tipos de coberturas, tais como materiais metálicos e cerâmicos, possibilitam que as fibras possam ser utilizadas em outros ambientes [4].

Além das fibras, outros componentes são necessários para completar o sistema: os complementos passivos, como conectores, polarizadores e acopladores, e os componentes ativos, que são os lasers, LEDs, fotodetectores e moduladores de fase óptica.

As fibras ópticas eram utilizadas anteriormente apenas em instrumentos de endoscopia. Foi no início da década de setenta que foram desenvolvidas as primeiras fibras com atenuações suficientemente baixas a ponto de possibilitar a utilização da óptica no sistema de comunicação, o que permitiria um número muito maior de usuários simultâneos por canal transceptor (transmissor/receptor) do que por microondas de rádio, que estava instalada por todo o mundo. Através de pesquisas e experimentos os componentes necessários foram desenvolvidos [5].

Estudos nas áreas de medição, instrumentação, e em particular, o desenvolvimento de sensores, obtiveram grande crescimento nos últimos anos,

motivados pela necessidade de criação de sensores de maior qualidade integrados a sofisticados sistemas de medição e instrumentação.

Junto ao desenvolvimento de sensores baseados em microeletrônica, sensores baseados em técnicas ópticas se expandiram significativamente nos últimos anos com o uso da fibra óptica, demonstraram em seus experimentos que interferômetros ópticos poderiam ser fabricados a partir de fibras, e hoje são implementados em sistemas de navegação, produção, exploração e defesa [4], [6].

Os giroscópios ópticos são semelhantes aos giroscópios mecânicos, que utilizam a conservação do momento angular, usados para a medida da rotação em um referencial inercial. Os giroscópios mecânicos utilizam uma massa em alta rotação e montagens de sustentação adequadas (*gimbals*), enquanto que giroscópios ópticos não apresentam partes móveis.

O interferômetro de Sagnac é o elemento sensor do giroscópio a fibra óptica constituído basicamente pela combinação de uma bobina de fibra óptica com um acoplador direcional (AD) [8].

Neste caso, é possível compor um interferômetro constituído de N espiras e, portanto Δt torna-se N vezes maior, ou seja,

$$\Delta t = \frac{4A \cdot N}{c_0^2} \Omega \quad (2.2)$$

A diferença de fase entre as duas radiações ópticas contrapropagantes, conhecida como diferença de fase de Sagnac, ϕ_s , é dada pela expressão

$$\Delta\phi_s = \omega_0 \cdot \Delta t = 2\pi \frac{c_0 \cdot \Delta t}{\lambda_0} \quad (2.3)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda da fonte de radiação óptica.

Das equações (2.2) e (2.3), determina-se

$$\Delta\phi_s = \frac{8\pi \cdot A \cdot N}{\lambda_0 \cdot c_0} \cdot \Omega \quad (2.4)$$

Para uma fibra óptica de comprimento L, enrolada em uma bobina de diâmetro D, tem-se

$$A = \pi \cdot D^2 / 4 \quad (2.5)$$

e

$$N = L / \pi \cdot D \quad (2.6)$$

daí tem-se

$$\Delta\phi_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot L \cdot D}{\lambda_0 \cdot c_0} \cdot \Omega \quad (2.7)$$

Reescrevendo-se a equação (2.7) na forma

$$\Delta\phi_s = F_s \cdot \Omega \quad (2.8)$$

onde F_s é conhecido como o fator de escala do interferômetro, sendo dado por

$$F_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot L \cdot D}{\lambda_0 \cdot c_0} \quad (2.9)$$

Normalmente, a medida de $\Delta\phi_s$ é obtida indiretamente através de processamento eletrônico de sinais, permitindo obter-se o valor de Ω .

Este sensor a fibra óptica tem o eixo de sensibilidade perpendicular ao plano das espiras da bobina de fibras (Figura 2).

Diferenças de fase da ordem de menos de um microrradiano a π radianos podem ser detectadas, significando uma faixa dinâmica superior a 130 db [7]. Para se medir a diferença de fase de Sagnac, os feixes devem interferir sobre um fotodetector. Sem modulação de fase, o sinal interferométrico detectado é uma função par da fase de Sagnac, portanto, insensível ao sentido da rotação e com baixa sensibilidade para pequenas rotações. Para tornar o sistema sensível ao sentido da rotação utiliza-se um modulador de fase óptica para se determinar o sentido de rotação [7],[8] e [11].

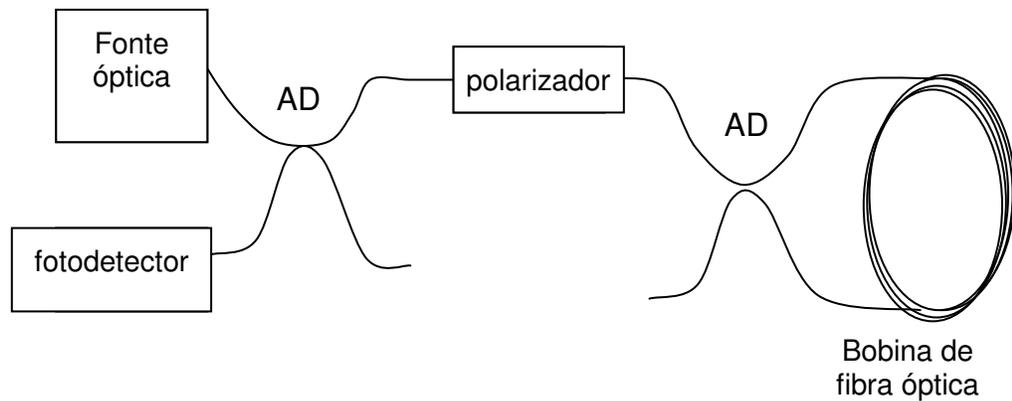


Figura 2. Esquema de configuração mínima de um giroscópio à fibra óptica

3. Demodulação do Sinal do GFO

Conforme descrito anteriormente o princípio de funcionamento de um girômetro interferométrico é baseado no efeito de *Sagnac* [9], para o qual afirma-se que dois feixes de luz propagando-se em direções opostas a partir do mesmo ponto, num circuito fechado, experimentarão uma diferença de comprimento do caminho óptico se o meio de propagação estiver submetido a uma rotação. A medida desta diferença de caminho óptico é proporcional a rotação absoluta. Esta diferença de caminho óptico se reflete no “defasamento” dos feixes de luz e é conhecida como desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$. A Figura 3 apresenta um diagrama básico para um girômetro a fibra óptica com modulação dinâmica, no qual o campo óptico é gerado por um diodo superluminescente, SLD.

Para um girômetro cujo caminho óptico é uma bobina circular, esta defasagem é expressa por,

$$\Delta\phi_s = \frac{2\pi LD}{\lambda c} \Omega = F_S \Omega \quad (3.1)$$

na qual c é a velocidade da luz no vácuo, λ é o comprimento de onda central do SLD, L é o comprimento da fibra óptica utilizada na bobina de diâmetro D e Ω é a rotação absoluta medida em (rad/s).

Um valor típico para o fator de escala óptico, F_S , de um GFO no qual $L=1km$, $D=12cm$ e $\lambda=810nm$, é $F_S=3,1s$. Assim, um desvio de fase igual a $3,1\mu rad$ é equivalente a uma rotação de $0,2^\circ/h$. A principal característica de performance de um girômetro é a menor rotação discriminável; no caso de um GFO, este parâmetro está diretamente relacionado ao menor desvio de fase possível de ser detectado. Este trabalho visa investigar alguns dos fatores que afetam este limite de performance.

O modulador de fase óptico é responsável por aplicar uma variação periódica ao caminho óptico de um dos dois campos contra-propagantes na bobina de fibra; provocando modulação dinâmica é necessária para se operar num ponto de máxima sensibilidade à rotação em torno de zero e também discriminar o sentido da rotação medida, uma vez que a resposta do interferômetro ao desvio de fase é representada por uma função par. O sinal modulante é preferencialmente composto de funções trigonométricas simples, cuja frequência, f_m , depende da frequência própria da bobina sensora [8]. A amplitude desta modulação de fase óptica é conhecida como a profundidade de modulação óptica, ϕ_m , do GFO.

3.1. O Sinal de Corrente do Fotodetector

Nesta configuração a corrente detectada no fotodetector, $I_D(t)$, é uma função do desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$, e da profundidade de modulação, ϕ_m , isto é,

$$I_D(t) = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_m \sin(2\pi f_m t))] \quad (3.2)$$

na qual f_m é a frequência do sinal aplicado ao modulador de fase óptico e I_0 é a corrente correspondente a máxima potência óptica detectada, P_0 , isto é,

$$I_0 = \mathfrak{R}P_0 \quad (3.3)$$

sendo \mathfrak{R} a responsividade do fotodetector utilizado.

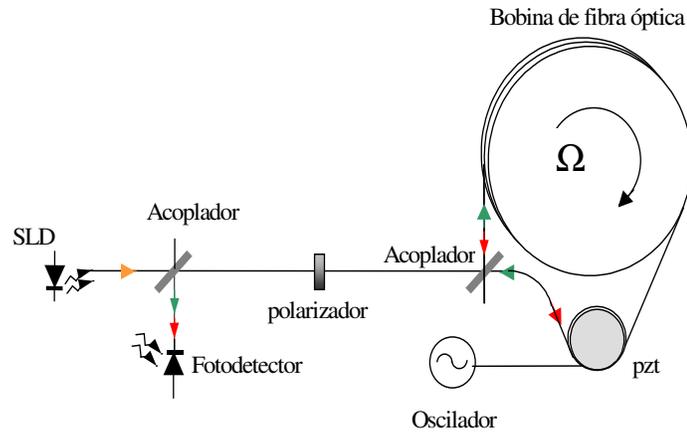


Figura 3. Esquema básico de um GFO.

A corrente fotodetectada pode ser escrita na sua forma expandida em uma série de Fourier, assim,

$$I_D(t) = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} \left\{ \left[J_0(\phi_m) + 2 \sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos\Delta\phi_s \right\} - \frac{I_0}{2} \left\{ 2 \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin((2n-1)\omega_m t) \right\} \sin\Delta\phi_s \quad (3.4)$$

onde n é um número inteiro e $J_k(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie de ordem k .

A equação (3.4) explicita a distribuição espectral da corrente fotodetectada e representa a base para o estudo de técnicas capazes de obter o desvio de fase de *Sagnac*. Observa-se que as componentes espectrais de $I_D(t)$ encontram-se em frequências múltiplas inteiras da frequência da modulação dinâmica.

A Figura 4 tem o propósito de explicar graficamente o arranjo de modulação dinâmica empregado.

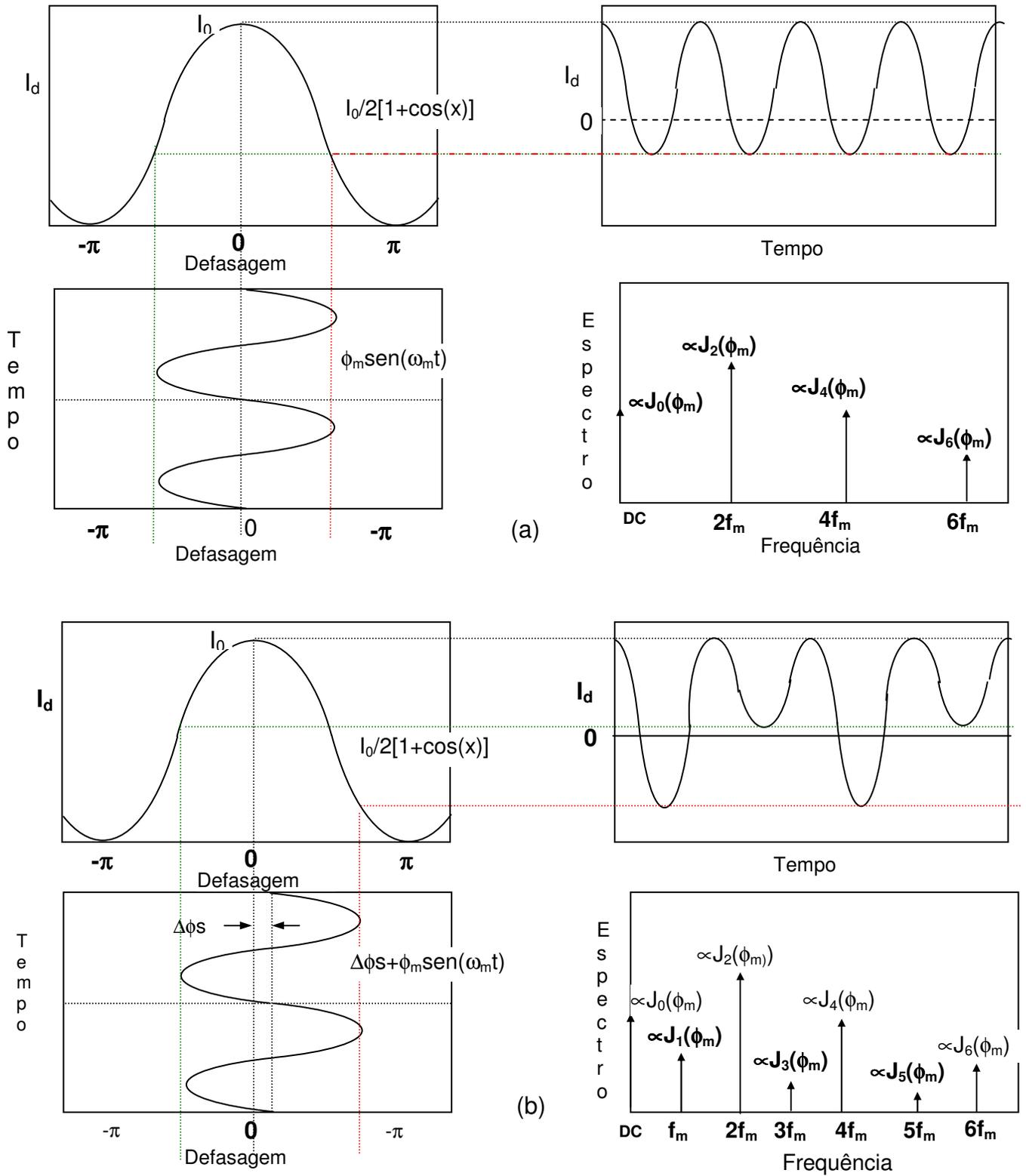


Figura 4. Resposta em corrente do fotodetector nos domínios do tempo e das frequências. (a) rotação igual a zero. (b) rotação diferente de zero.

Tanto os sinais no domínio do tempo como os espectros do domínio da frequência são apresentados qualitativamente. As análises subseqüentes se dedicam a estudar situações limites nas quais $\Delta\phi_S \ll 1$, isto é, baixas taxas de rotação. Nesta condição tem-se que $\text{sen}(\Delta\phi_S) \sim \Delta\phi_S$ e $\text{cos}(\Delta\phi_S) \sim 1$, conseqüentemente, a informação correspondente ao desvio de fase está contida apenas nas componentes espectrais cujas frequências são múltiplos inteiros e ímpares da frequência de modulação, f_m (Figura 4 b). Sem rotação, $\Delta\phi_S = 0$, o sinal fotodetectado apresenta somente componentes espectrais de frequências múltiplas inteiras e pares de f_m . (Figura 4 a)

Denomina-se de técnica de demodulação, uma técnica capaz de processar o sinal fotodetectado com o propósito de obter o desvio de fase de *Sagnac*. A equação (3.4) geralmente é escrita em termos das suas componentes DC e AC, isto é

$$I_D(t) = I_D^{DC} + I_D^{AC}(t) \quad (3.5)$$

na qual I_D^{DC} representa o valor médio do sinal fotodetectado e $I_D^{AC}(t)$ representa a parcela referentes as componentes espectrais com frequências não nulas.

Um esquema genérico de demodulação está apresentado na Figura 5. Neste esquema o sinal de interesse, $I_D^{AC}(t)$, é multiplicado por um sinal demodulador $D(t)$, o resultado da demodulação é obtido por um filtro passa-baixa, este sinal, S_{OUT} , é proporcional ao desvio de fase.

$$I_D^{DC} = \frac{I_0(1 + J_0(\phi_m))}{2} \quad (3.5 a)$$

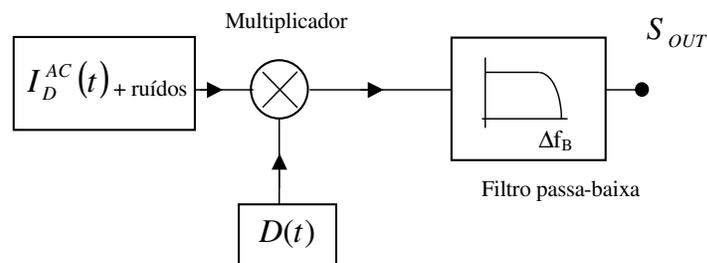


Figura 5. Esquema genérico de demodulação do sinal fotodetectado.

Se as componentes espectrais do sinal $D(t)$ estiverem em sincronia com as componentes espectrais de $I_D^{AC}(t)$ diz-se que o esquema da Figura 5 realiza uma demodulação síncrona do sinal fotodetectado.

A técnica de demodulação síncrona de referência consiste em um sinal demodulador sincronizado apenas com a primeira harmônica do sinal $I_D^{AC}(t)$. Isto é, o sinal demodulador é tal que,

$$D(t) = \text{sen}(2\pi f_m t) \quad (3.6)$$

é possível mostrar que

$$S_{OUT} = \frac{J_1(\phi_m)}{1 + J_0(\phi_m)} \Delta\phi_s \quad (3.7)$$

Esta técnica é implementada em laboratório utilizando um amplificador *Lock-In*, que é um equipamento capaz de realizar com grande precisão a demodulação síncrona, com apenas uma harmônica, de um sinal arbitrário. No entanto, por se tratar de um equipamento de laboratório sua utilização em aplicações embarcadas é inconveniente tanto pelo custo quanto pelas dimensões do equipamento.

A técnica de demodulação da primeira harmônica do sinal $I_D^{AC}(t)$, feita com o uso de um *Lock-In*, foi considerada como referência para se avaliar a performance das outras técnicas abordadas neste trabalho. Assim, um esforço considerável foi despendido no intuito de se desenvolver técnicas de demodulação capazes de obter o mesmo desempenho de um *Lock-In*, sem apresentar os inconvenientes de custo e dimensão, visando manter uma performance semelhante (Figura 6).

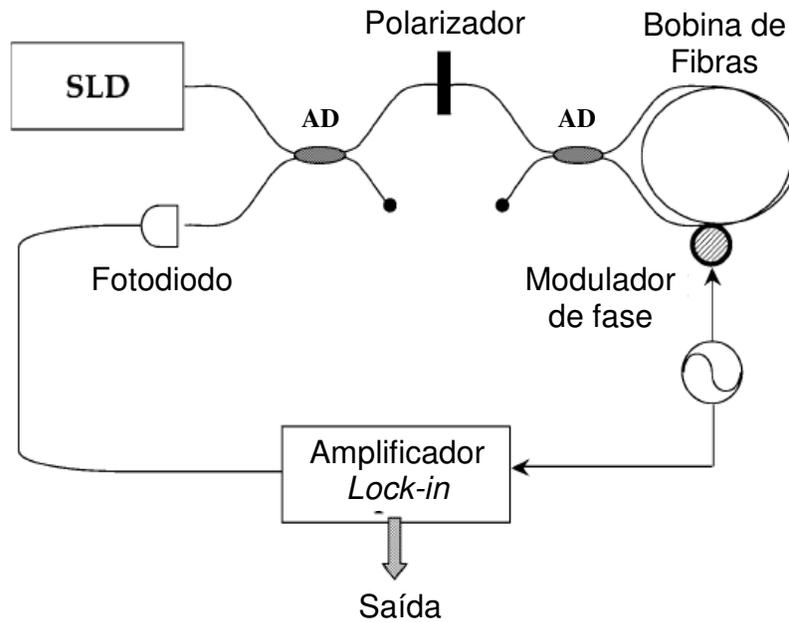


Figura 6. Técnica de demodulação Lock-in implementada em laboratório para avaliar processadores de sinal do GFO.

Antes de iniciar o estudo das técnicas de demodulação propostas, é conveniente avaliar-se quais fatores afetam a performance da demodulação síncrona utilizando um amplificador *Lock-In*. A performance de girômetros, baseados no efeito *Sagnac* ocorrendo em fibras ópticas, é limitada principalmente pela ocorrência de deriva, ruído e instabilidade no fator de escala.

O ruído total presente na fotocorrente detectada no GFO pode ser dividido em ruído óptico e ruído eletrônico [12]. O ruído eletrônico é o adicionado ao sinal pelos circuitos eletrônicos, a partir do fotodiodo ou fotodetector. Sendo composto pelo ruído térmico ou Johnson, ruído *Flicker* ou $1/f$ e mais o ruído de digitalização ou quantização. Considera-se aqui que os ruídos eletrônicos não são predominantes nas técnicas estudadas [14]. As fontes de ruído óptico são o ruído shot, o ruído de intensidade relativo, o ruído de partição de modo, ruído de fase e ruído de frequência [9], [10], [11]. Estes três últimos ruídos podem ser convertidos em ruído de intensidade ou ruído em excesso (*excess noise*) [12].

A natureza quântica da luz da origem ao ruído quântico, *quantum noise*. Se for considerada uma sequência de intervalos de tempo de mesma duração, o número de fótons emitidos em cada intervalo de tempo não será a mesma, mas mudará aleatoriamente. Foi demonstrado que as estatísticas do ruído quântico segue um processo de Poisson [12]. Este ruído quântico produz no fotodetector o ruído shot com a mesma estatística de Poisson. No fotodetector também deve-se considerar que nem todos os fótons incidentes, na região sensível, produzirão pares elétron-lacuna e que este fenômeno também é aleatório. Schottky (1918) [7] mostrou que esta corrente de ruído apresenta uma densidade espectral de potência uniforme até frequências de dezenas de gigahertz e portanto pode ser considerado um ruído branco

A densidade de potência espectral do ruído *Shot*, η_{SHOT} , é dada por,

$$\eta_{SHOT} = qI_0(1 + J_0(\phi_m)) \quad (3.8)$$

na qual q é a carga do elétron, I_0 é a máxima corrente detectada pelo fotodiodo devido sinal ao GFO [13].

A luz que incide sobre o fotodiodo contém um ruído de intensidade que é devido a diversas causas, dentre as quais as principais são a presença de irradiação gerada por emissão espontânea e a flutuação de potência de cada modo longitudinal de oscilação da cavidade da fonte de luz [7] e [12]. Esse ruído de intensidade apresenta uma função densidade de probabilidade gaussiana. [7]

O ruído de intensidade tem densidade de potência espectral, η_{INT} , dada por, :

$$\eta_{INT} = \frac{I_0^2}{\Delta\nu} \quad (3.9)$$

na qual $\Delta\nu$ é a largura espectral da fonte luminosa [9], [10] e [11]. Semelhantemente ao *shot*, o ruído de intensidade possui um perfil espectral plano, com frequência de corte muito maior que as frequências de corte envolvidas na demodulação.

Desde que o ruído térmico independe de P_0 , o ruído shot é proporcional a P_0 e o ruído de intensidade é proporcional a P_0^2 , assim a medida que a potência óptica aumenta, existem faixas de operação nas quais um determinado tipo de ruído predomina sobre os demais.

3.2. O Detector Ideal

Um estudo completo de como deveria ser o processamento de sinal ideal, ou seja, como deveria ser o sinal demodulador ideal do sinal do GFO, foi apresentado [14]. Para isso foi considerado que o ruído dominante seria o ruído *shot*. Do ponto de vista do mínimo sinal detectável foi demonstrada a seguinte equação

$$\Delta\phi_s \text{ min} = \frac{\sqrt{2q(1 + J_0(\phi_m)\Delta f_B N)}}{\sqrt{\mathfrak{R}P_0} \left\{ \sum_n^N J_{2n-1}(\phi_m) \right\}} \quad (3.10)$$

que mostra que para minimizar o mínimo sinal detectável deve-se realizar a detecção em um número máximo adequado de harmônicas e escolher um valor conveniente e realizável de ϕ_m .

A fim de se determinar os valores ótimos de N e de ϕ_m , foram calculados valores de $\Delta\phi_s \text{ min}$ em função de ϕ_m para $N = 1, 2, 3$ e 4 , $P_0 = 10\mu\text{W}$, $\mathfrak{R} = 0,5$ e $\Delta f_B = 1\text{Hz}$. Um gráfico destes valores é apresentado (Figura 7).

Reproduz-se aqui as conclusões sobre o processador ideal [14], que são as seguintes:

Primeiro, no caso particular de $N=1$ (detecção síncrona clássica), o valor de ϕ_m que minimiza $\Delta\phi_s \text{ min}$, não é 1,82 rad como é divulgado na literatura, e sim, cerca de 2,2

rad. Ou seja, o valor encolhido de 1,82 rad, segundo a literatura maximiza $J_1(\phi_m)$, mas isto não garante uma melhor solução do ponto de vista de mínimo valor detectável.

Como pode ser observado na equação (3.10) para $N=1$, o numerador é devido ao ruído *shot*, que é proporcional a corrente DC, que depende de $(1+J_0(\phi_m))$, que decresce até $\phi_m=2,4048$ rad (mínimo $J_0(\phi_m)$ no intervalo em questão).

Segundo, a partir de $\phi_m \cong 2,45$ rad, a detecção de apenas uma harmônica não garante um mínimo sinal detectável. Isto significa que pelo menos a contribuição da terceira harmônica para o sinal de saída é maior que a contribuição do ruído centrado nesta frequência.

E por último, a partir de $\phi_m \cong 2,45$ rad e menor do que $\phi_m \cong 3,60$ rad, o número ótimo de harmônicas ímpares é 2, (1ª e 3ª); isto significa que as contribuições de mais que 2 harmônicas ímpares adicionam mais ruído do que sinal.

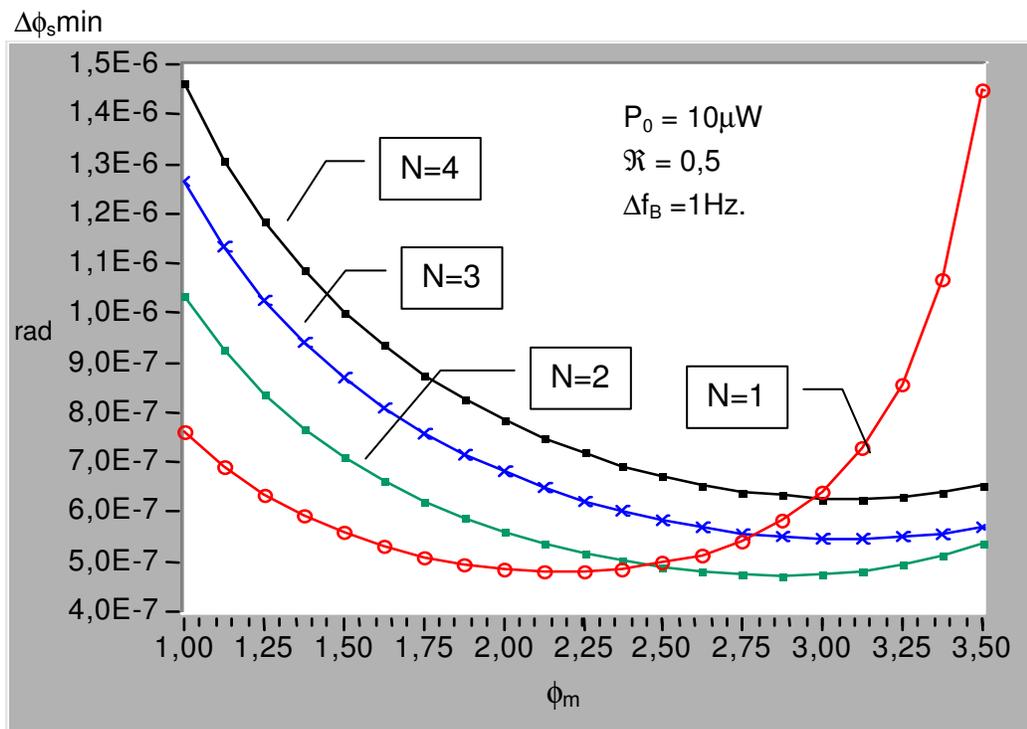


Figura 7. Mínimo sinal detectável em função do número de harmônicas do detector e de ϕ_m [14].

A Figura 8 apresenta um esquema do detector ideal para a faixa de ϕ_m adequada às implementações a serem estudadas com sinal normal do GFO.

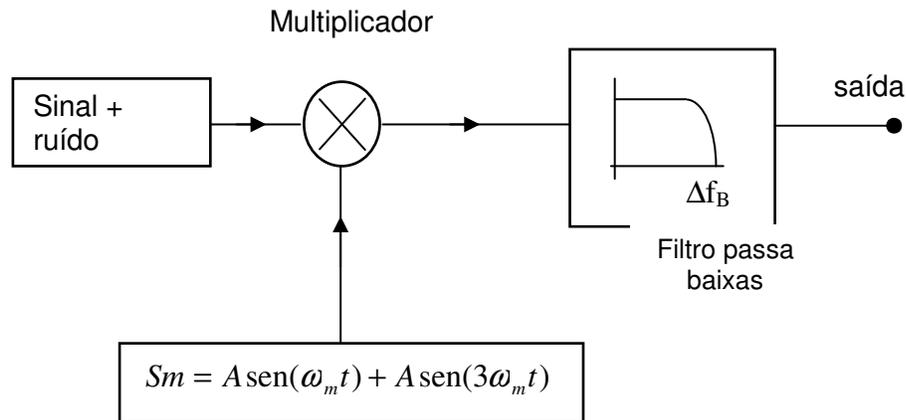


Figura 8. Diagrama em bloco de um detector ideal síncrono para sinais de giro com polarização dinâmica para $\phi_m \geq 2,45\text{rad}$.

3.3. Técnica de Demodulação Síncrona Valor Médio (Mean Value)

Esta técnica de demodulação apresentada [14], a qual foi denominada posteriormente por técnica *Mean Value* [15]. Aqui foi citada, algumas vezes, como simplesmente técnica #1.

Apresenta-se aqui um resumo desta técnica de demodulação, que foi complementada com análises e sugestões de aprimoramentos. Estas modificações foram empregadas num processador de sinais implementado e experimentado.

A técnica *Mean Value* foi desenvolvida através da observação de algumas características apresentadas pelo sinal da corrente fotodetectada, $I_D(t)$, com relação ao desvio de fase $\Delta\phi_s$ [14], [15] e [16].

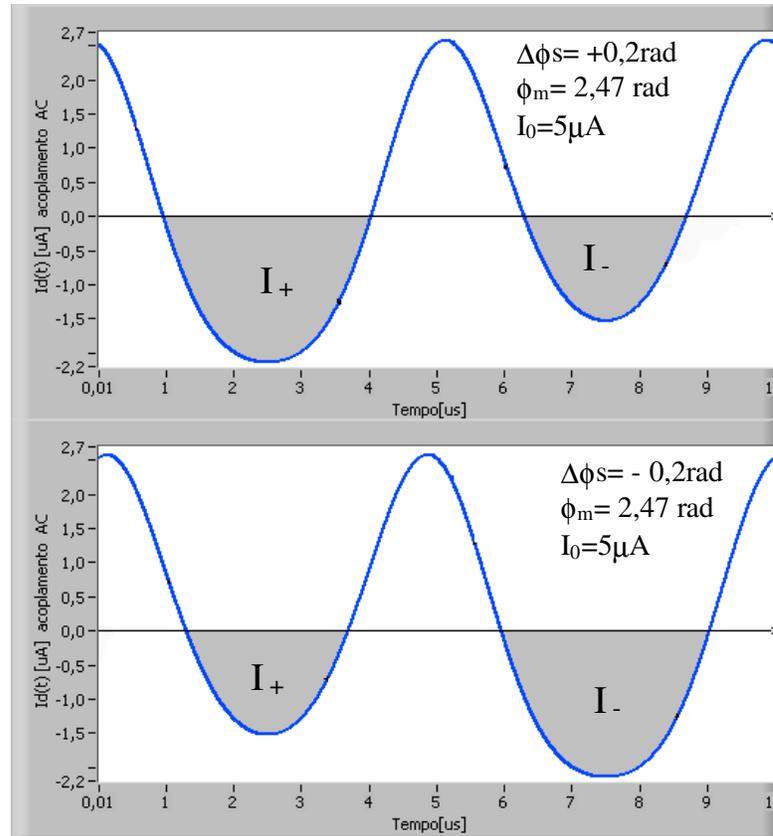


Figura 9. Sinal I_D para diferentes valores do desvio de fase.

A Figura 9 apresenta o comportamento da corrente fotodetectada para dois valores distintos de $\Delta\phi_S$. Observou-se que as áreas I_+ e I_- variam com o desvio de fase de Sagnac. Assim, a técnica *Mean Value* utiliza um sinal de demodulação capaz de, após o bloco multiplicador, isolar estas áreas de um modo útil para que o sinal de saída S_{OUT} represente a dependência com $\Delta\phi_S$. O sinal de demodulação (Figura 10) utilizado é tal que,

$$D(t) = \sum_{n=1}^{Nd} b_n \text{sen}[2\pi(2n-1)f_m t] \quad (3.11)$$

na qual

$$b_n = (-1)^{n-1} \frac{4}{(2n-1)\pi} \text{sen}\left[(2n-1)\frac{2\pi f_m T_1}{2}\right] \quad (3.12a)$$

$$T_1 = \frac{2}{\omega_m} \arccos \left[\frac{\arccos[J_0(\phi_m)]}{\phi_m} \right] \quad (3.12b)$$

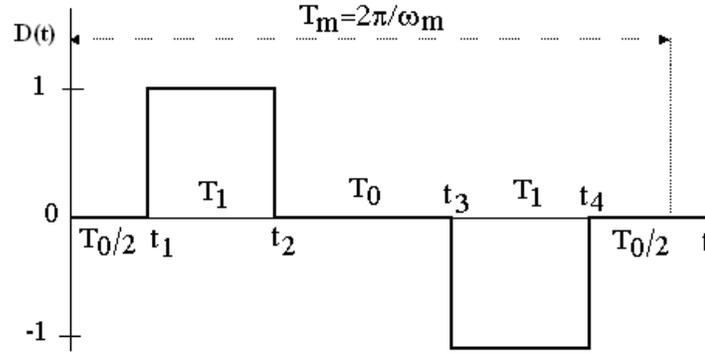


Figura 10. Sinal demodulador D(t) e intervalo de tempo T₁ [17].

Esta técnica trabalha com a diferença entre as áreas I₊ e I₋ e o sinal demodulado é

$$S\Delta\phi_s = \sum_{n=1} G_{2n-1} \Delta\phi_s = G_T \cdot \Delta\phi_s \quad (3.13)$$

$$n = 1, 2, 3 \dots$$

onde G_T é o ganho do sistema e G_{2n-1} foi denominado como o ganho por harmônica da (2n-1)-ésima harmônica, dado por:

$$G_{2n-1} = \frac{I_0}{2} J_{2n-1}(\phi_m) b_{2n-1} \quad (3.14)$$

Com o intuito de linearizar o sinal de saída da variação de φ_m dividiu-se pelo valor de pico do sinal ac do giro, assim.

$$S\Delta\phi_s = \frac{f(I_0, \phi_m, \Delta\phi_s)}{I_{ACp}} \cdot \Delta\phi_s = G_{TL} \cdot \Delta\phi_s \quad (3.15)$$

onde o valor de pico do sinal ac do giro

$$I_{ACp} = \frac{I_0}{2} [1 - J_0(\phi_m) \cos(\Delta\phi_s)] \quad (3.16)$$

que para pequenos desvios de fase de Sagnac, I_{ACp} pode ser aproximado por:

$$I_{ACp} \cong \frac{I_0}{2} [1 - J_0(\phi_m)] \quad (3.17)$$

Da investigação de simulações encontrou-se os seguintes parâmetros para operação da técnica *Mean Value* (Tabela 1)

Tabela 1. Pontos de operação

$\phi_m(\text{rad})$	$\Delta\phi_{s\text{max}}(\text{rad})$	Erro de Linearidade (fundo de escala)
3,14283	$\pm 0,9$	$\leq 0,04\%$
3,12830	$\pm 0,7$	$< 0,01\%$

Como resultados dessa divisão obtve-se, além da linearização, uma menor sensibilidade do sinal de saída da variação de ϕ_m , pois ela também é função de ϕ_m .

O ganho linearizado, G_{TL} , do detector encontrado para um determinado valor de ϕ_m e para um $\Delta\phi_s$ muito pequeno resulta em

$$G_{TL} = G_{TL}(\phi_{m0}) = \sum_{n=1}^N \frac{J_{2n-1}(\phi_{m0}) b_{2n-1}}{1 - J_0(\phi_{m0})} \quad (3.18)$$

onde b_{2n-1} é dado por:

$$b_{2n-1} = \frac{4}{(2n-1)\pi} (-1)^{n-1} \text{sen}[(2n-1) \frac{\omega_m T_1}{2}] \quad (3.19)$$

para o caso particular de T_1 dado por:

$$T_1 = \frac{2}{\omega_m} \cos^{-1} \left[\frac{\cos^{-1}(J_0(\phi_{m0}))}{\phi_{m0}} \right] \quad (3.20)$$

Observe que G_{TL} só depende de ϕ_{m0} , ou seja, além de linearizar o ganho, este processo elimina a dependência de I_0 (ou seja, elimina a dependência da potência da luz incidente no fotodiodo). Desta maneira a dependência de G_{TL} com ϕ_{m0} , tornou-se praticamente linear, com inclinação de aproximadamente - 0,32, ou seja a cada 1% de variação de ϕ_{m0} corresponde 0,32% de variação no ganho G_{TL} .

Neste mesmo sentido, ainda se propôs que a linearidade da característica de transferência pode ser muito melhorada se a saída do detector for obtida pela diferença dos valores médios dos semiciclos positivos dividido pelo valor de pico acrescido de uma parcela (k) da soma dos valores médios dos semiciclos negativos, conforme a expressão abaixo,

$$S\Delta\phi_s = \frac{I_+ - I_-}{I_{ACp} + k(I_+ + I_-)} = G_{TL} \cdot \Delta\phi_s \quad (3.21)$$

Obteve-se, com esta melhoria, que para um valor particular de $\phi_{m0} = 3,13453$ e $k = 2,226$ a característica de transferência é extremamente linear com $G_{TL} = 0,391487$ para um intervalo de $\Delta\phi_s \pm 1,0$ rad com um erro menor do que ± 3 ppm com relação ao fundo de escala.

4. Análise dos Ruídos de Intensidade e Shot

Neste tópico apresenta-se um estudo, realizado com o auxílio de simulações, da influência do ruído de intensidade. Esta análise tem o objetivo de incluir o ruído de intensidade nos cálculos do mínimo sinal detectável para as técnicas *Lock-in*, *Mean Value* (técnica #1) e a do sinal integrado (técnica #2). Anteriormente foram realizadas análises considerando o sinal limitado pelo ruído *shot*. Com a possibilidade de se aumentar a potência óptica inserida no interferômetro o ruído de intensidade tornar-se-á dominante.

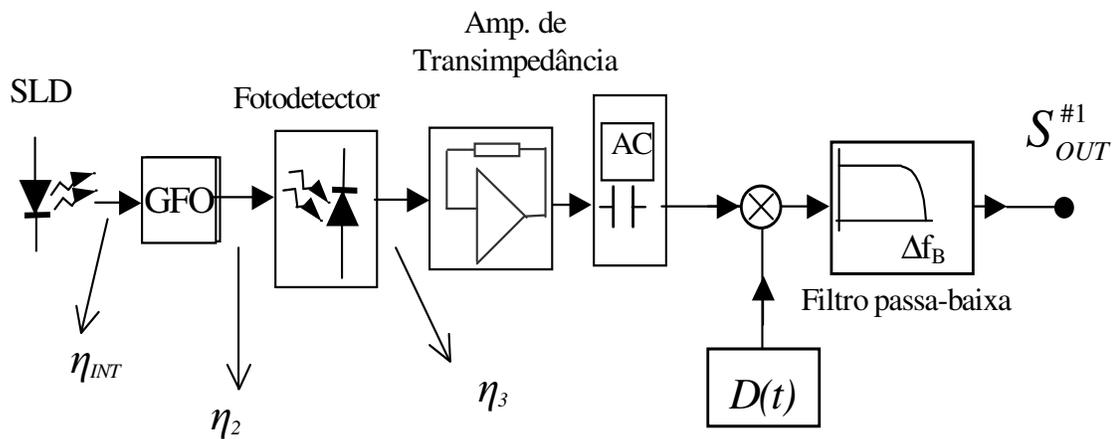


Figura 11. Esquema para demodulação síncrona do sinal fotodetectado

O esquema acima, Figura 11, mostra o caminho percorrido pelo sinal e ruídos que estão envolvidos nas demodulações síncronas. Um ponto importante é observar que a densidade de ruído de intensidade, presente na fonte de luz é modificada pela função de transferência do giroscópio. Esta densidade de ruído ao longo do processamento será analisada.

Anteriormente considerou-se que a densidade espectral η_{INT} como sendo o valor total [18], mas segundo Blake, 1994 [19] somente a componente do ruído em fase com o sinal contribui, portanto somente a densidade de potência $\eta_{INT(fase)}$ deve-se ser incluída para avaliar a performance ideal dos giroscópios. Uma análise gráfica foi feita para determinar quais são as componentes harmônicas desses ruídos que contribuirão para a incerteza do sinal de saída.

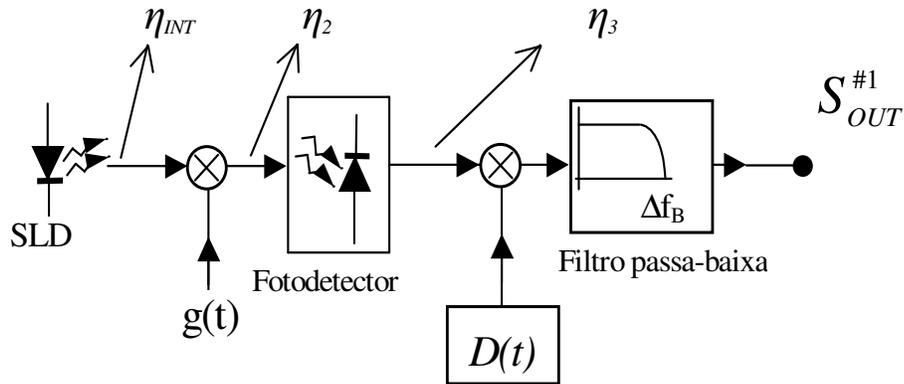


Figura 12. Densidades de ruídos no esquema simplificado para demodulação síncrona do sinal fotodetectado.

No esquema acima $g(t)$ é a função de transferência do giro considerando que não haja rotação ($\Delta\phi_S=0$)

$$g(t) = \frac{I_0}{2} \left(1 + J_0(\phi_m) + 2 \sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right) \quad (4.1)$$

É fácil mostrar que no esquema de demodulação acima somente as componentes de frequências do ruído centradas nas frequências $\omega_m, 3\omega_m, 5\omega_m, \dots (2n-1)\omega_m$ com banda de $2\Delta f_B$ contribuem para o sinal de saída. Se $2\pi\Delta f_B \ll \omega_m$ as componentes de ruído podem ser expressas em termos de suas componentes em fase e em quadratura. Então o ruído de intensidade $in_{opt}(t)$ pode ser representado das seguintes formas

$$in_{opt}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{opt}(n\omega_m) \cos[n\omega_m t + \phi(n\omega_m)] \quad (4.2a)$$

ou

$$in_{opt}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} in_{fase}(t) \cos(n\omega_m t) - in_q(t) \sin(n\omega_m t) \quad (4.2b)$$

$in_{fase}(t)$ e $in_q(t)$ são sinais aleatórios e descorrelacionados [20].

Do diagrama apresentado (Figura 12) tem-se seguinte sinal óptico que sai do diodo SLD sendo modulado pela função de modulação $g(t)$,

$$[Id_{\text{óptico}}(t) + in_{\text{óptico}}]g(t) = Id_{\text{óptico}}(t)g(t) + in_{\text{óptico}}(t)g(t) \quad (4.3)$$

O termo destacado na equação (4.3) será estudado a fim de se obter uma expressão matemática particular que defina o ruído óptico de intensidade presente no sinal do giro para técnicas síncronas como a da “técnica *Lock-in*” e “técnica *Mean Value*”.

O ruído de intensidade que irá contribuir pode ser decomposto em raios em fase e em quadratura com o sinal. Observe a Figura 13. Fazendo-se esta decomposição observa-se que, somente a parte em fase é que deve ser considerada no cálculo do ruído presente no sinal do giro [19].

O sinal do giro modula o ruído de intensidade transladando em frequência as componentes harmônicas do ruído. Esta translação de harmônicas é mostrado nas Figuras 14 e 15. Graficamente, apresenta-se na Figura 14 o resultado da multiplicação do sinal $g(t)$, Figura 13c, pelo sinal aleatório $if(t)$, Figura 13a

Na Figura 15, apresenta-se as componentes do ruído em quadratura, nas frequências de interesse, obtidas pela multiplicação do sinal $g(t)$ e do sinal $iq(t)$, Figura 13 b.

Lembrando-se que quando há rotação aparecem no sinal do giro harmônicas ímpares, $(2n-1)\omega_m$, sendo demoduladas para a banda base e fornecendo um sinal proporcional à rotação. Assim, somente as componentes de ruído ímpares contribuirão na formação do ruído.

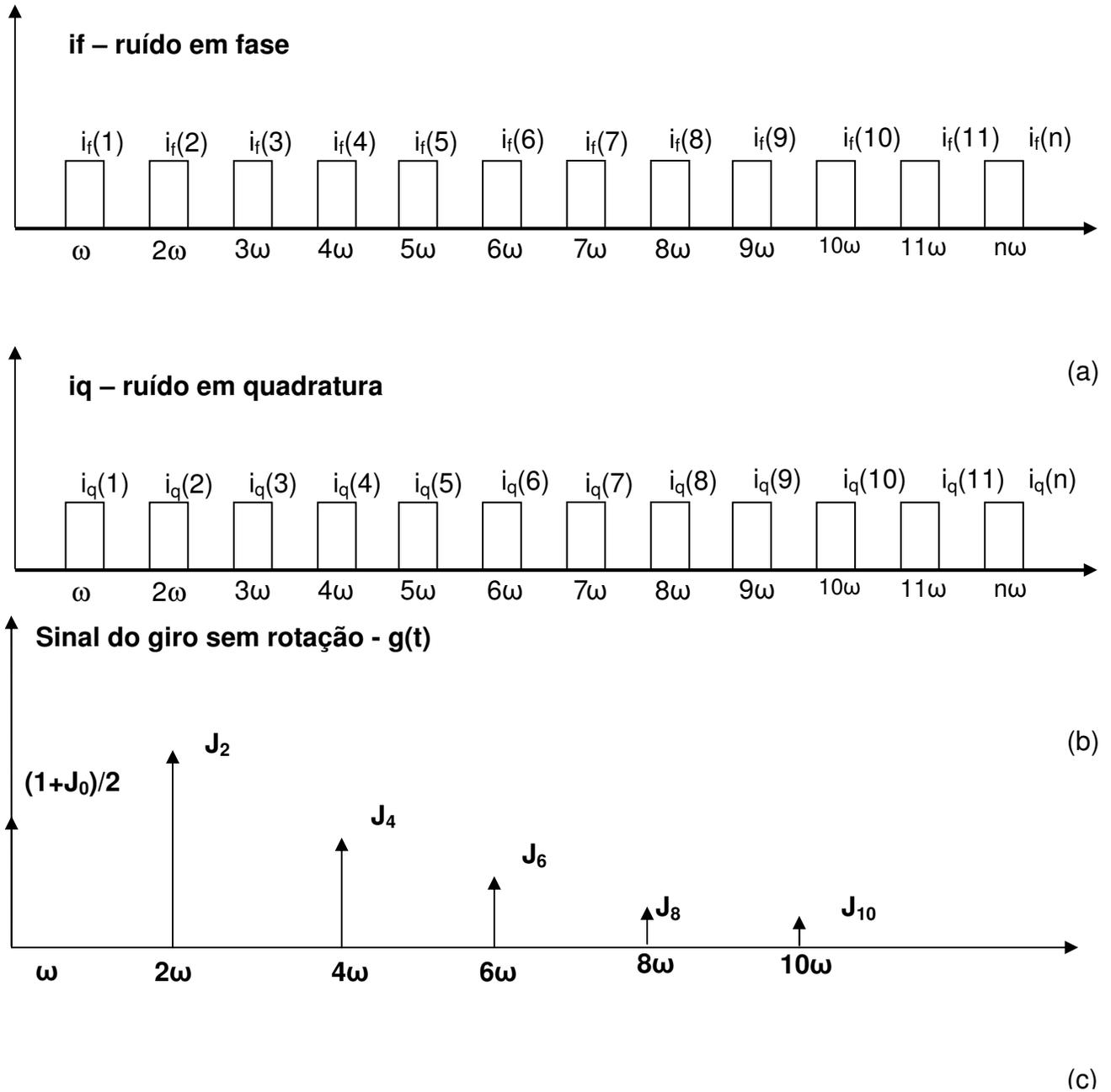


Figura 13. (a) componentes de ruído de intensidade em fase centrados nas frequências de interesse; (b) componentes do ruído de intensidade em quadratura centrados nas frequências de interesse; (c) Sinal do giro, normalizado por I_0 , com a banda limitada em cinco harmônicas pares. Para $\omega_m=100\text{kHz}$ componentes de até 1MHz serão consideradas.

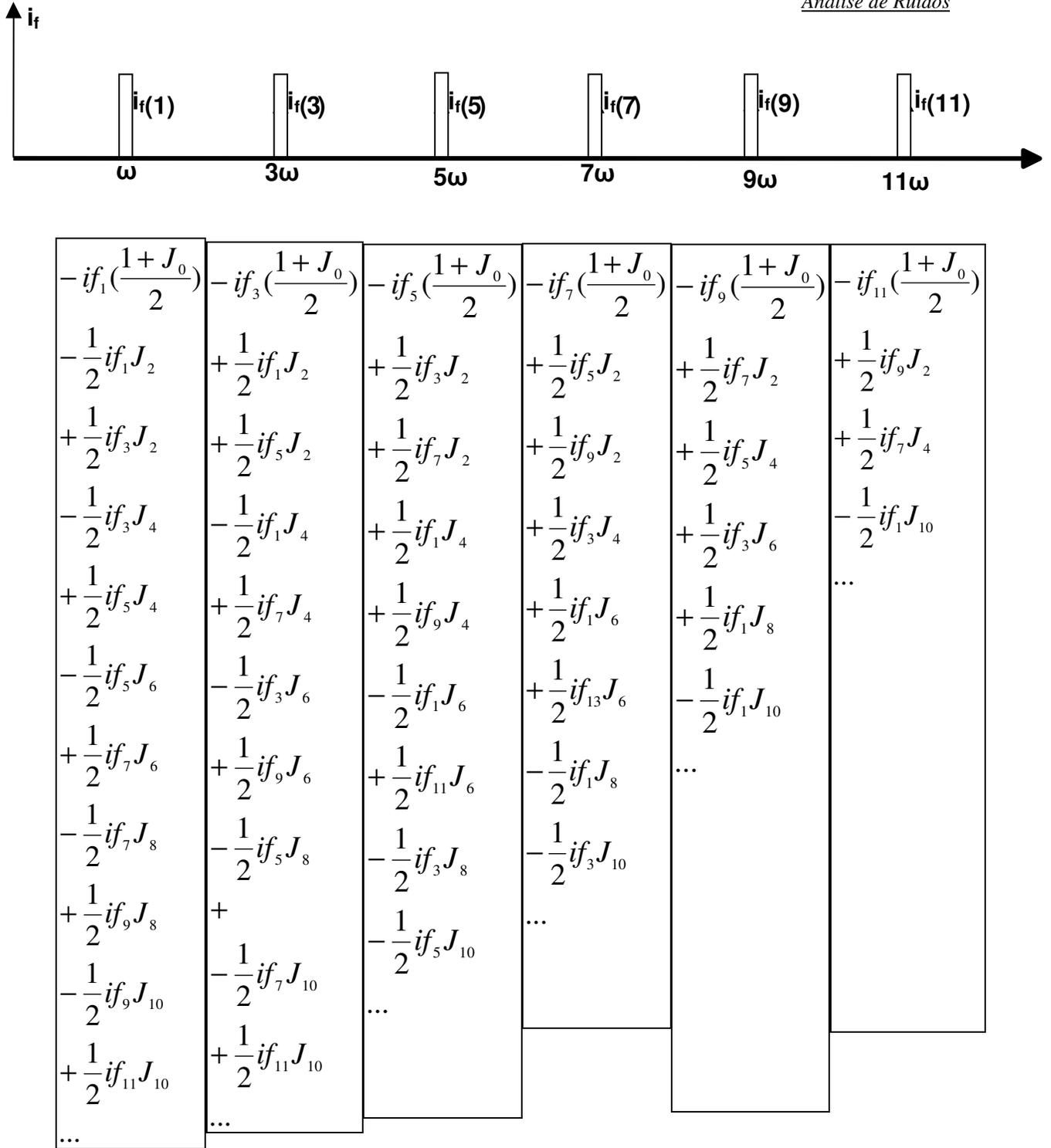


Figura 14. As componentes de ruído óptico em fase harmônicas ímpares de ω_m até $11\omega_m$ após a multiplicação pelo sinal do GFO.(as grandezas if_n são aleatórias e decorrelacionadas entre si).

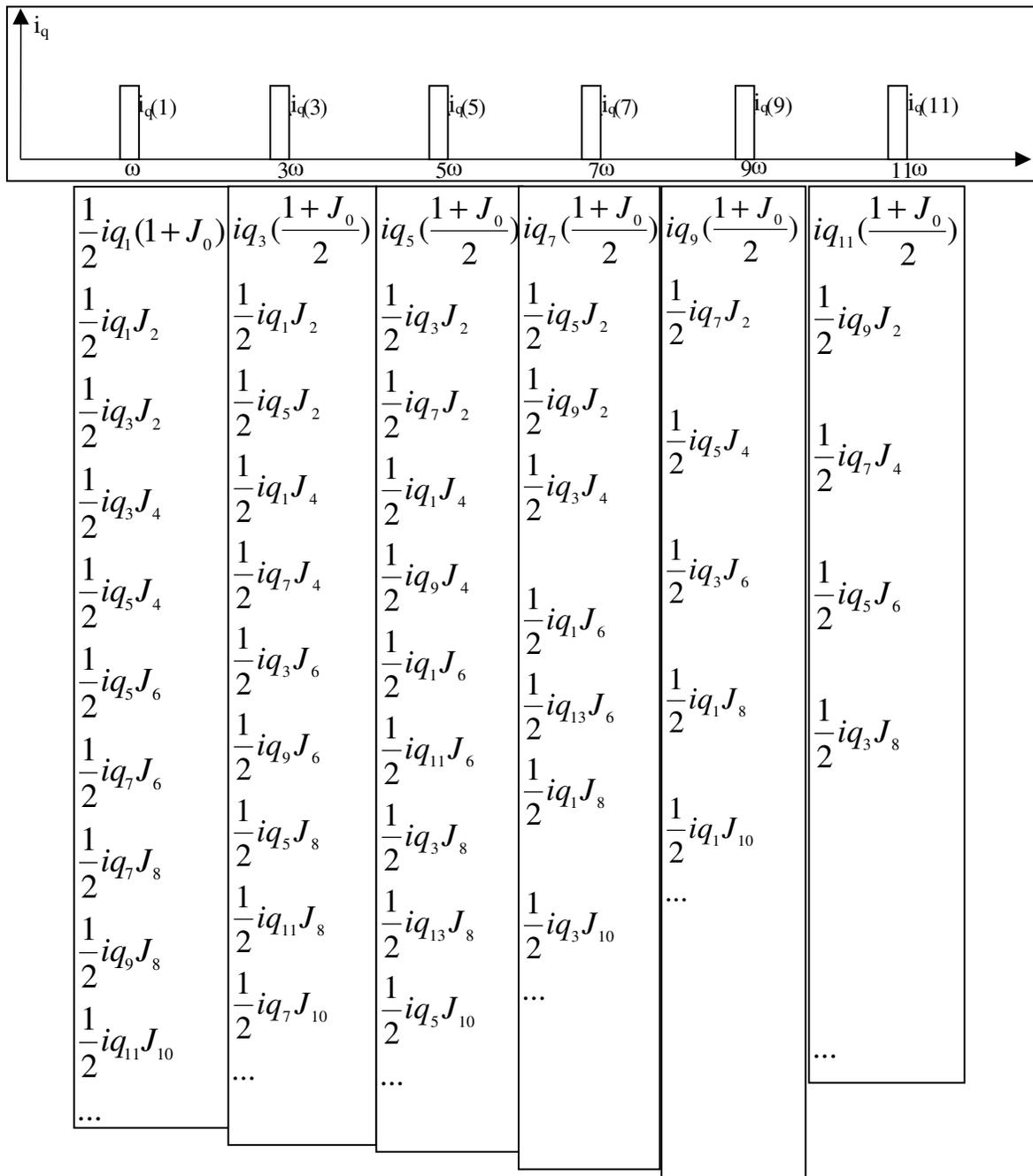


Figura 15. As componentes de ruído óptico em quadratura nas harmônicas ímpares de ω_m até $11\omega_m$ após a multiplicação pelo sinal do GFO.(as grandezas iq_n são aleatórias e decorrelacionadas entre si e contribuirão para a incerteza do sinal de saída).

Baseando-se nesta análise gráfica podemos inferir a densidade ruídos presentes no sinal do giro para as técnicas síncronas de demodulação, Lock-in, 1^a harmônica e a técnica *Mean Value* (técnica#1) que leva em consideração 3 harmônicas na demodulação com pesos diferentes.

A técnica *Lock-in* recupera somente as componentes na harmônica de frequência de ω_m . Uma equação generalizada pode ser encontrada e será apresentada a seguir. Sendo o ruído em fase $i_f(n)$ o ruído presente na componente de frequência $n\omega_m$ a modulação do ruído pelo sinal do giro dará as seguintes componentes de ruído.

A componente em $1\omega_m$ (primeira coluna da Figura 14) será:

$$\langle i_f \rangle^2 = \frac{1}{4}(1+J_0 - J_2)^2 \langle i_{f(1)} \rangle^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{2n} - J_{2(n+1)})^2 \langle i_{f(2n+1)} \rangle^2 \quad (4.4)$$

onde $\langle \rangle^2$ significa valor médio quadrático.

A componente do ruído de intensidade na harmônica de frequência $N\omega_m$ será:

$$\begin{aligned} \langle i_f \rangle^2 = & \frac{1}{4}(1+J_0 - J_{2N})^2 \langle i_{f(N)} \rangle^2 + \sum_{n=1}^H \frac{1}{4} (J_{[N-(2n-1)]} - J_{[N+(2n-1)]})^2 \langle i_{f(2N-1)} \rangle^2 + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{[2n]} - J_{[2(n+N)]})^2 \langle i_{f(2n+N)} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde N é inteiro e ímpar. H é a parte inteira da divisão de N/2.

Abaixo temos alguns gráficos obtidos com as equações anteriores. Nos gráficos das Figuras 16 e 17 são apresentadas as componentes de ruído em função da profundidade de modulação óptica para as três primeiras harmônicas ímpares de ω_m . Sendo apresentadas de forma independente.

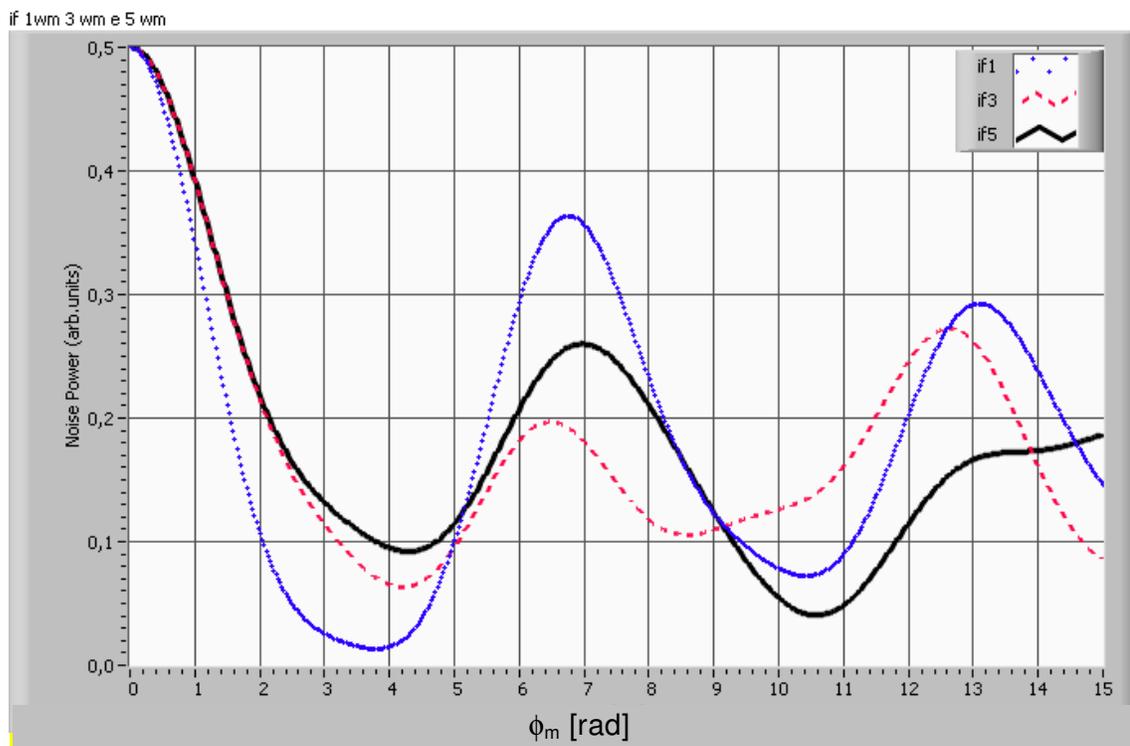


Figura 16. Potência de ruído óptico em fase com banda de 1Hz em torno das harmônicas ω_m , $3\omega_m$ e $5\omega_m$. Todas em função de ϕ_m .

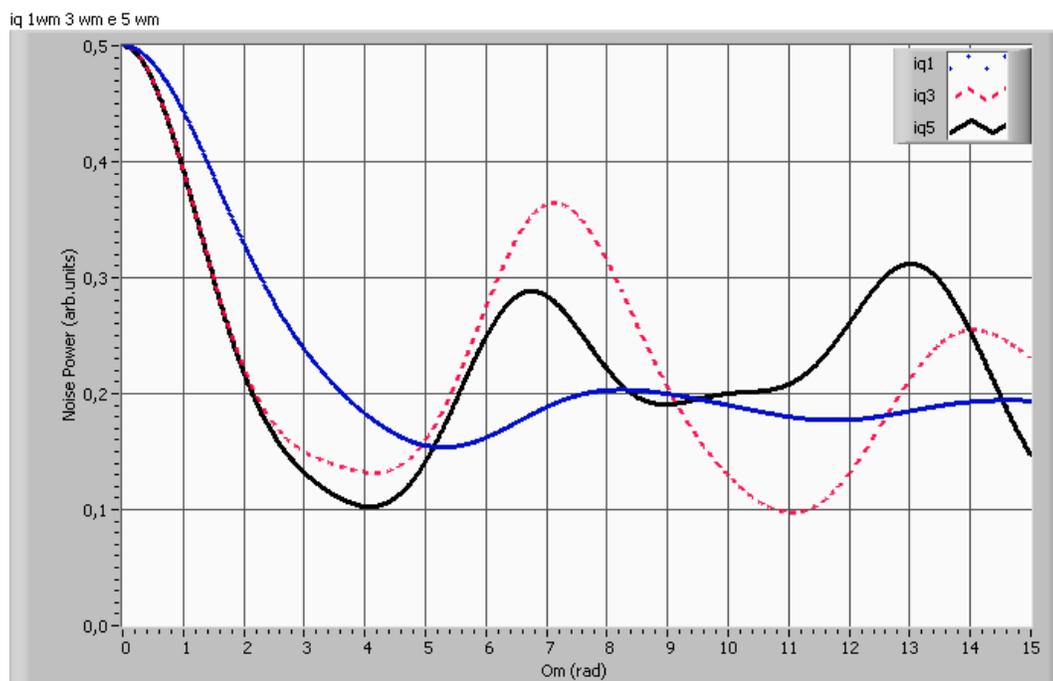


Figura 17. Potência de ruído em quadratura com banda 1Hz em torno das harmônicas ω_m , $3\omega_m$ e $5\omega_m$, em função da profundidade de modulação óptica ϕ_m .

A maneira de como estas distribuições de potência irão contribuir para a densidade de ruído dependerá da técnica de demodulação empregada.

Após a demodulação por $\sum_{n=1}^N k \sin[(2n-1)\omega t]$ com N ímpar tem-se as seguintes componentes em $\omega t=0$

$$\langle i_f \rangle^2 = \frac{k}{2} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{4} (1 + J_0 - J_{2N})^2 \langle i_{f(N)} \rangle^2 + \sum_{n=1}^H \frac{1}{4} (J_{[N-(2n-1)]} - J_{[N+(2n-1)]})^2 \langle i_{f(2N-1)} \rangle^2 + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{[2n]} - J_{[2(n+N)]})^2 \langle i_{f(2n+N)} \rangle^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

O mesmo procedimento foi empregado para o ruído em quadratura $i_q(n)$. O ruído presente na componente de frequência ω_m resultante da modulação do ruído pelo sinal do giro será (Primeira coluna Figura 15).

$$\langle i_q \rangle^2 = \frac{1}{4} (1 + J_0 + J_2)^2 \langle i_{q(1)} \rangle^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{2n} + J_{2(n+1)})^2 \langle i_{q(2n+1)} \rangle^2 \quad (4.7)$$

A equação geral para cada uma das demais componentes será:

$$\begin{aligned} \langle i_q(N\omega_m) \rangle^2 &= \frac{1}{4} (1 + J_0 + J_{2N})^2 \langle i_{q(N)} \rangle^2 + \sum_{n=1}^H \frac{1}{4} (J_{[N-(2n-1)]} + J_{[N+(2n-1)]})^2 \langle i_{q(2N-1)} \rangle^2 + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{[2n]} + J_{[2(n+N)]})^2 \langle i_{q(2n+N)} \rangle^2 \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde N é inteiro e ímpar. H é a parte inteira da divisão de N/2.

A Figura 17 mostra o ruído em quadratura nas frequências ω_m , $3\omega_m$ e $5\omega_m$.

Após a demodulação por $\sum_{n=1}^N b_n \sin[(2n-1)\omega t]$ com N ímpar tem-se as seguintes

componentes em $\omega t = 0$

$$\langle i_q(0) \rangle^2 = \frac{b_N}{2} \left\{ \frac{1}{4} (1 + J_0 + J_{2N})^2 \langle i_{q(N)} \rangle^2 + \sum_{n=1}^H \frac{1}{4} (J_{[N-(2n-1)]} + J_{[N+(2n-1)]})^2 \langle i_{q(2N-1)} \rangle^2 + \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{[2n]} + J_{[2(n+N)]})^2 \langle i_{q(2n+N)} \rangle^2 \right\} \quad (4.9)$$

$$\langle i_q(0) \rangle^2 = \frac{b_N}{2} \left\{ \frac{1}{4} (1 + J_0 + J_{2N})^2 + \sum_{n=1}^H \frac{1}{4} (J_{[N-(2n-1)]} + J_{[N+(2n-1)]})^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{[2n]} + J_{[2(n+N)]})^2 \right\} \langle i_{q(2N-1)} \rangle^2 \quad (4.10)$$

$$\langle i_q(0) \rangle^2 = \sum_{k=1}^N \left\{ \frac{b_{2k-1}}{2} \left\{ \frac{1}{4} (1 + J_0 + J_{2m})^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4} (J_{[2n]} + J_{[2(n+(2k+1))])^2 \right\} \right\} \\ + \sum_{k=1}^{N-1} \left\{ \frac{b_{2k+1}}{2} \sum_{n=1}^k \frac{1}{4} (J_{[(2k+1)-(2n-1)]} + J_{[(2k+1)+(2n-1)]})^2 \right\} \quad (4.11)$$

onde N é o número de harmônicas ímpares.

As equações (4.8) e (4.11) só podem ser aplicadas diretamente para encontrar a contribuição de cada componente do sinal demodulador de forma independente. Assim para encontrar o sinal dc total faz-se necessário reorganizar os termos que possuam componentes de ruído correlacionados.

4.1. Densidade de Ruído de Intensidade - Técnica Lock-in

Considerando a técnica *Lock-in*, somente as componentes de ruído que estão centradas em torno da primeira harmônica, ω_m , contribuirão para o ruído, após a demodulação pelo sinal

$$D(t) = \text{sen}[(2n - 1)\omega t] \quad (4.12)$$

e assim encontramos a distribuição de potência de ruído de intensidade.

Abaixo temos alguns gráficos da distribuição do ruído de intensidade em função da profundidade de modulação óptica. Esses resultados puderam ser comparados aos disponibilizados na literatura referenciada [19]. As Figuras 18 e 19 mostram os gráficos das componentes i_f e i_q , que foram encontrados com as equações (4.4) e (4.7) respectivamente.

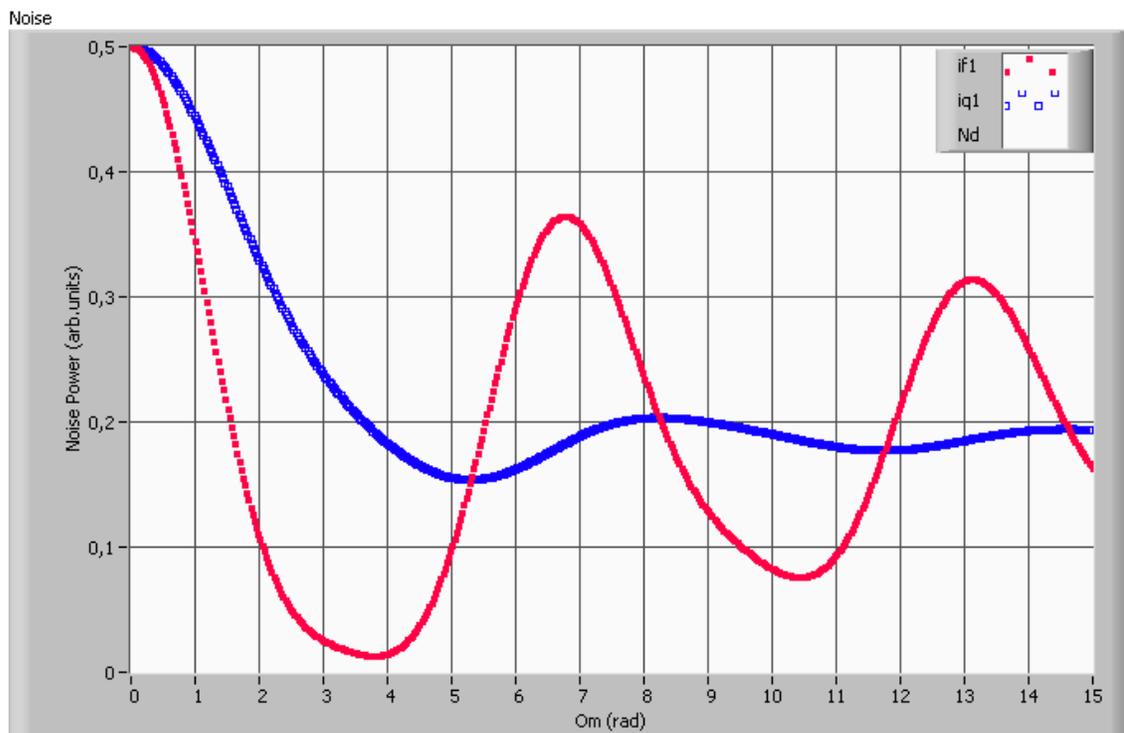


Figura 18. Densidade de potência de ruído de intensidade, em fase e em quadratura versus profundidade de modulação para a técnica *lock-in*.

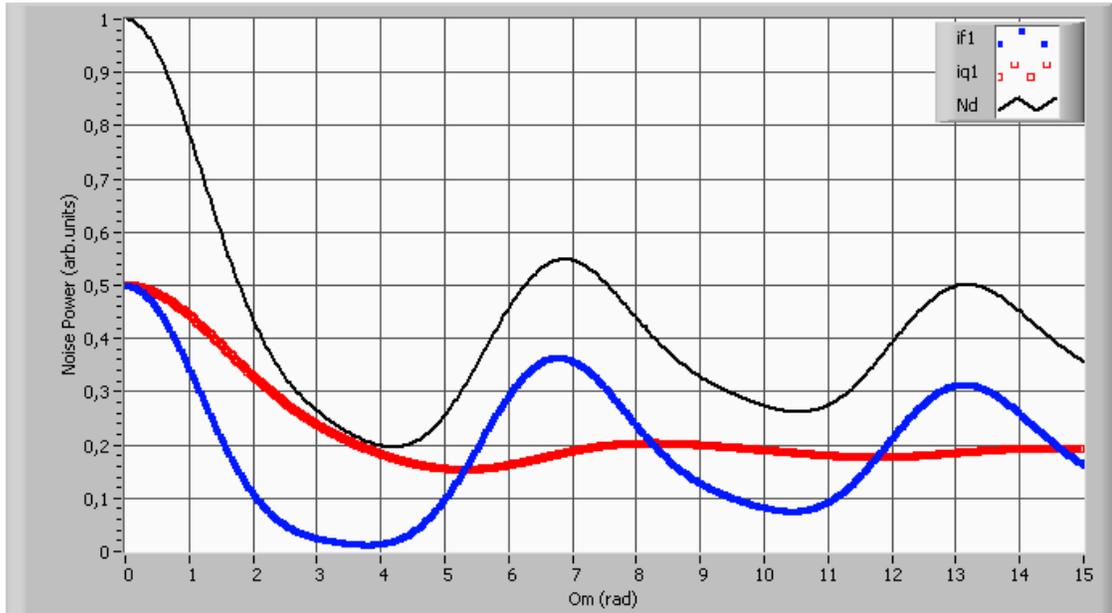


Figura 19. Densidade de potência de ruído de intensidade total, em fase e em quadratura versus profundidade de modulação para a técnica Lock-in.

4.2. Densidade de Ruído de Intensidade - Técnica Mean Value

Na técnica *Mean Value*, técnica #1, as componentes das harmônicas ímpares são demoduladas com pesos diferentes acontecendo o mesmo para o ruído. Abaixo estão as equações encontradas depois da demodulação considerando que o amplificador de transimpedância limita a banda do sinal do giro em J8 ou seja para $\omega_m=100\text{KHz}$ seria 800KHz.

Considerando o caso particular em que o sinal demodulador seja da forma

$$D_m(t) = b_1 \text{sen}(\omega_m t) + b_2 \text{sen}(3\omega_m t) + b_3 \text{sen}(5\omega_m t) \quad (4.13)$$

O ruído em fase será dado pela seguinte equação

$$n_f^2 = \left\{ i_f^2 (1) \frac{1}{4} [(1 + J_0 - J_2)b_1 + (J_2 - J_4)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \right. \\ \left. + i_f^2 (3) \frac{1}{4} [(J_2 - J_4)b_1 + (1 + J_0 - J_6)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \right. \\ \left. + i_f^2 (5) \frac{1}{4} [(J_4 - J_6)b_1 + (J_2 - J_8)b_2 + (1 + J_0)b_3]^2 \right\} \frac{1}{2} \quad (4.14)$$

A densidade de ruído em quadratura será encontrada de maneira análoga e será dada pela equação abaixo

$$n_q^2 = \left\{ i_q^2 (1) \frac{1}{4} [(1 + J_0 + J_2)b_1 + (J_2 + J_4)b_2 + (J_4 + J_6)b_3]^2 + \right. \\ \left. + i_q^2 (3) \frac{1}{4} [(J_2 + J_4)b_1 + (1 + J_0 + J_6)b_2 + (J_4 + J_6)b_3]^2 + \right. \\ \left. + i_q^2 (5) \frac{1}{4} [(J_4 + J_6)b_1 + (J_2 + J_8)b_2 + (1 + J_0)b_3]^2 \right\} \frac{1}{2} \quad (4.15)$$

O gráfico abaixo (Figura 20) mostra a variação das densidades de potência em função da variação da profundidade de modulação ϕ_m para o caso particular citado anteriormente.

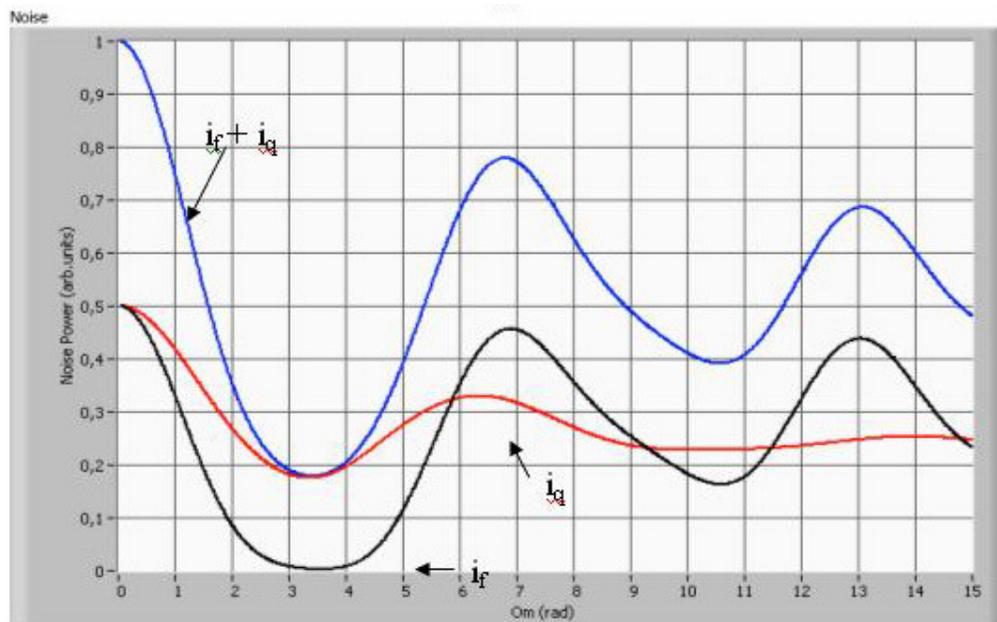


Figura 20. Densidade de potência de ruído em fase, em quadratura e total, em função da profundidade de modulação óptica para a técnica#1 após a demodulação.

4.3. Comparação entre as Densidades de RIN das Técnicas Estudadas

No gráfico, abaixo (Figura 21), os valores foram parametrizados pelo máximo do ruído total de cada técnica. Então o que pode ser observado são as posições dos vales de uma e outra técnica. As curvas de interesse são as do ruído de intensidade em fase que para as duas técnicas são muito semelhantes para ϕ_m menores que 5 rad.

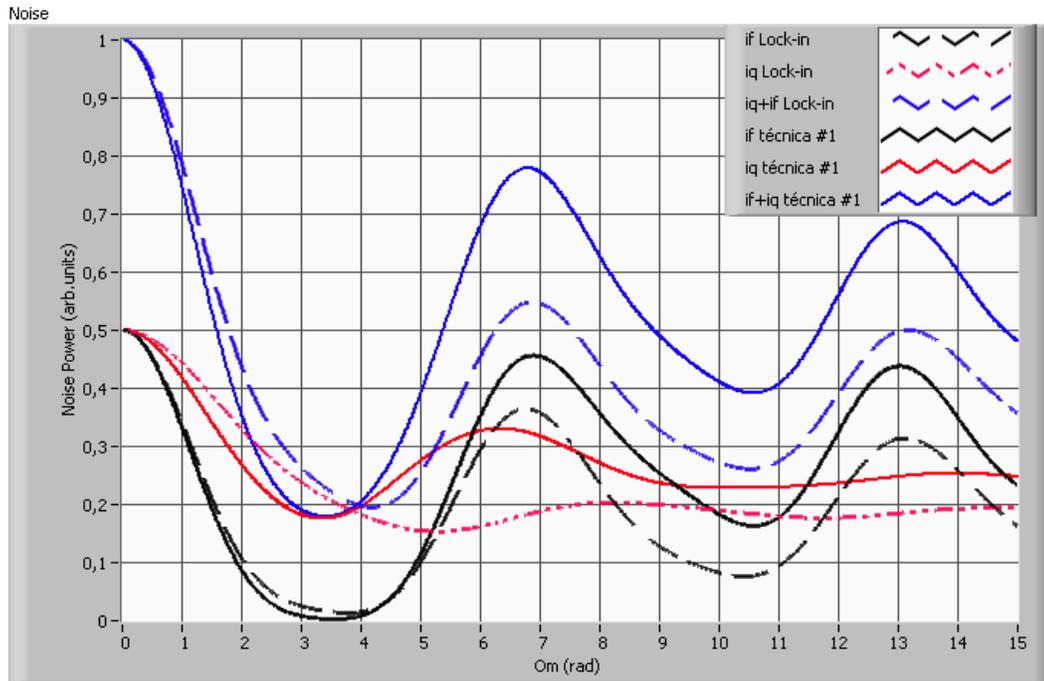


Figura 21. Densidade de ruídos em função da profundidade de modulação óptica.

No próximo tópico abordaremos a análise do mínimo sinal detectável para as técnicas Mean Value e Lock-in. Pelo que foi apresentado neste tópico o fato do ruído de intensidade ser modulado pelo sinal do GFO o ruído óptico passa a ser muito menor para determinadas profundidades de modulação óptica. Devido ao fato do sinal óptico ser modificado antes da fotodetecção as análises do ruído óptico foi dividida em duas hipóteses. A primeira considera que o ruído shot devido o processo aleatório de geração de pares elétron-lacuna no fotodetector é muito maior que o ruído quântico adicionado ao sinal óptico na geração da luz na fonte luminosa. A segunda hipótese considerada é que a contribuição para a incerteza do sinal do GFO do ruído quântico é muito maior que a do ruído shot na fotodetecção. O que irá diferenciar é o fato de que o ruído enquanto luz sofre a modulação pela função $g(t)$ e após o conversão no

fotodetector não há mais a ação da modulação na densidade de ruído. Como os ruídos shot e quântico possuem a mesma equação de densidade de potência de ruído com o mesmo processo estatístico trataremos ambos como ruído shot diferenciando-os por “ruído shot predominante na fotodetecção” e de “ruído shot modulado” por ser multiplicado por $g(t)$

4.4. *Mínimo Sinal Detectável – Ruído Shot predominante na fotodetecção*

Uma maneira de especificar uma técnica de processamento de sinal de um sensor ou sistema é definir o menor sinal que se consegue medir considerando as limitações intrínsecas. Desta maneira pode-se especificar corretamente os componentes eletrônicos que irão implementar o processador de sinal específico de cada técnica. Neste tópico analisa-se a hipótese de que o ruído shot predominante é o da foto-detecção sendo assim sua densidade não é modulada pela função de transferência do GFO. Faz-se esta análise para as técnicas Mean-Value e Lock-in.

4.4.1 *Mínimo Sinal Detectável - Técnica Lock-in*

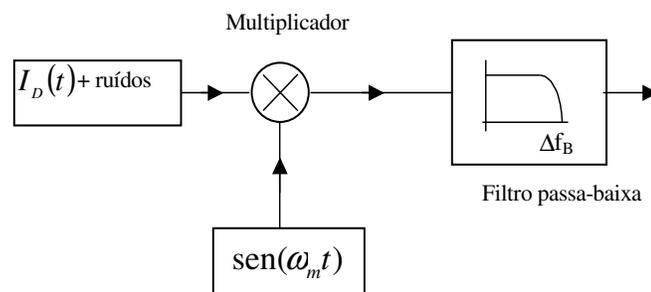


Figura 22. Esquema demodulação do sinal fotodetectado pelo Lock-in.

Com o auxílio da Figura 22 ilustra-se o desenvolvimento de uma equação para o mínimo sinal para a técnica *Lock-in*. Assim temos

$$I_d(t) = -I_0[J_1(\phi_m) \text{sen}(\omega_m t)]\Delta\phi_s \quad (4.16)$$

O valor do sinal demodulado

$$\text{Sinal}_{dc}^{\text{lock-in}} = \frac{\Re P_0 J_1(\phi_m) \Delta \phi_s}{2} \quad (4.17)$$

Ruído de intensidade no tempo

$$i_f(t) = \left\{ \frac{1}{2} (1 + J_0 - J_2) i_{f(1)}(t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} (J_{2n} - J_{2(n+1)}) i_{f(2n+1)}(t) \right\} \text{sen}(\omega t) \quad (4.18)$$

Baseando nas equações (4.4) e (4.7) encontra-se o valor $[\text{Rms}]^2$ do ruído em ω_m

$$\Psi i_f^2 = \left[(1 + J_0 - J_2)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (J_{2n} - J_{2(n+1)})^2 \right] \frac{\eta_{INT} B}{8} \quad (4.19)$$

$$\Psi i_q^2 = \left[(1 + J_0 + J_2)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (J_{2n} + J_{2(n+1)})^2 \right] \frac{\eta_{INT} B}{8} \quad (4.20)$$

Agora que temos o comportamento da densidade de ruído de intensidade podemos encontrar o mínimo sinal detectável ($\Delta \phi_s^{\min}$), igualando-se o valor rms do ruído em fase ao valor do sinal completo demodulado.

$$\text{Sinal}_{dc}^{\text{lock-in}} = i_{f_{noise}}^{\text{RMS}}$$

$$\Delta \phi_s^{\min \text{ fase}} = \frac{\left[(1 + J_0 - J_2)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (J_{2n} - J_{2(n+1)})^2 \right]^{1/2}}{J_1(\phi_m)} \frac{\sqrt{\Delta f}}{\sqrt{\Delta V}} \quad (4.21)$$

A equação (4.21) é interessante somente para os casos em que o ruído de intensidade seja predominante.

Outras situações podem ser englobadas incluindo-se no cálculo o ruído *shot*. O ruído *Shot* para o *Lock-in* em função do tempo pode ser escrito por

$$i_{shot}(t) = I_0(1 + J_0)qi_f(\omega_m t) \text{sen}(\omega_m t) \quad (4.22)$$

valor [RMS] do ruído *shot* em ω_m

$$\left(\begin{matrix} \text{Lock-in} \\ \text{Noise} \end{matrix} \right)_{shot}^2 = \frac{\eta_{shot} B}{2} = \left[\frac{qI_0(1 + J_0(\phi_m))2\Delta f}{2} \right]^{1/2} \quad (4.23)$$

O valor do ruído total [RMS]²

$$\left(\begin{matrix} \text{Lock-in} \\ \text{Noise} \end{matrix} \right)^2 = \left(\begin{matrix} \text{Lock-in} \\ \text{Noise} \end{matrix} \right)_{shot}^2 + \left(\begin{matrix} \text{Lock-in} \\ \text{Noise} \end{matrix} \right)_{int}^2$$

Finalmente encontra-se a expressão para o mínimo sinal detectável considerando ruído *shot* + ruído de intensidade

$$\Delta\phi_s^{lock-in \min} = \frac{\left[\left(\begin{matrix} \text{Lock-in} \\ \text{Noise} \end{matrix} \right)_{shot}^2 + \left(\begin{matrix} \text{Lock-in} \\ \text{Noise} \end{matrix} \right)_{int}^2 \right]^{1/2}}{\Re P_0 J_1(\phi_m) / 2} \quad (4.24)$$

A Figura 23 mostra o resultado de uma simulação considerando o ruído de intensidade em fase e o ruído *shot* de forma independente para uma potência luminosa de 10 μ W. Então, considerando-se a predominância de um desses ruídos sobre o outro podemos escolher um ponto de operação mais adequado. Abaixo temos os pontos de mínimo para cada um dos ruídos (Tabela 2)

Tabela 2. Ponto mínimo para cada ruído.

Pontos de Mínimo (RMS)	$\Delta\phi_s^{\min}$ (rad)	ϕ_m (rad)
Ruído de Intensidade em fase	414n	2,7
Ruído Shot	480n	2,19

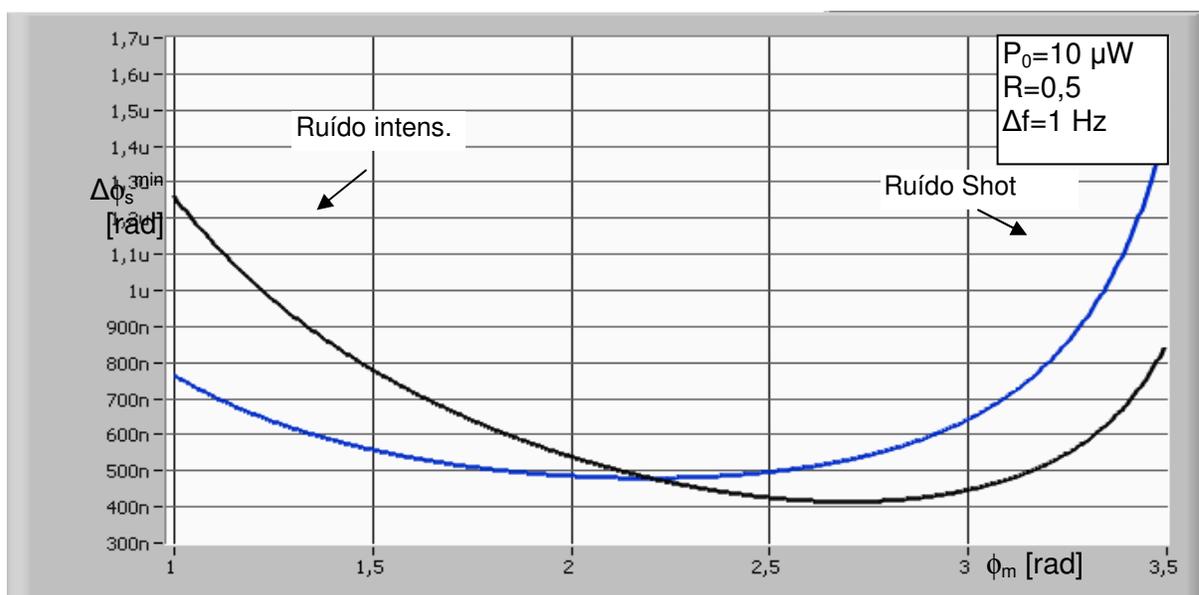


Figura 23. Mínimo sinal detectável para a técnica *Lock-in* considerando a presença do ruído de intensidade e do ruído shot de forma independente

O gráfico abaixo (Figura 24) apresenta a variação do mínimo sinal detectável mantendo intensidade óptica e variando a profundidade de modulação na faixa operacional. Pode-se observar a existência de pontos de mínimo em posições diferentes para cada condição avaliada.

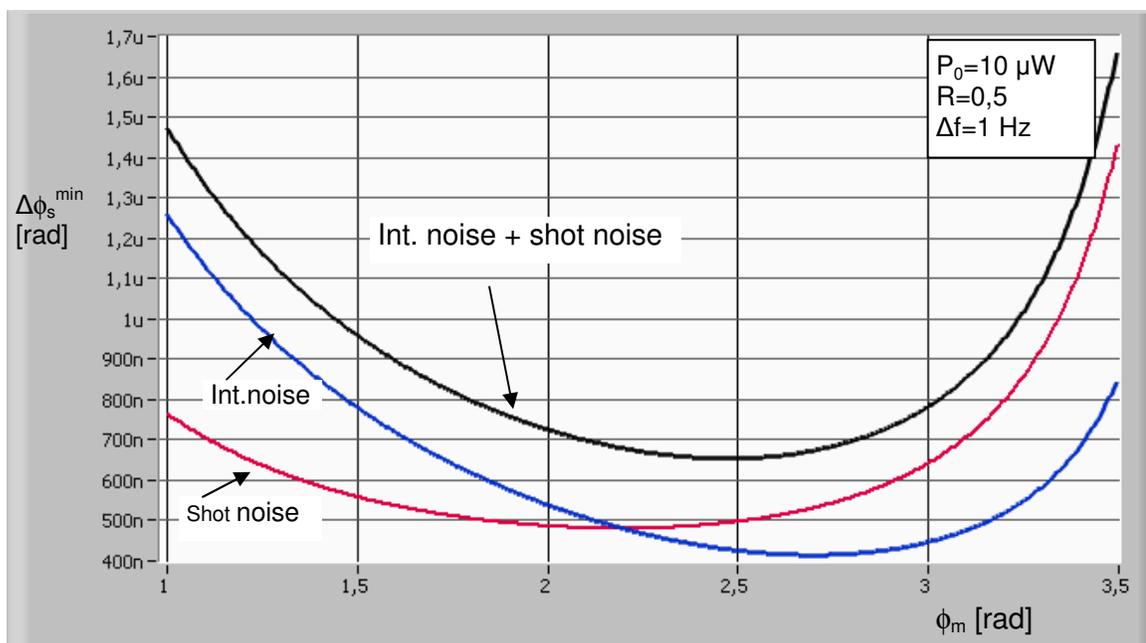


Figura 24. Mínimo sinal detectável para a técnica *Lock-in* para ruído de intensidade, ruído *shot* e a soma dos dois ruídos, *shot* + intensidade.

4.4.1.1. Variação de $\Delta\phi_s^{\min}$ em função da Potência.

Para um sistema com maior flexibilidade o gráfico a seguir mostra a profundidade de modulação do caminho óptico ótimo para uma determinada potência óptica incidente (Figura 25).

Por exemplo, para a potência de $10 \mu\text{W}$ tem-se $\Delta\phi_s^{\min}$ de 654n rad para o ϕ_m ótimo de 2,475 rad.

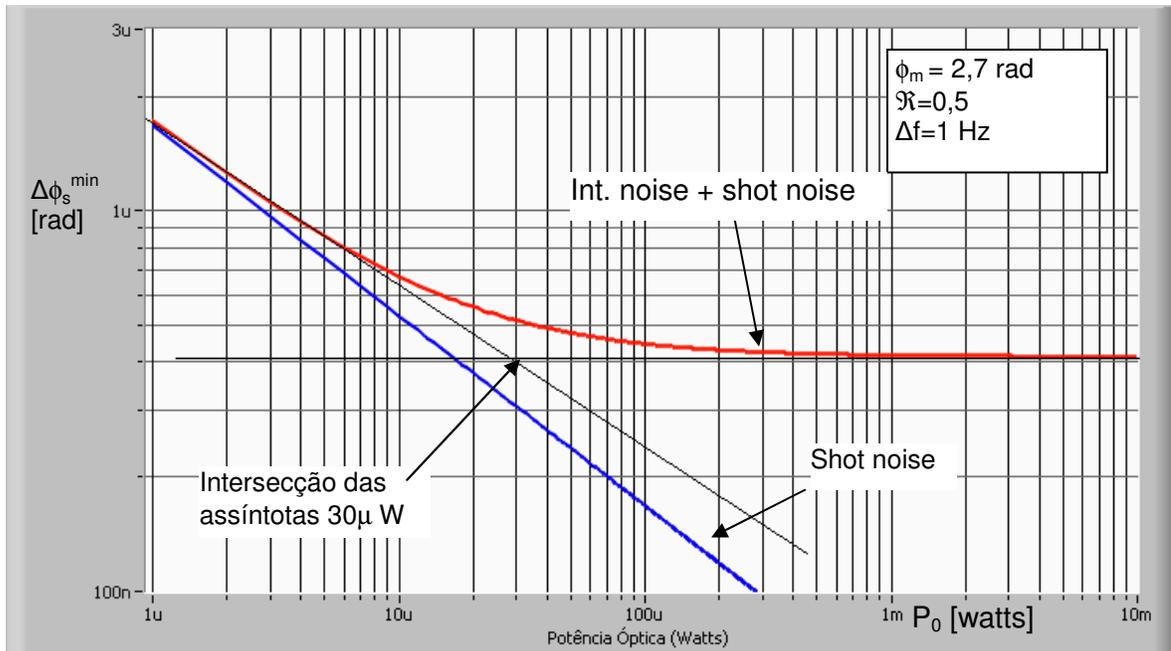


Figura 25. Mínimo sinal detectável para a técnica Lock-in para ruído shot e a soma dos dois ruídos, shot + intensidade.

4.4.2. Mínimo Sinal Detectável - Técnica Mean Value.

Da mesma maneira descrita no item anterior encontraremos uma equação analítica para o $\Delta\phi_s^{\min}$ da técnica *Mean Value* (Figura 26)

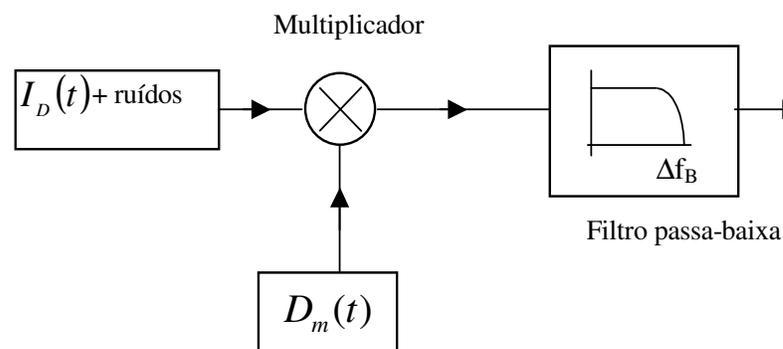


Figura 26. Esquema demodulação do sinal fotodetectado para a técnica *Mean Value*.

O sinal é dado por

$$I_d(t) = -I_0 \left\{ \sum_{n=1}^3 J_{2n-1}(\phi_m) \text{sen}[(2n-1)\omega_m t] \right\} \Delta\phi_s \quad (4.25)$$

Conforme a equação (4.13) o valor do sinal demodulado será

$$\overset{\text{técnica\#1}}{Sinal}_{dc} = \Re P_0 \left\{ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^3 [J_{2n-1}(\phi_m) b_n] \right\} \Delta\phi_s \quad (4.26)$$

A partir da densidade de ruído de intensidade em fase descrito pela equação (4.14) podemos encontrar o valor $[Rms]^2$ do ruído em ω_m , que é dado por

$$\Psi[if(n)]^2 = \eta_{INT} B \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} (Noise_{INT}^{RMS})^2 = & \left\{ \frac{1}{4} [(1 + J_0 - J_2)b_1 + (J_2 - J_4)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \right. \\ & + \frac{1}{4} [(J_2 - J_4)b_1 + (1 + J_0 - J_6)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \\ & \left. + \frac{1}{4} [(J_4 - J_6)b_1 + (J_2 - J_8)b_2 + (1 + J_0)b_3]^2 \right\} \frac{1}{2} \eta_{INT} 2 \cdot \Delta f \end{aligned} \quad (4.28)$$

Agora que temos o comportamento da densidade de ruído de intensidade podemos encontrar o mínimo sinal detectável ($\Delta\phi_s^{\min}$), igualando-se o valor rms do ruído em fase ao valor do sinal.

$$Sinal_{dc}^{\text{técnica\#1}} = Noise_{INT}^{RMS} = n_f^{RMS}_{noise}$$

$$\Delta\phi_{S\ fase}^{\min} = \frac{\left[\begin{aligned} &[(1 + J_0 - J_2)b_1 + (J_2 - J_4)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \\ &+ [(J_2 - J_4)b_1 + (1 + J_0 - J_6)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \\ &+ [(J_4 - J_6)b_1 + (J_2 - J_8)b_2 + (1 + J_0)b_3]^2 \end{aligned} \right]^{1/2}}{\left\{ \sum_{n=1}^3 [J_{2n-1}(\phi_m)b_n] \right\}} \frac{\sqrt{2\Delta f}}{\sqrt{\Delta v} \sqrt{2}} \quad (4.29)$$

A equação (4.29) descreve somente os casos em que o ruído de intensidade é predominante.

Outras situações podem ser englobadas incluindo-se no cálculo o ruído shot. O ruído shot para a técnica #1

$$\left(Noise_{shot}^{RMS} \right)^2 = [b_1^2 + b_2^2 + b_3^2] \frac{1}{2} \eta_{shot} 2\Delta f \quad (4.30)$$

ou

$$\left(Noise_{shot}^{RMS} \right)^2 = [b_1^2 + b_2^2 + b_3^2] \frac{1}{2} q(1 + J_0(\phi_m)) 2\Delta f \quad (4.31)$$

O ruído total presente no giro devido ao ruído shot e ao ruído de intensidade será então

$$\left(Noise_{total}^{RMS} \right)^2 = \left(Noise_{shot}^{RMS} \right)^2 + \left(Noise_{int}^{RMS} \right)^2 \quad (4.32)$$

Para analisar melhor os resultados alguns gráficos relacionados à Técnica #1 serão apresentados.

O gráfico, abaixo (Figura 27), mostra o comportamento de $\Delta\phi_s^{\min}$ versus ϕ_m considerando apenas o ruído de intensidade com potência de 10 μ W (noise total significa if + iq). Esse gráfico foi encontrado pela equação (4.29).

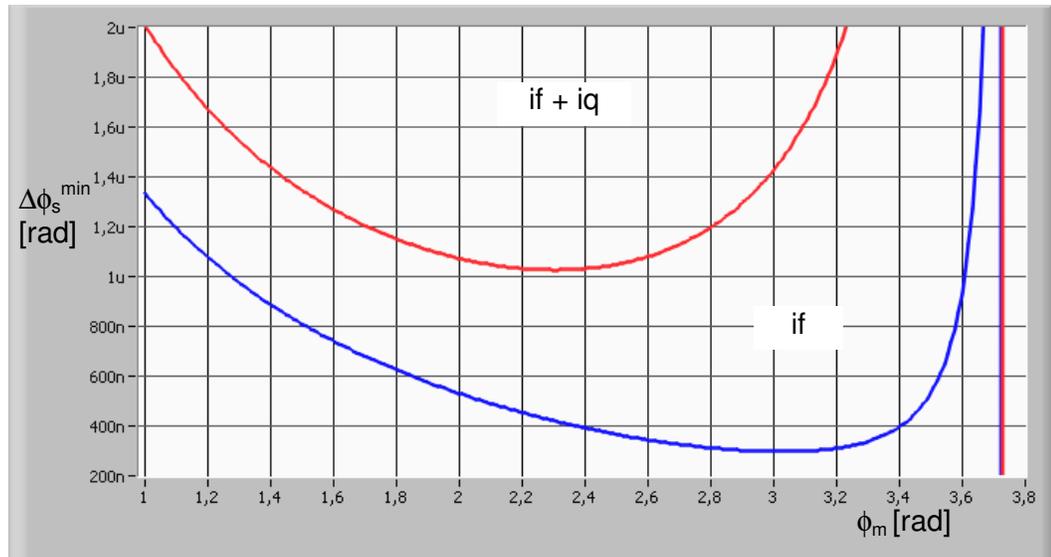


Figura 27. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 considerando apenas o ruído de intensidade para 10 μ W.

O valor mínimo para o ruído de intensidade em fase é de 298n rad para $\phi_m=3,025$ rad conforme pode ser visto na Tabela 3.

Tabela 3. Valor mínimo para o ruído de intensidade em fase

Valores Mínimos	$\Delta\phi_s^{\min}$ (rad)	ϕ_m (rad) ótimo
Ruído em fase	298n	3,025
Ruído total	1,03 μ	2,305

Abaixo, (Figura 28) tem-se os valores de $\Delta\phi_s^{\min}$ versus ϕ_m , considerando o ruído de intensidade total (if + iq) e shot com potência de 10 μ W. A consideração do ruído foi feita com objetivo de checar valores apenas, já que o interesse é observar o apenas a componente em fase.

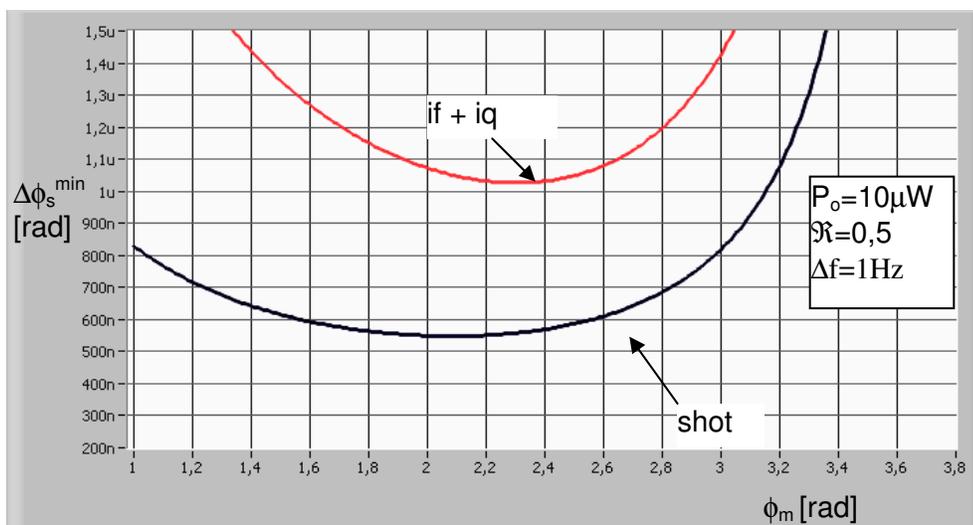


Figura 28. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 considerando shot e intensidade total versus ϕ_m .

A Tabela 4 indica os pontos mínimos para as curvas da Figura 29 sendo o valor de 548n rad como mínimo.

Tabela 4. Pontos mínimos para as curvas da Figura 28

Valores Mínimos	$\Delta\phi_s^{\min}$ (rad)	ϕ_m (rad)
Shot	548n	2,08
Int total	1,03μ	2,30

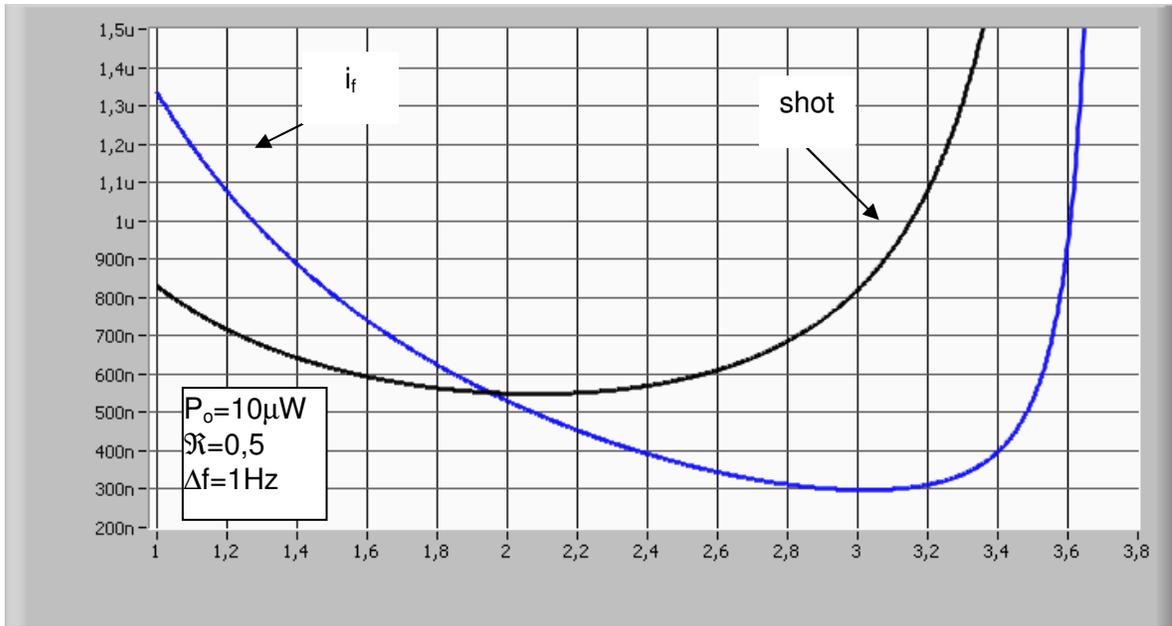


Figura 29. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica #1 para o ruído *shot* e intensidade em fase versus ϕ_m .

O gráfico acima (Figura 29) apresenta o mínimo sinal detectável considerando de forma independente o ruído de intensidade em fase e o ruído *shot* presente no sinal do giro.

O gráfico ilustrado na Figura 30 apresenta uma comparação entre o mínimo sinal detectável total, ruído de intensidade em fase mais o ruído *shot*, com o mínimo sinal detectável considerando apenas o ruído *shot* presente no sinal do giro.

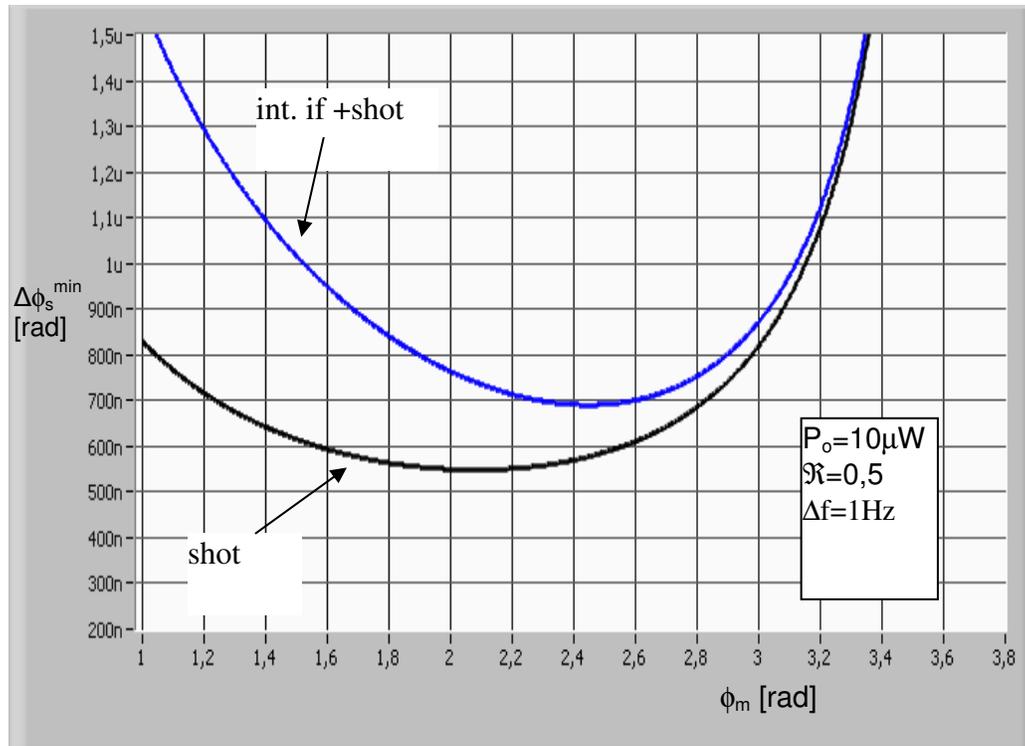


Figura 30. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 considerando apenas o ruído *shot* e também intensidade em fase + *shot* versus ϕ_m . com potência de $10\mu\text{W}$.

O gráfico seguinte (Figura 31) reúne, afim de se fazer uma comparação, todos resultados anteriores. A diferença mais significativa para esta potência está na posição de mínimo do ruído de intensidade. A técnica Lock-in apresenta um mínimo sinal detectável menor que a Mean Value, ou técnica#1, quando se considera ruído shot + ruído de intensidade.

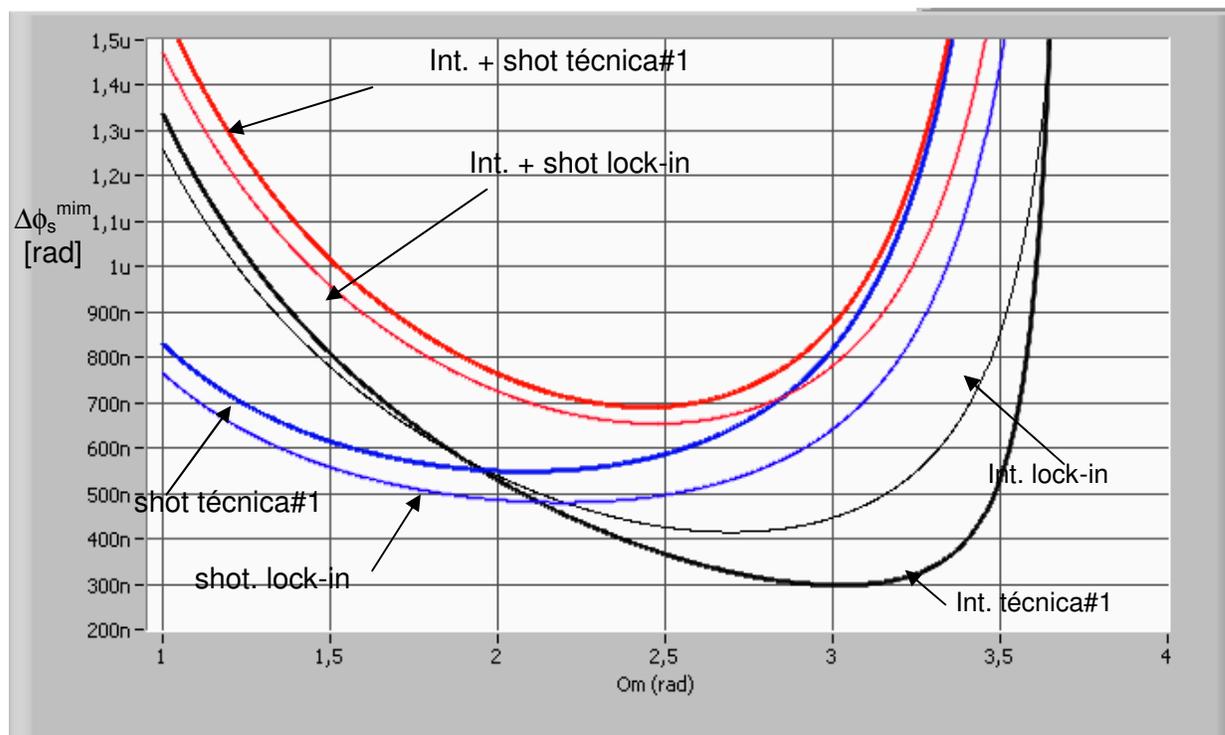


Figura 31. Mínimo sinal detectável para a técnica#1 e Lock-in considerando diferentes condições de ruídos shot e intensidade para uma potência de $10\mu W$.

4.4.1.2. Variação de $\Delta\phi_s^{\min}$ em função da Potência.

Considerando-se separadamente o ruído shot e o ruído de intensidade em fase com o sinal varia-se o valor da potência óptica. Observe que o ruído de intensidade está em $298n$ rad e o shot diminui com o aumento da potência.

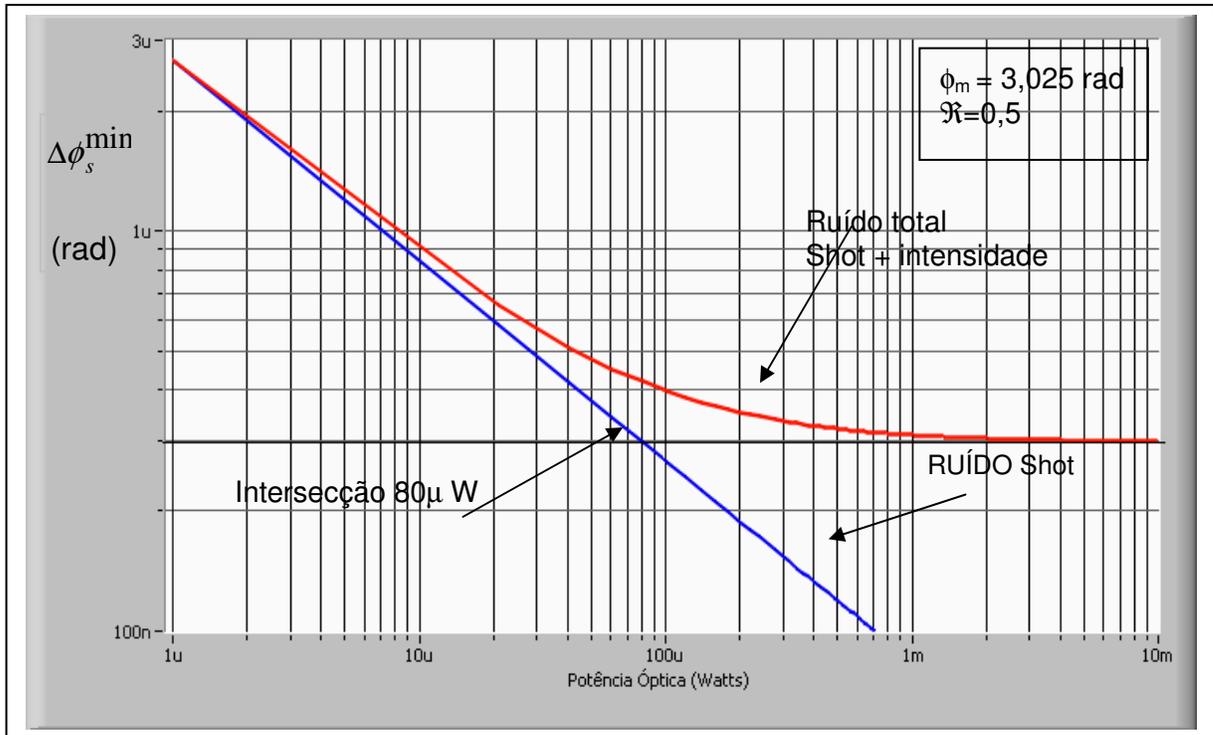


Figura 32. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica#1 para o ruído shot e intensidade versus potência.

O gráfico acima (Figura 32) evidencia que o cruzamento das duas curvas de ruído em função da potência se dá em aproximadamente $80\mu\text{ W}$. O ϕ_m foi mantido em $3,025 \text{ rad}$ para o qual o ruído de intensidade em fase é menor. O cruzamento das assíntotas ocorreria bem antes deste ponto caso o ruído de intensidade em quadratura fosse incluído

4.5. Mínimo Sinal Detectável – Ruído Shot Modulado por $g(t)$

Nesta seção faz-se uma análise considerando a hipótese que o ruído shot seja predominante da geração da luz. Sendo assim a densidade de ruído shot seria modulada pela função de transferência do GFO e seu comportamento seria o mesmo descrito para o ruído de intensidade, ondulatório e com diferenças entre as componentes em fase e em quadratura. Segue-se a mesma sequência do tópico 4.4 onde foi considerada a hipótese de que o ruído shot seria predominante na fotodetecção e sendo assim não sofreria a modulação do GFO.

4.5.1. Mínimo Sinal Detectável - Técnica Lock-in – Shot modulado

Conforme esta hipótese o valor RMS do ruído shot, componente em fase, será calculado conforme a equação (4.4). Sendo então

$$\left(\text{Lock-in Noise} \right)_{\text{shot mod.}}^2 = \left[(1 + J_0 - J_2)^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (J_{2n} - J_{2(n+1)})^2 \right] \frac{\eta_{\text{shot}} B}{8} \quad (4.31)$$

Portanto o valor do ruído total [RMS]²

$$\left(\text{Lock-in Noise} \right)^2 = \left(\text{Lock-in Noise} \right)_{\text{shot mod.}}^2 + \left(\text{Lock-in Noise} \right)_{\text{int}}^2 \quad (4.32)$$

Finalmente encontra-se a expressão para o mínimo sinal detectável considerando ruído *shot* + ruído de intensidade

$$\Delta\phi_s^{\text{lock-in min}} = \frac{\left[\left(\text{Lock-in Noise} \right)_{\text{shot mod.}}^2 + \left(\text{Lock-in Noise} \right)_{\text{int}}^2 \right]^{1/2}}{\Re P_0 J_1(\phi_m) / 2} \quad (4.33)$$

Na Figura 33 mostra-se o resultado de uma simulação considerando o ruído de intensidade e o ruído *shot* de forma independente para uma potência luminosa de 10μ W. Então, considerando-se estes ruídos o ponto de operação mais adequado seria para ϕ_m de 2,73 rad. Abaixo temos os pontos de mínimo para cada um dos ruídos (Tabela 5)

Tabela 5. Ponto mínimo para cada ruído ($P_0=10 \mu\text{W}$ – Lock-in).

Pontos de Mínimo	$\Delta\phi_s^{\text{min}}$ (rad)	ϕ_m (rad)
Ruído de Intensidade	414n	2,70
Ruído Shot	201n	2,85
Ruído de Intensidade. +Shot	462	2,73

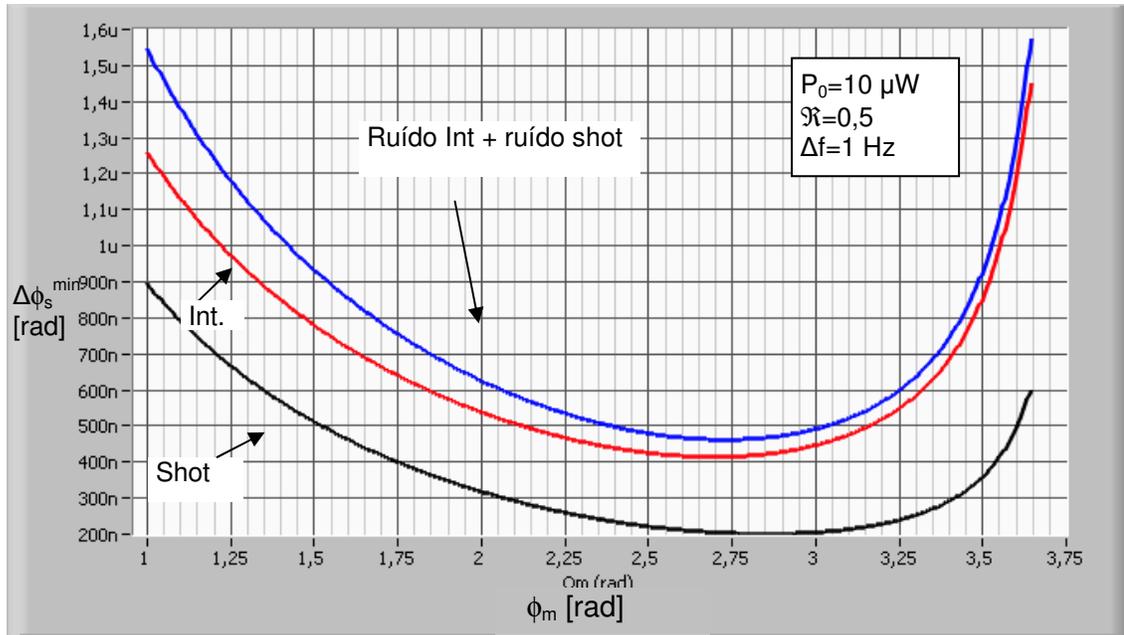


Figura 33. Mínimo sinal detectável para a técnica *Lock-in* considerando a presença do ruído de intensidade e ruído shot modulados por $g(t)$ calculados para $10\mu\text{W}$ de potência óptica.

O gráfico abaixo (Figura 34) apresenta a variação do mínimo sinal detectável para uma intensidade óptica de $1\mu\text{W}$. Os valores de mínimos e suas posições estão resumidos na Tabela 6.

Tabela 6. Ponto mínimo para cada ruído ($P_0=1 \mu\text{W}$ – Lock-in).

Pontos de Mínimo	$\Delta\phi_s^{\min}$ (rad)	ϕ_m (rad)
Ruído de Intensidade	414n	2,70
Ruído Shot	635n	2,85
Ruído de Intensidade. +Shot	762n	2,81

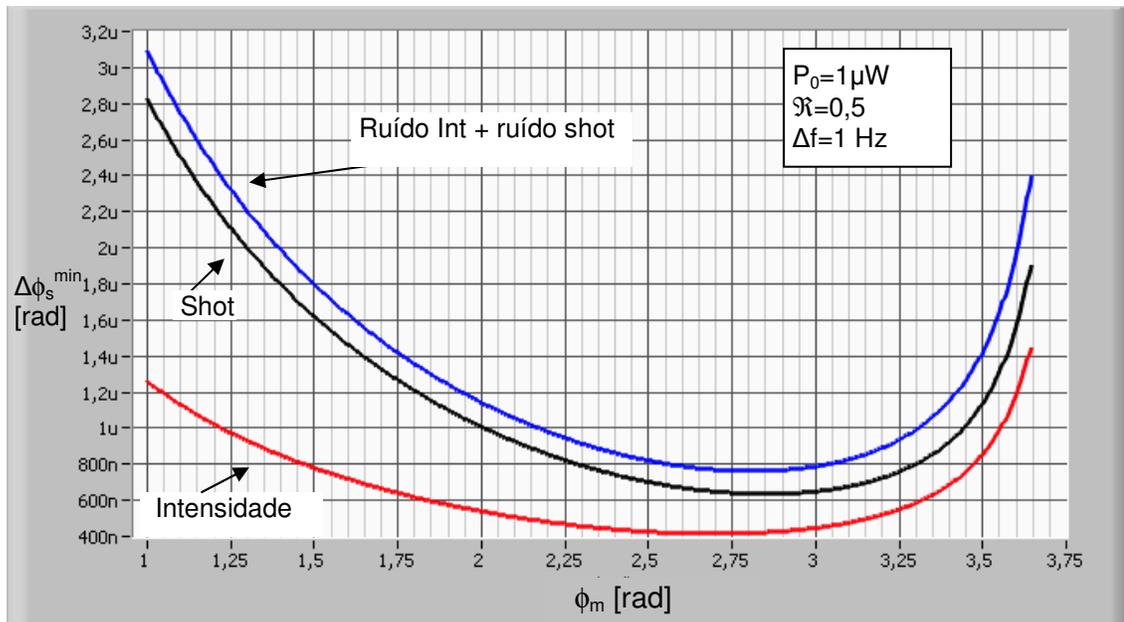


Figura 34. Mínimo sinal detectável para a técnica *Lock-in* considerando a presença do ruído de intensidade e ruído shot modulados por $g(t)$ para $1 \mu\text{W}$ de potência óptica.

O gráfico da figura acima mostra que para a potência óptica de $1 \mu\text{W}$ tem $\Delta\phi_s^{\min}$ praticamente determinado pelo ruído shot com a diminuição da potência.

O gráfico da Figura 35 mostra a variação do mínimo sinal detectável para a profundidade de modulação de $2,70 \text{ rad}$ em função da potência óptica.

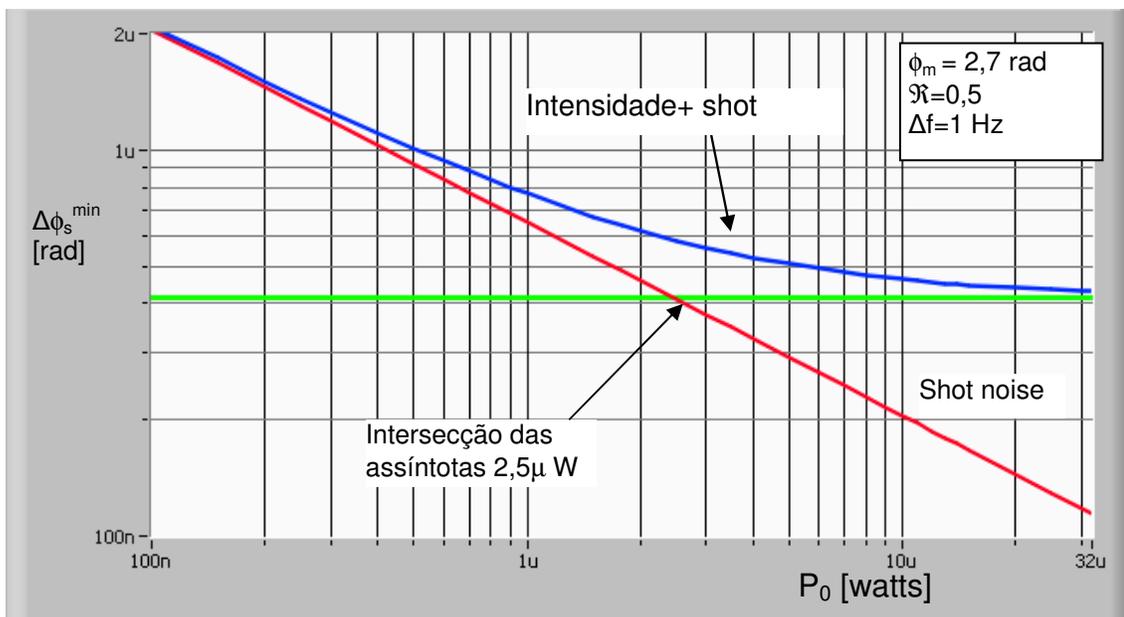


Figura 35. Mínimo sinal detectável para a técnica *Lock-in* para ruído shot e a soma dos dois ruídos, shot + intensidade, em função da potência luminosa.

4.5.2. Mínimo Sinal Detectável - Técnica Mean Value – Shot modulado

Da mesma maneira descrita para a técnica Lock-in considera-se aqui a hipótese de que o ruído shot seja modulado pela função de transferência do GFO e assim sendo modifica-se a análise feita no tópico 4.4.2 para se encontrar uma equação analítica para o $\Delta\phi_s^{\min}$ da técnica *Mean Value*.

Assim a parcela correspondente ao ruído shot será dado pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \left(\text{Noise}_{\text{shot}}^{\text{RMS}}\right)_{\text{mod}}^2 &= \left\{ \frac{1}{4} [(1 + J_0 - J_2)b_1 + (J_2 - J_4)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{4} [(J_2 - J_4)b_1 + (1 + J_0 - J_6)b_2 + (J_4 - J_6)b_3]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{4} [(J_4 - J_6)b_1 + (J_2 - J_8)b_2 + (1 + J_0)b_3]^2 \right\} \frac{1}{2} \eta_{\text{shot}}^2 \cdot \Delta f \end{aligned} \quad (4.34)$$

O ruído total presente no GFO devido ao ruído shot e ao ruído de intensidade será então

$$\left(\text{Noise}_{\text{total}}^{\text{RMS}}\right)^2 = \left(\text{Noise}_{\text{shot}}^{\text{RMS}}\right)_{\text{mod}}^2 + \left(\text{Noise}_{\text{int}}^{\text{RMS}}\right)^2 \quad (4.35)$$

Com isto encontra-se o mínimo sinal detectável para a técnica Mean-Value. O gráfico, abaixo (Figura 27), mostra o comportamento de $\Delta\phi_s^{\min}$ versus ϕ_m considerando o ruído de intensidade e shot ambos modulados pela função de transferência do GFO e calculados para uma potência de 10 μ W.

O valor mínimo para o ruído de intensidade em fase é de 298n rad para ϕ_m de 3,025 rad conforme pode ser visto na Tabela 7.

Tabela 7. Valor mínimo para o ruídos de intensidade e shot (Mean Value - $10\mu\text{W}$)

Valores Mínimos (RMS)	$\Delta\phi_s^{\min}$ (rad)	ϕ_m (rad) ótimo
Ruído Shot	135n	3,11
Ruído de Intensidade	298n	3,025
Ruído shot +Intensidade	327n	3,038

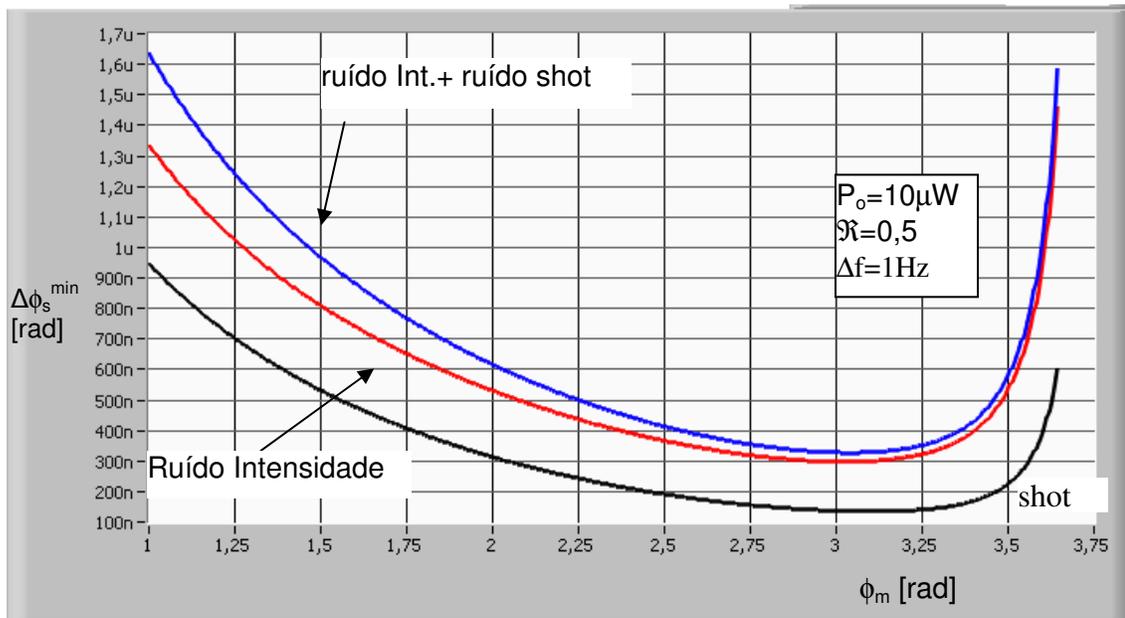


Figura 36. Valores rms de $\Delta\phi_s^{\min}$ para a Mean-Value considerando ruído de intensidade e shot, predominante na geração, com $10\mu\text{W}$ de potência óptica.

Abaixo, (Figura 37) tem-se os valores de $\Delta\phi_s^{\min}$ em função de ϕ_m considerando o ruído de intensidade e shot para uma potência luminosa de $1\mu\text{W}$.

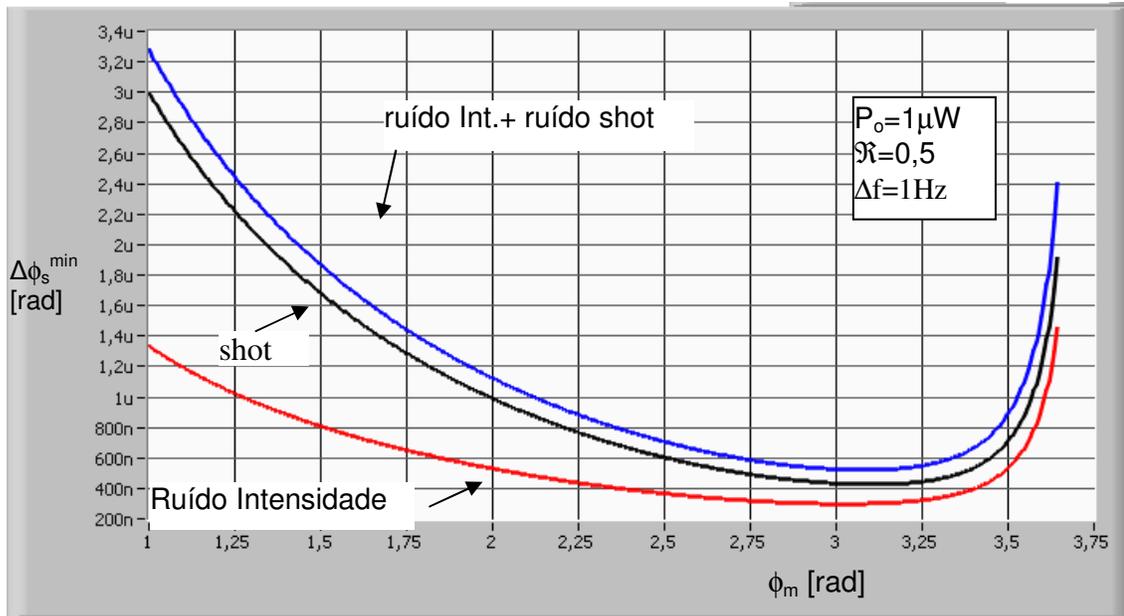


Figura 37. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica Mean-Value considerando ruído de intensidade e shot, predominante na geração, com $1\mu W$ de potência óptica.

A Tabela 8 indica os pontos mínimos para as curvas da Figura 37, que apontam o valor de 521n rad como mínimo sinal detectável.

Tabela 8. Pontos mínimos para as curvas da Figura 36 (Mean-Value)

Valores Mínimos (rms)	$\Delta\phi_s^{\min}$ (rad)	ϕ_m (rad)
Ruído shot	426n	3,106
Ruído de intensidade	298n	3,025
Intensidade + shot	521n	3,080

Pode ser observado que para a técnica Mean-Value, considerando a modulação do ruído shot, a posição do mínimo sinal detectável muda pouco com a variação da potência óptica.

4.5.2.1. Variação de $\Delta\phi_s^{\min}$ em função da Potência.

Considerando-se o ruído shot e o ruído de intensidade varia-se o valor da potência óptica. Observe que o ruído de intensidade está em 298n rad e o shot diminui com o aumento da potência.

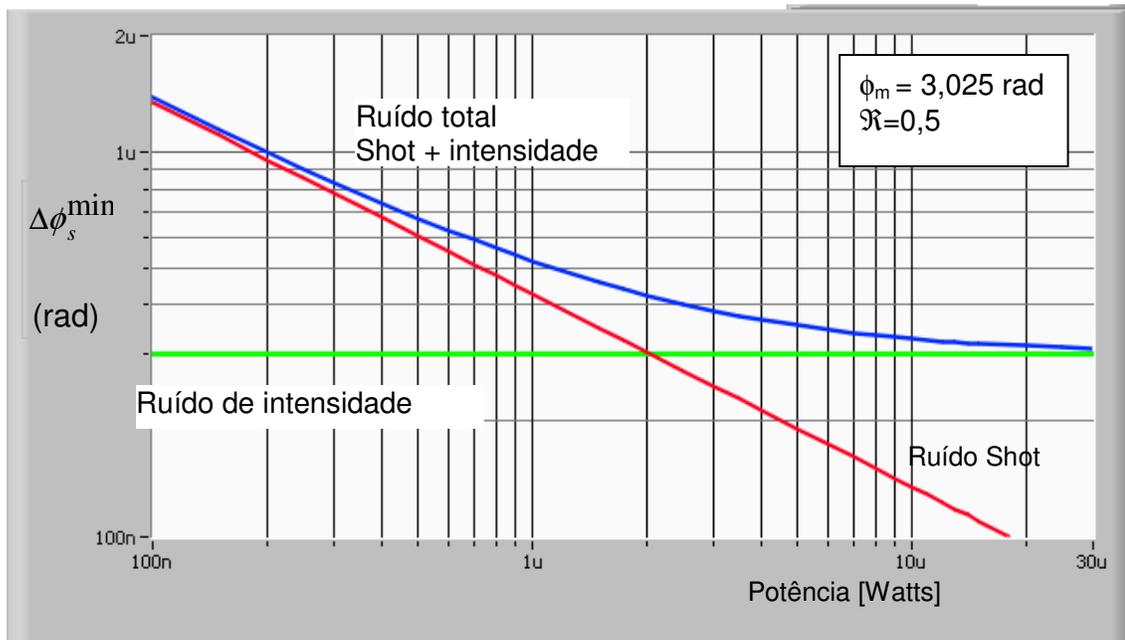


Figura 38. $\Delta\phi_s^{\min}$ para a técnica Mean Value para os ruídos shot e intensidade em função da potência óptica.

O gráfico acima (Figura 38) evidencia que o cruzamento das duas curvas de ruído em função da potência se dá em 2μW. O ϕ_m foi mantido em 3,025 rad para o qual o ruído de intensidade é menor. Como pode ser observado o aumento da potência luminosa como estratégia de diminuir o mínimo sinal detectável até próximo de 15 μW.

5. Estudo de Técnicas para o Sinal do GFO Integrado

Neste capítulo avalia-se numericamente as limitações impostas pelas fontes de ruído, na performance de um GFO com modulação de fase senoidal. Para esta análise consideramos comparativamente três técnicas para a demodulação do sinal óptico detectado. Os resultados obtidos para a demodulação síncrona ideal com apenas uma harmônica (geralmente utilizada como referência), são comparados tanto com uma técnica de demodulação síncrona já proposta [14] quanto por uma nova proposta de demodulação síncrona que utiliza a integral no tempo do sinal proveniente do GFO.

5.1. Técnica do Sinal Integrado (Técnica #2)

A técnica de demodulação proposta, a qual denomina-se aqui de técnica #2, se preocupa em proporcionar uma diminuição da degradação do sinal de saída através da utilização da componente AC do sinal fotodetectado integrada ao longo do tempo. A Figura 39 apresenta o esquema de demodulação utilizado pela técnica #2. O bloco integrador realiza a integral de $I_D^{AC}(t)$, a qual então será demodulada.

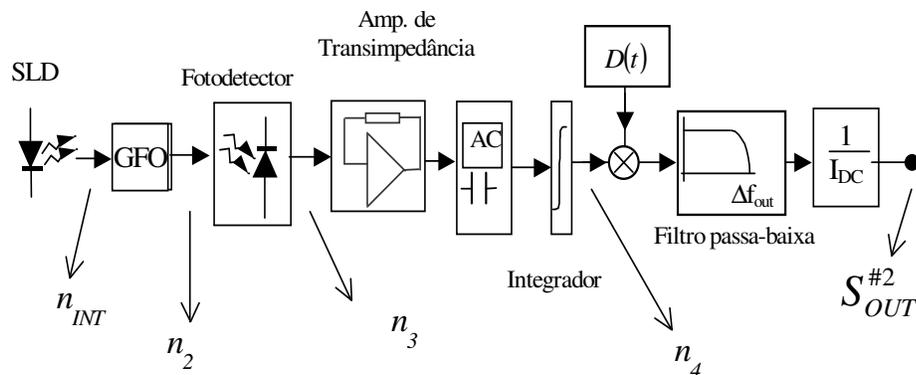


Figura 39. Esquema de demodulação para o sinal integrado.

A partir da equação (4.25) é possível mostrar que a integral, ao longo do tempo, da componente AC do sinal fotodetectado é tal que,

$$\int I_D^{AC}(t)dt = \frac{I_0}{2\pi f_m} \left\{ \cos(\Delta\phi_s) \sum_{n=1}^N \frac{J_{2n}(\phi_m)}{2n} \text{sen}(4n\pi f_m t) \right\} + \quad (5.1)$$

$$+ \frac{I_0}{2\pi f_m} \left\{ \text{sen}(\Delta\phi_s) \sum_{n=1}^N \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{2n-1} \cos(2\pi(2n-1)f_m t) \right\}$$

A Figura 40 apresenta o comportamento no tempo da integral da componente AC do sinal fotodetectado para dois valores do desvio de fase de *Sagnac*. Para fim de análise, considera-se um integrador ideal, com ganho unitário na frequência de modulação f_m .

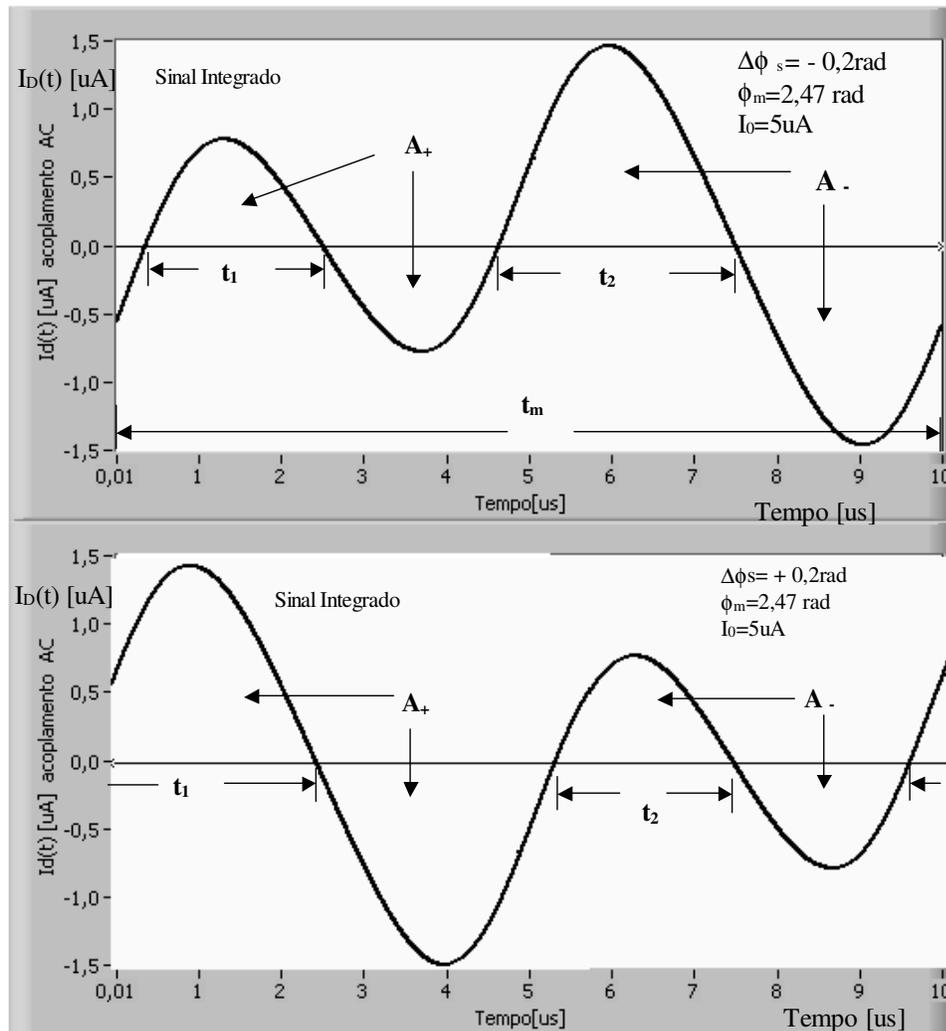


Figura 40. Integral de $I_D^{AC}(t)$ ao longo do tempo para valores simétricos do desvio de fase em radianos.

A técnica #2 de demodulação utiliza a dependência das áreas A_+ e A_- com $\Delta\phi_S$ para obter um sinal de saída S_{OUT} proporcional ao desvio de fase. A técnica #2 utiliza um sinal de demodulação que, após o bloco multiplicador, isola estas áreas de modo útil para que o sinal de saída seja sensível ao desvio de fase. O sinal de demodulação, utilizado na técnica #2, é tal que,

$$D(t) = \sum_{n=1}^{Nd} k_n \cos[2\pi(2n-1)f_m t] \quad (5.2)$$

na qual,

$$k_n = \frac{4}{(2n-1)\pi} (-1)^{n-1} \quad (5.3)$$

Utilizando a equação (5.1) e (5.2) é possível mostrar que o sinal de saída do esquema demodulador é tal que,

$$S_{OUT} = \left\{ \frac{1}{1 + J_0(\phi_m)} \sum_{n=1}^N k_n \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{(2n-1)} \right\} \Delta\phi_S = Sens^{\#2} \Delta\phi_S \quad (5.4)$$

na qual, $Sens^{\#2}$ é o fator de escala eletrônico da técnica #2.

No esquema de demodulação proposto para a técnica #2, a propagação dos ruídos deve ser realizada com cautela, tendo em vista a função de transferência do bloco integrador, a qual afeta o perfil da densidade espectral do ruído, η_3 . Assim, após o integrador, é possível mostrar que a densidade espectral de ruído, η_4 , é tal que,

$$\eta_4(f) = \frac{f_m}{f} \eta_3 \quad (5.5)$$

Considerando que a frequência de corte do filtro passa-baixa é muito menor que a frequência de modulação, $\Delta f_B \ll f_m$, é possível mostrar que o valor RMS do sinal de saída devido aos ruídos avaliados será tal que,

$$S_{NOISE} = \frac{1}{I_0(1+J_0(\phi_m))} \left\{ 2\Delta f_B \eta_3 \sum_{n=1}^N \frac{k_n^2}{(2n-1)} \right\}^{1/2} \quad (5.6)$$

Para um GFO com, $\Delta f_B=1\text{Hz}$, $P_0=10\mu\text{W}$, $R=0,5\text{A/W}$ e $F_S=3\text{s}$ é possível mostrar pela equação (5.6) que a técnica #2 apresenta sua melhor performance para uma profundidade de modulação, $\phi_m=2,17\text{rad}$ com uma resolução de $\Delta\phi_S^{mim}=0,73\mu\text{rad}$, equivalente a uma rotação de $\Omega^{min} \sim 0,050^\circ/\text{h}$ ou um $RWC=0,00084^\circ/\text{h}^{1/2}$.

5.2. A Implementação da Técnica Integração Simples.

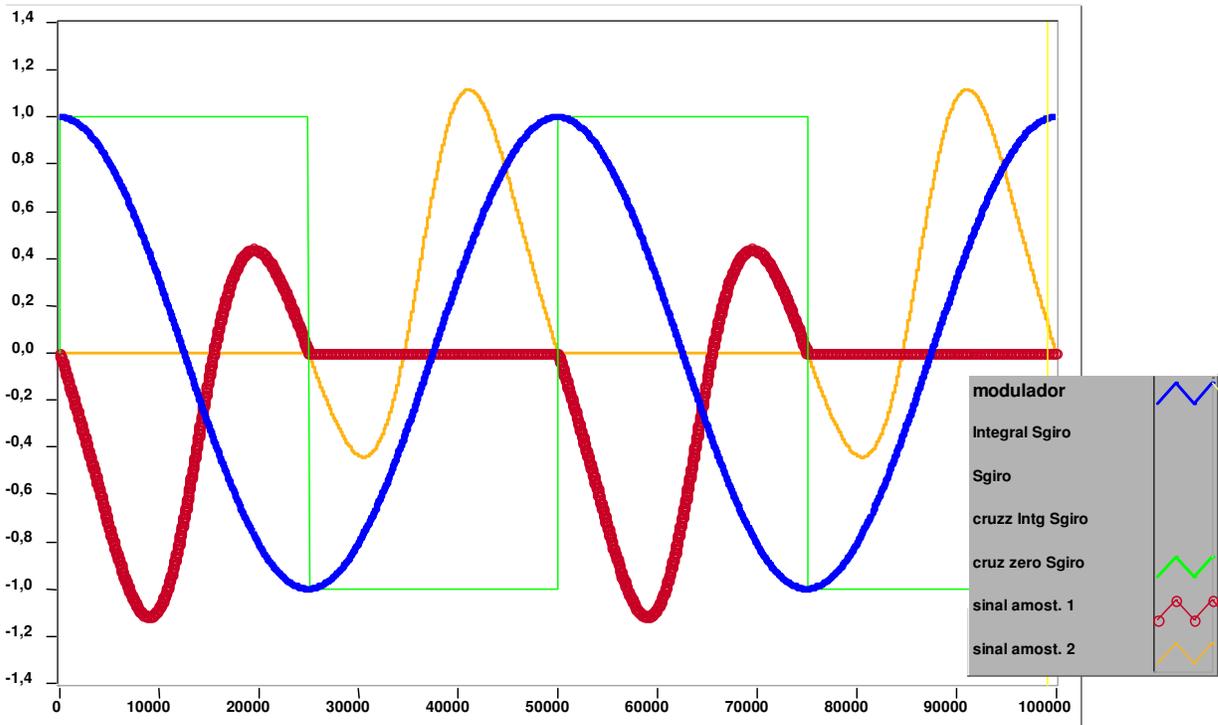


Figura 41. Sinais de interesse na implementação da técnica do sinal integrado

Observe os sinais apresentados na Figura 41. A curva em azul é o sinal de modulação de fase. Nota-se que os cruzamentos de zero do sinal integrado coincidem com as posições dos valores máximo e mínimo do sinal de modulação. Utilizando-se uma onda quadrada com cruzamentos de zero coincidindo com os picos do sinal do modulador é possível separar os dois períodos do sinal integrado. (segundo a legenda da Figura 41 são os sinais: sinal amost.1 e sinal amost. 2)

Um gráfico foi montado com a diferença das médias dos sinais amostrados em função de $\Delta\phi_s$ (Figura 42). O ganho é da ordem de $0,6 \text{ rad}^{-1}$.

Para se fazer a medida é necessário sincronizar o sinal integrado com um sinal defasado de 90° do sinal do modulador. Para isso pode-se utilizar um flip-flop para engatilhar o sinal.

Nota-se que os cruzamentos de zero do sinal do giro coincidem com os cruzamentos do sinal integrado que separam lóbulos simétricos (Figura 43 - sinal A+ e A-). Portanto com estes dois sinais de cruzamentos de zero pode-se separar os sinais, como está representado na Figura 43 b).

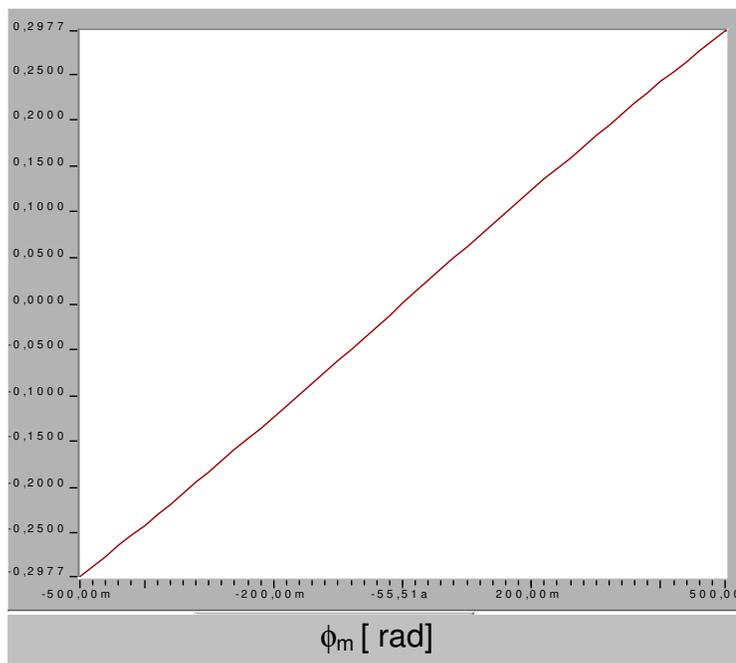


Figura 42. Ganho da diferença dos sinais separados pelo sinal do modulador. defasado de 90° .

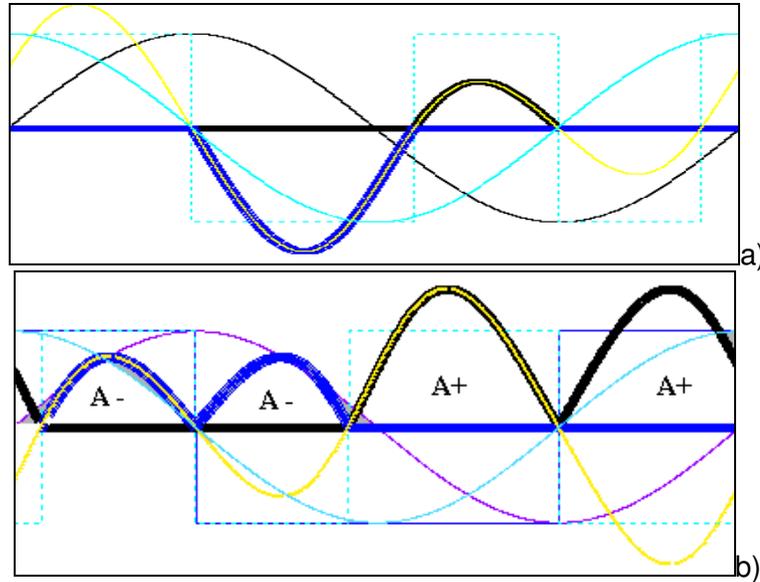


Figura 43. Dobrando a sensibilidade ao sinal de entrada.

Outra característica interessante de se conhecer é a energia do sinal distribuída entre as harmônicas ímpares do sinal ac integrado (Figura 44). Estas harmônicas estão diretamente associadas às funções de Bessel de ordem ímpar. Como se esperava, (equação 5.1) a componente J_3 é 3 vezes a menor que no sinal do giro normal, sem integração.

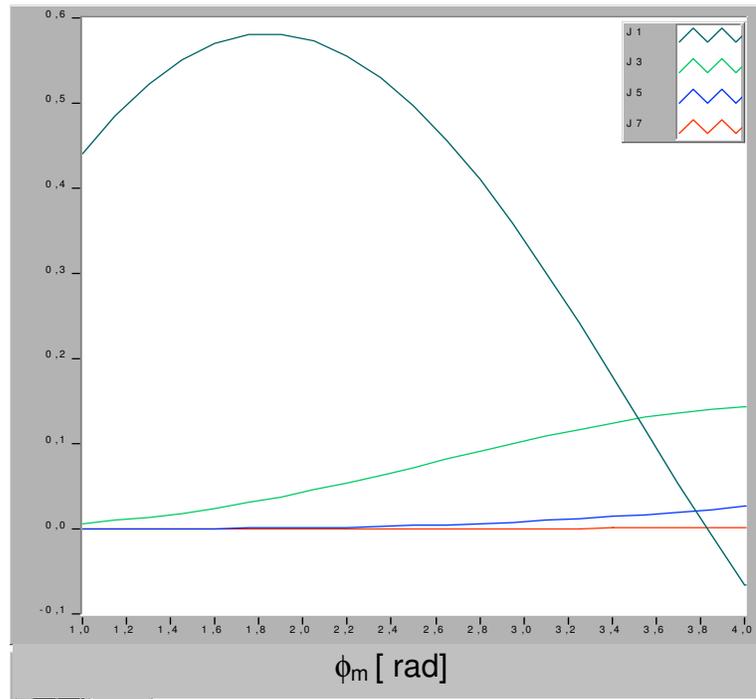


Figura 44. Distribuição das amplitudes das harmônicas ímpares do sinal integrado em função de ϕ_m .

5.2.1. Detector Analógico para Sinal Integrado

Detector analógico significa aqui que será utilizada a detecção de valores médios de determinado sinal. Como já foi apresentado anteriormente o sinal do giro integrado possui uma simetria que facilita a separação dos lóbulos para se calcular seu valor médio. Faz-se a medida subtraindo-se a média temporal do sinal em branco pelo sinal em verde.(Figura 45)

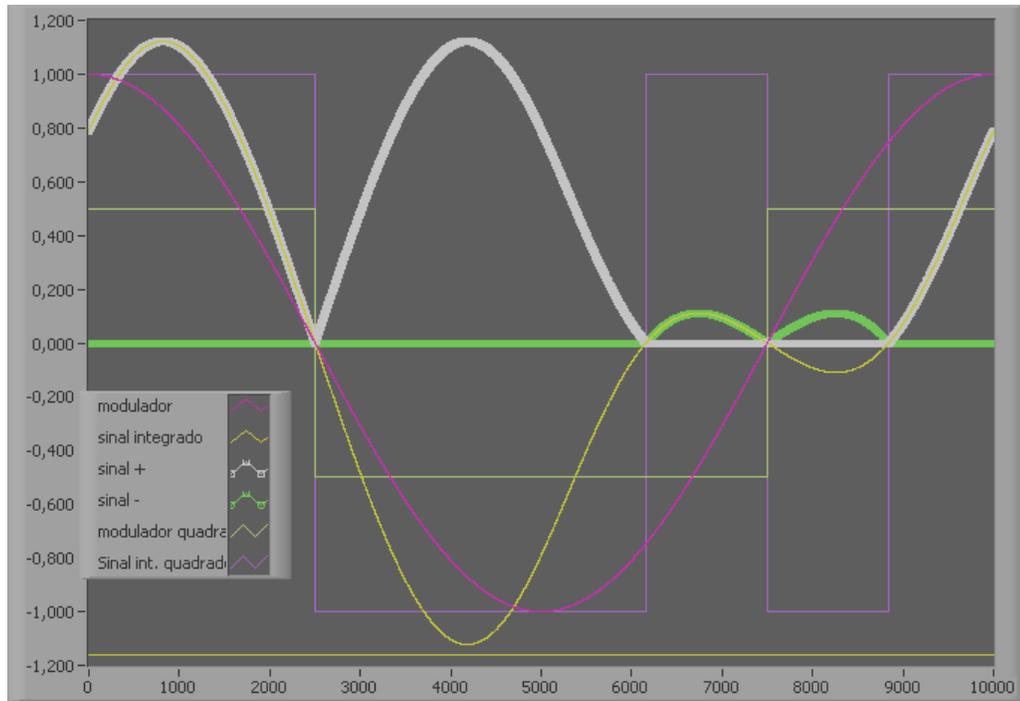


Figura 45. Sinais do GFO integrado considerando $\phi_m=2,2$ e $\Delta\phi_s= \pm 0,350$ rad

Os resultados podem ser observados no gráfico abaixo, Figura 46. Média do sinal+ (em verde); Média do sinal- (em azul); Média [(sinal-) – (sinal+)] (azul escuro); Média [(sinal-)+(sinal+)] (azul claro).

Como medida proporcional a $\Delta\phi_s$ utiliza-se a diferença entre os sinais – e +. Fazendo-se um aproximação linear para diferença das médias destes sinais determinou-se o ganho de 1,33962 [unid. arbitrárias /rad]. Ou seja o sinal de saída deste detector, a diferença das médias, será de aproximadamente $[1,33962]*\Delta\phi_s$.

A média do sinal da soma, [(sinal-)+(sinal+)], possui uma característica importante pois não varia em torno de $\Delta\phi_s = 0$. Portanto a soma pode ser utilizada como um sinal proporcional a ϕ_m e assim gerando um sinal de erro para controlar a profundidade de modulação óptica no valor desejado.

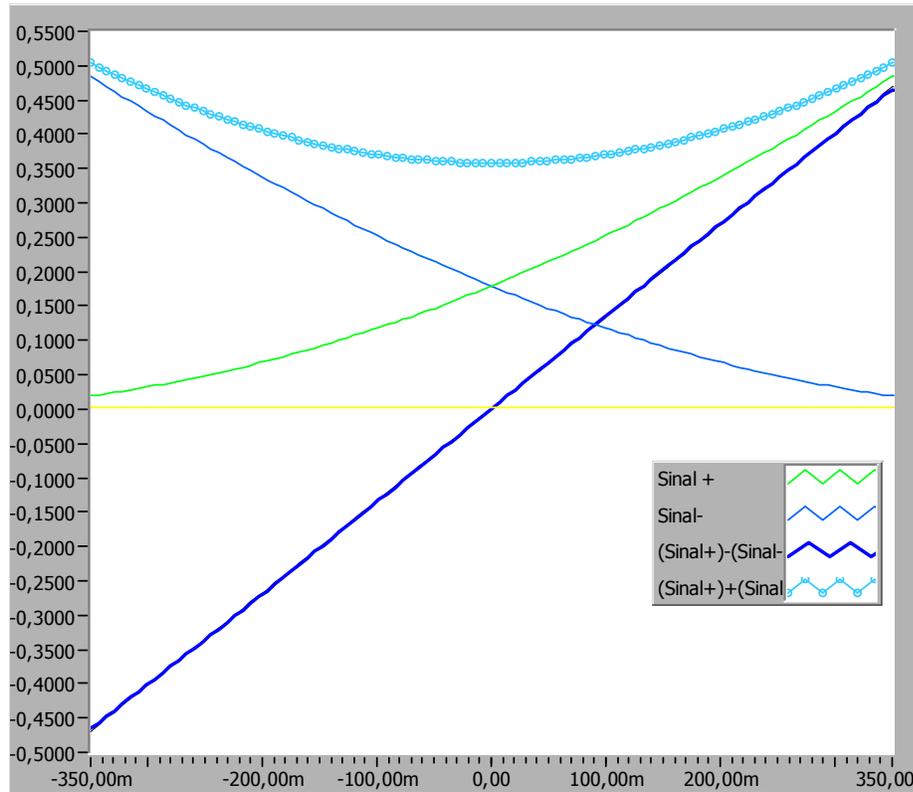


Figura 46. Sinais de saída detector analógico para sinal GFO integrado para $\phi_m=2,2$ e $\Delta\phi_s= \pm 0,350$ rad

Simulações indicam que para as técnicas Mean Value ou de cruzamentos de zero demodulando o sinal integrado do GFO apresentam a mesma faixa de operação considerando o sinal do GFO normal. Na Figura 47 tem-se o gráfico que mostra para uma faixa de ϕ_m qual o maior sinal que a técnica permite medir, ou seja o $\Delta\phi_{smax}$.

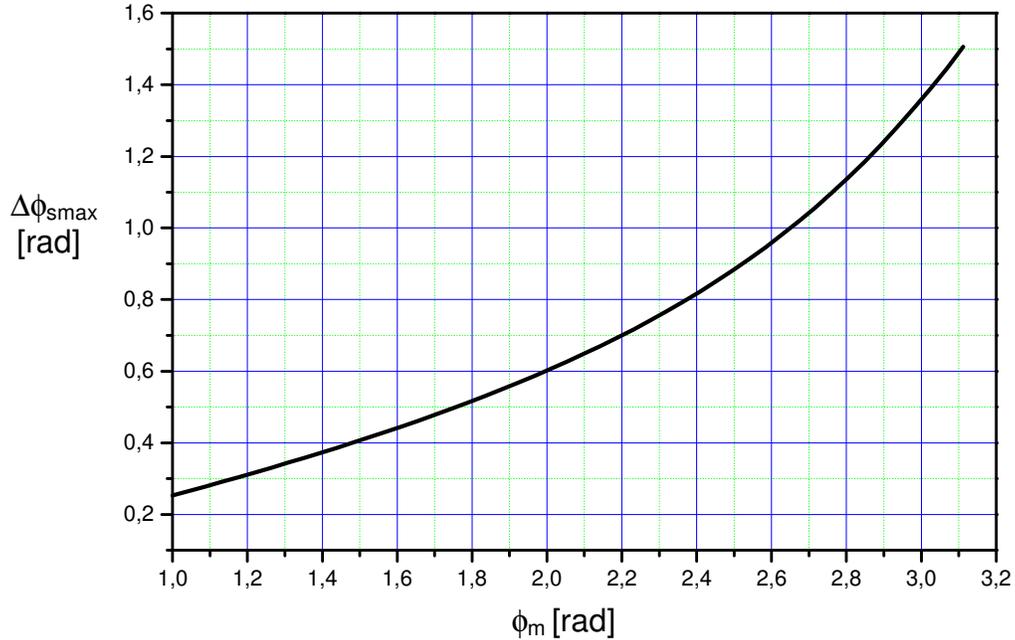


Figura 47. Faixa de operação, $\Delta\phi_{smax}$ versus ϕ_m

5.2.2. Sensibilidade a ϕ_m

Visando estabilidade no ganho é interessante que o detector opere num ponto onde a influência da variação de ϕ_m no sinal de saída seja a mínima possível.

Através de simulações, estudou-se a divisão do sinal de saída por I_{dc} com o intuito de eliminar erros cometidos na flutuação da intensidade luminosa da fonte de luz. Assim, pode-se perceber que se não dividir o sinal de saída por I_{dc} o ponto ótimo de operação seria em torno de $\phi_m = 1,78$ rad. Já para a grandeza Diferença de médias/ I_{dc} apresenta um ϕ_m ótimo de trabalho em torno 2,47 rad, ponto de menor sensibilidade da medida a ϕ_m (Figura 48).

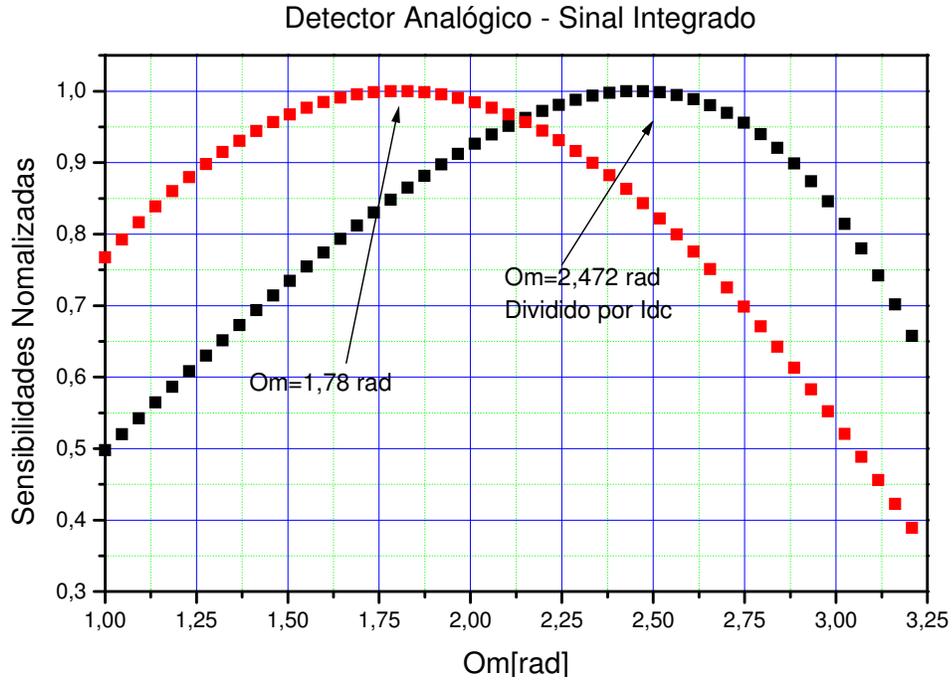


Figura 48. Sensibilidade a ϕ_m da diferença de médias, sinal integrado.

5.2.3. Detector Digital para Sinal Integrado

Detector digital significa aqui que será utilizada a medição de intervalos de tempo como sinal de saída. Os intervalos de tempo de interesse são T_0 , T_- e T_+ (Figura 49). Aqui faz-se o estudo das características das grandezas, T_0 , T_- e T_+ , sem definir a maneira empregada de se medir estes intervalos de tempo.

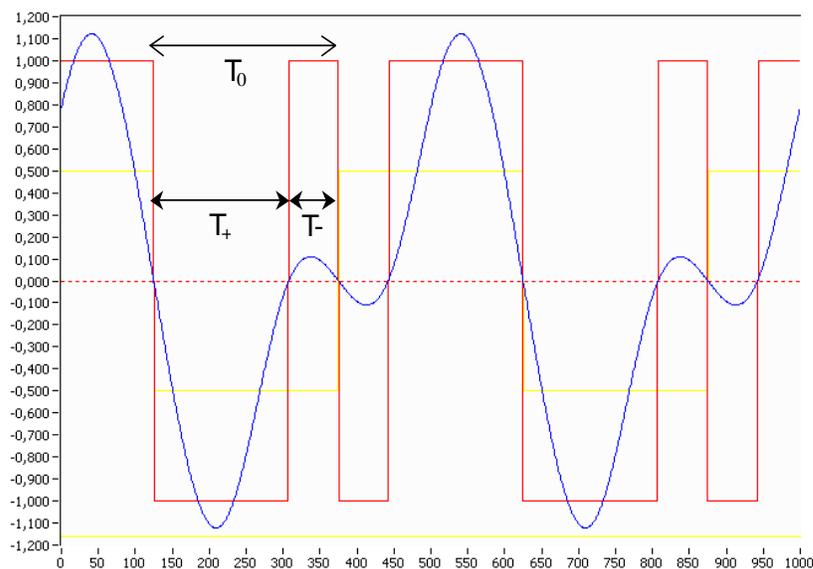


Figura 49. Sinal do GFO integrado em unidades arbitrárias

A variação dos intervalos de tempo, T_+ e T_- para uma faixa de $\pm 0,5$ rad de $\Delta\phi_s$ operando no ponto ótimo de operação, $\phi_m = 2,47$ rad, e para uma frequência de modulação de 100k Hz é apresentada na Figura 50. Nota-se que para $\Delta\phi_s = 0$ ambos os intervalos são iguais a $2,5\mu\text{s}$ e portanto $T_0 = T_m/2$.

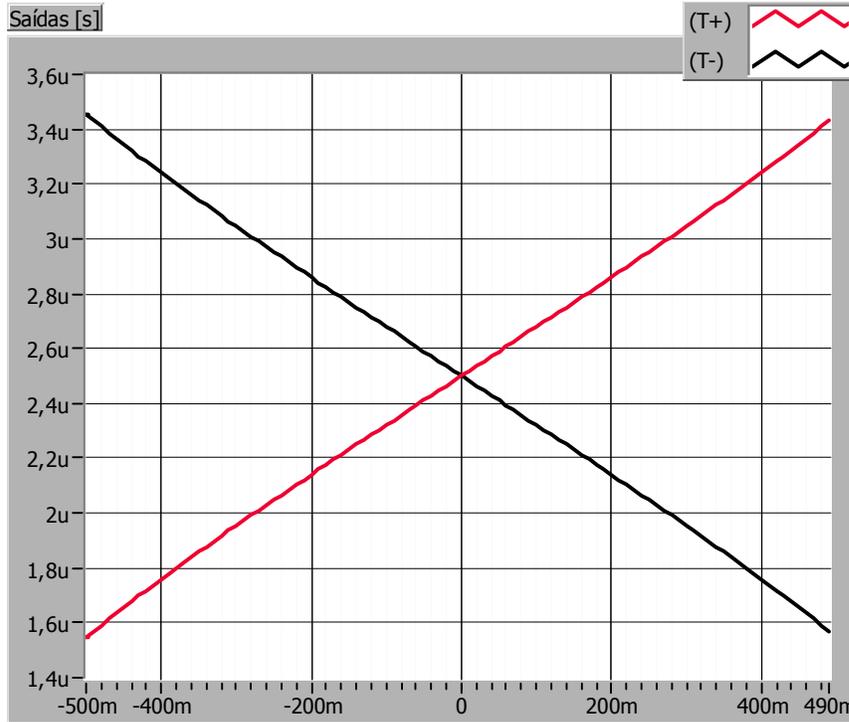


Figura 50. T_+ e T_- para $\phi_m = 2,47$ rad

Simulações foram realizadas considera-se um detector digital de cruzamentos de zero do sinal Integrado cujo sinal de saída é igual a $\delta = \Delta T = [(T_+) - (T_-)]$.

O gráfico abaixo (Figura 51) mostra a variação de δ em função de $\Delta\phi_s$ para $\phi_m = 2,47$ rad. A aproximação linear para a curva de ΔT & $\Delta\phi_s$ tem inclinação de aproximadamente $3,7\mu$ [s/rad].

Dentro de um mesmo período do sinal modulador mede-se $2 \Delta T$, dobrando assim a sinal de saída. Posto isso, a curva da sensibilidade em torno de zero em função da profundidade de modulação é apresentada (Figura 52). Nota-se que para $\phi_m = 2,47$ rad a sensibilidade é de $2 \times 3,7\mu$ [s/rad].

A medida dos intervalos de tempo T_+ e T_- em função da variação de ϕ_m podem ser vistos na Figura 53. Estes valores são para a diferença de fase na faixa de $\pm 0,5$ rad.

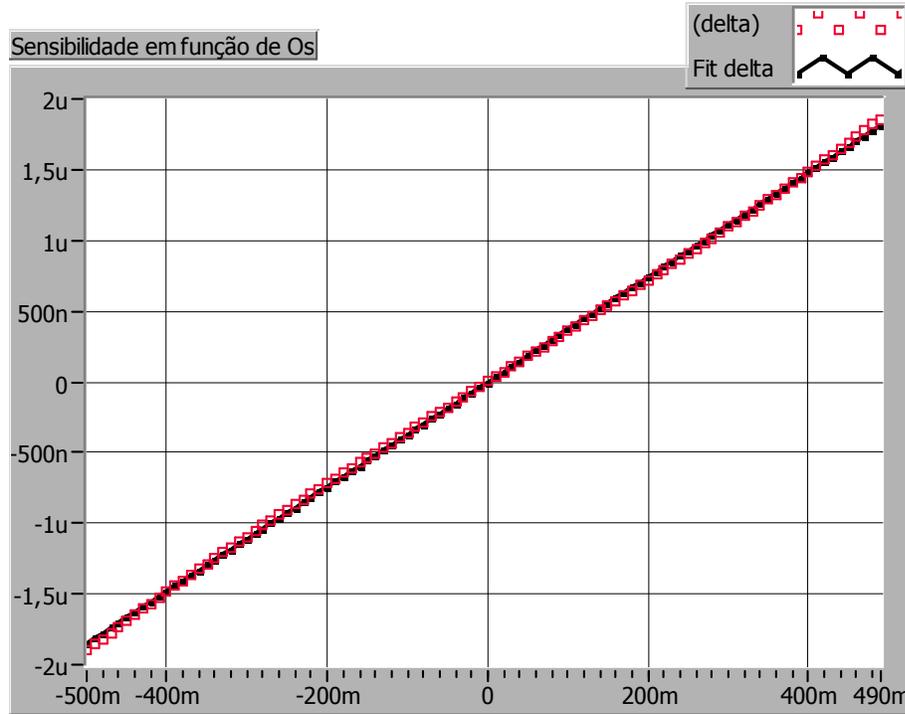


Figura 51. Sensibilidade em torno de zero para $\phi_m = 2,47$

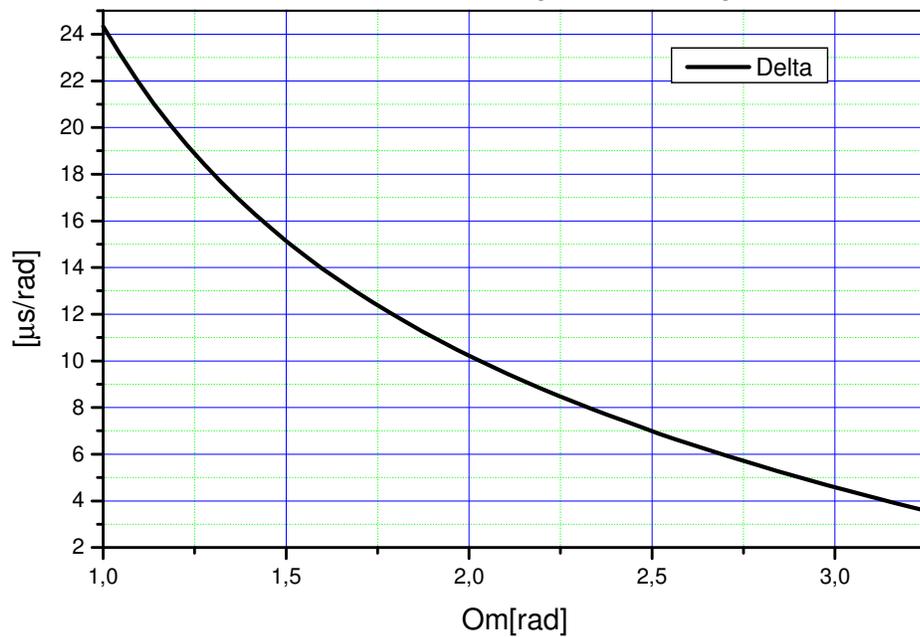


Figura 52. Sensibilidade $2x\Delta T$ para $\Delta\phi_s$ em torno de zero

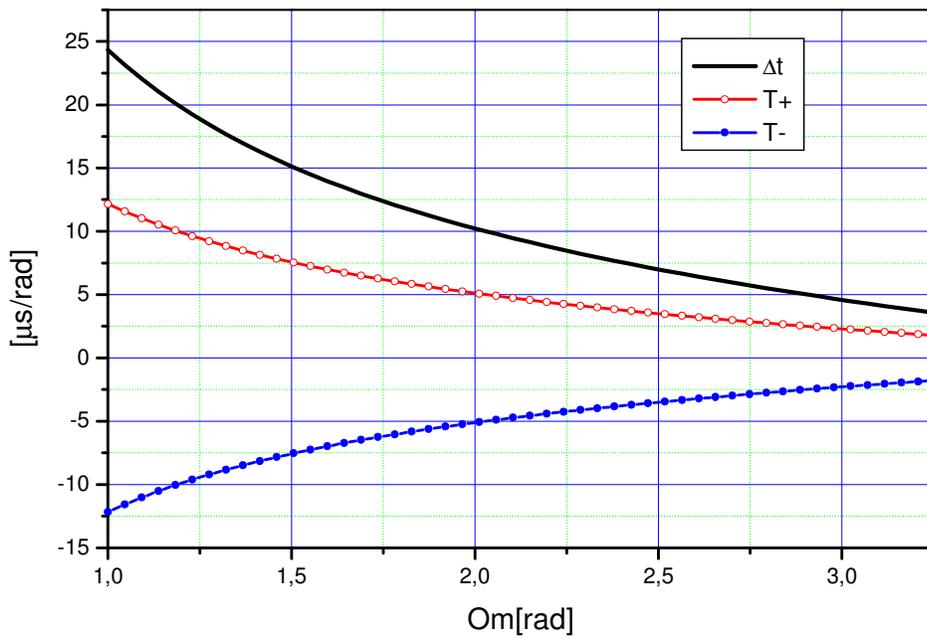


Figura 53. Sensibilidade ΔT , T_+ e T_- para $\Delta\phi_s$ em torno de zero.

Abaixo tem-se a sensibilidade a ϕ_m para o sinal integrado do giro (T_+-T_-) e para $(T_+-T_-)/T_0$. Pela sensibilidade normalizada pelo valor máximo dividir por T_0 apresenta um aumento no valor relativo para ϕ_m maiores que 1,5 rad (Figura 54).

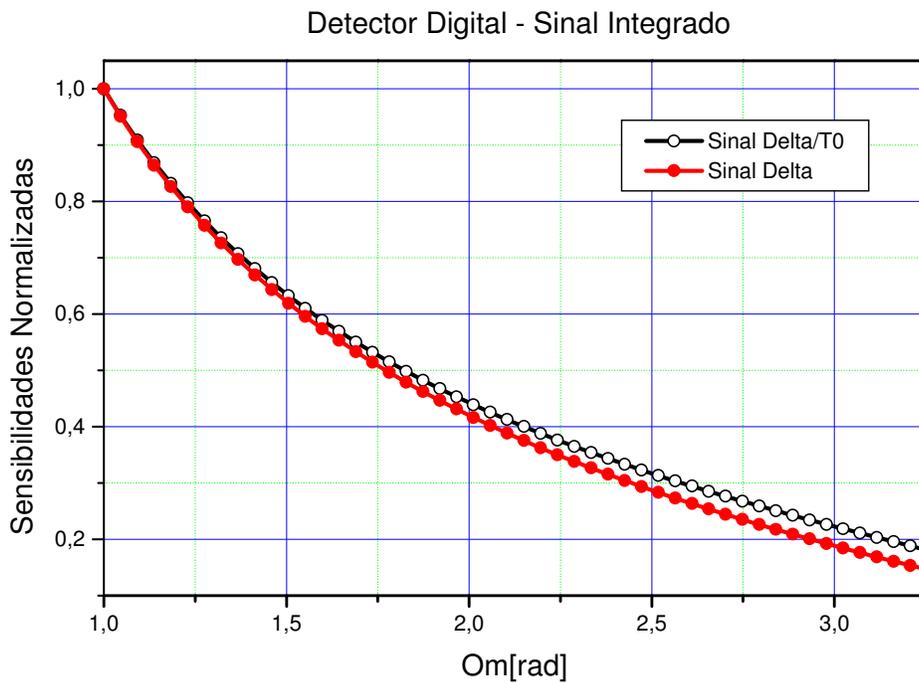


Figura 54. Sensibilidades normalizadas pelo valor máximo.

Assim como no aumento da sensibilidade dividir por T_0 diminui também a dependência a ϕ_m menores que 2,75 rad (Figura 55).

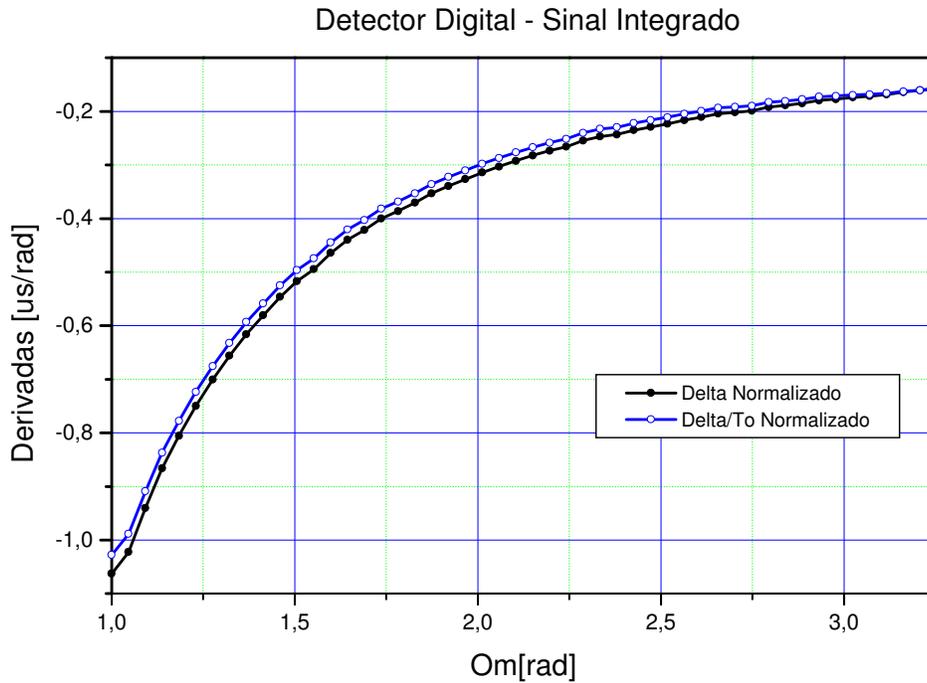


Figura 55. Derivada das sensibilidades sinal integrado.

De fato dividir a saída dos detectores digitais por T_0 aumenta o valor da sensibilidade e ao mesmo tempo diminui a sua taxa de variação em função de ϕ_m (Figura 56). Isto vale tanto para o sinal normal e para o sinal integrado. O sinal normal é menos sensível às flutuações da profundidade de modulação.

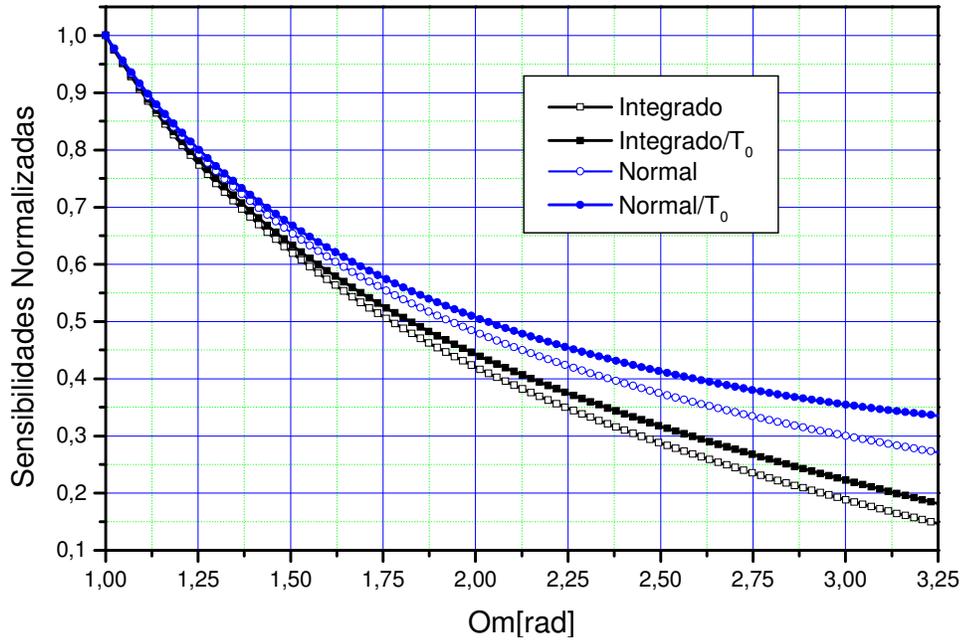


Figura 56. Comparação entre detectores digitais.

5.3. Estudo da dupla integração para o sinal do giro

Decidiu-se investigar, também, o sinal do giro com dupla integração e verificar através de simulações numéricas os comportamentos básicos como $\Delta\phi_s$ máximo em função da profundidade de modulação, ϕ_m , a sensibilidade a ϕ_m , a linearidade e possíveis pontos ótimos de operação. Esta investigação tem como ponto de referência basear-se nos pontos de cruzamento de zeros para realização de médias dos lóbulos positivos e negativos e na simetria do sinal observado no domínio do tempo (Figura 57). Isso se deve, obviamente, a facilidade de implementação eletrônica e à ótima performance da técnica Mean Value.

Relembrando as equações do sinal da fotocorrente em função do tempo,

$$I_{AC}(t) = I_0 \left\{ \left[\sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos \Delta\phi_s \right\} \\ - I_0 \left\{ \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin((2n-1)\omega_m t) \right\} \sin \Delta\phi_s$$

$$\int Id(t)dt = \int I_{DC} + \int I_{AC}$$

$$\int I_{AC}(t) = \frac{I_0}{\omega_m} \left\{ \left[\sum_n \frac{J_{2n}(\phi_m)}{2n} \text{sen}(2n\omega_m t) \right] \cos \Delta\phi_s \right\} \\ + \frac{I_0}{\omega_m} \left\{ \sum_n \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{(2n-1)} \cos((2n-1)\omega_m t) \right\} \text{sen} \Delta\phi_s$$

Assim integrando mais uma vez tem-se a equação abaixo,

$$\iint I_{AC}(t) = -\frac{I_0}{\omega_m^2} \left\{ \left[\sum_n \frac{J_{2n}(\phi_m)}{(2n)^2} \cos(2n\omega_m t) \right] \cos \Delta\phi_s \right\} \\ + \frac{I_0}{\omega_m^2} \left\{ \sum_n \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{(2n-1)^2} \text{sen}((2n-1)\omega_m t) \right\} \text{sen} \Delta\phi_s \quad (5.7)$$

Observe que as harmônicas são atenuadas por um fator que aparece ao quadrado. Deseja-se observar o comportamento do sinal integrado para variações de ϕ_m e $\Delta\phi_s$. Como as harmônicas ímpares são as que são moduladas por $\Delta\phi_s$, temos interesse em J_1 e J_3 no máximo, pois J_5 já será atenuada por 25 vezes. A contribuição de ruídos nestas raias também serão reduzidas pois ocorre diminuição no número de harmônicas pares que carregam ruído para dentro das harmônicas ímpares. Então um circuito integrador deverá ser proposto para dar um ganho razoável à componente J_1 . Fazer-se-a uma parametrização da componentes harmônicas em função de J_1 (J_1 será a amplitude da componente de frequência ω_m) assim dividiremos todas as componentes pelo fator $\frac{I_0}{\omega_m^2}$. Após esta parametrização e expandindo o somatório teremos,

$$\iint I_{AC}(t) = -\left\{ \frac{J_2(\phi_m)}{4} + \frac{J_4(\phi_m)}{16} \right\} \cos \Delta\phi_s \\ + \left\{ J_1(\phi_m) + \frac{J_3(\phi_m)}{25} \right\} \text{sen} \Delta\phi_s \quad (5.8)$$

Observe na Figura 57 o sinal do fotodiodo após a dupla integração no domínio do tempo onde se pode ter uma idéia de sua forma de onda.

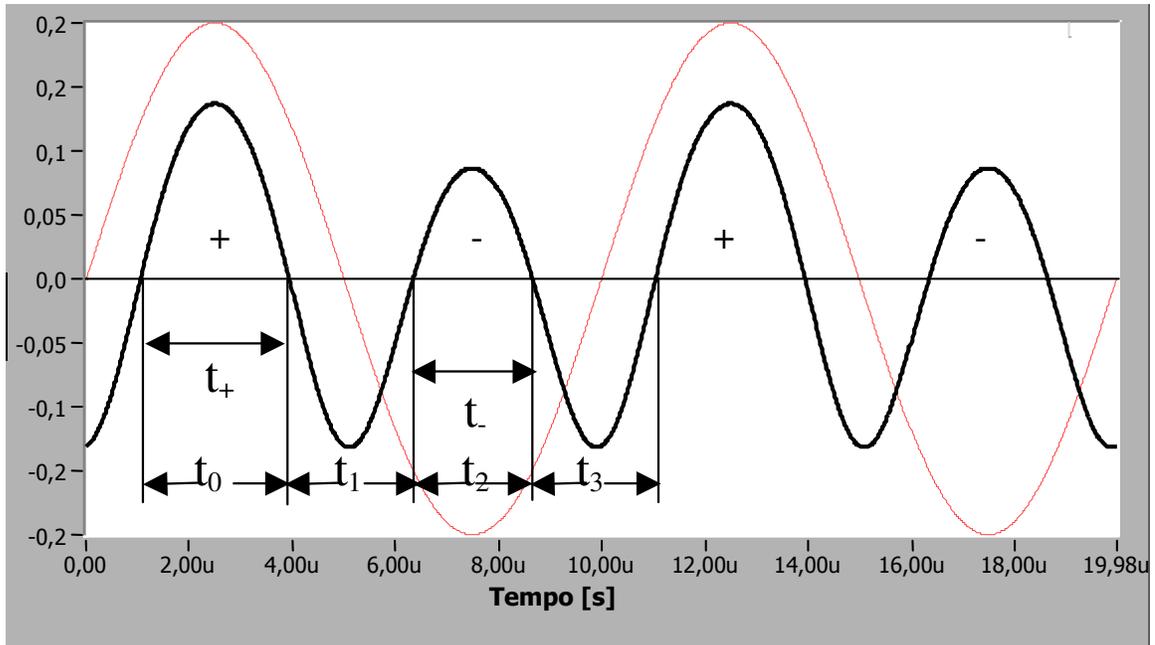


Figura 57. Sinal de saída do Giro após dupla integração para frequência de 100kHz.

Observa-se ainda, que em vermelho é o sinal do modulador que está em fase com os semi-ciclos positivos do sinal do GFO duplamente integrado. Como foi feito para a técnica analógica do sinal do giro, vamos observar a diferença das médias dos lóbulos + e - da Figura acima. Para essa técnica o $\Delta\phi_s$ máximo é aquele que faz com que um dos lóbulos desapareça, ou seja, t_0 ou t_2 igual a zero. Uma situação em que o lóbulo negativo ou t_2 é aproximadamente zero pode ser observada abaixo (Figura 58).

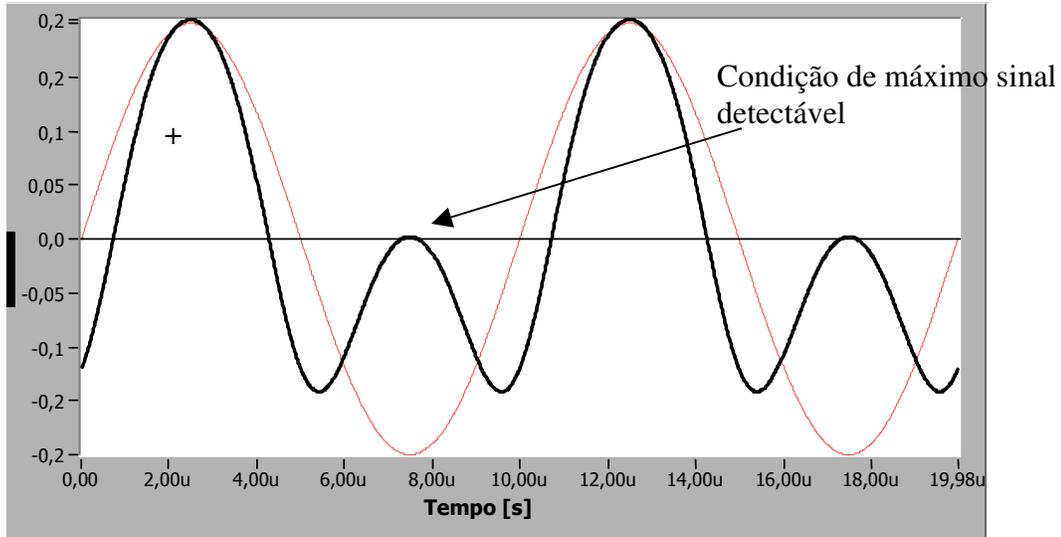


Figura 58. Sinal de dupla integração na condição máximo sinal detectável.

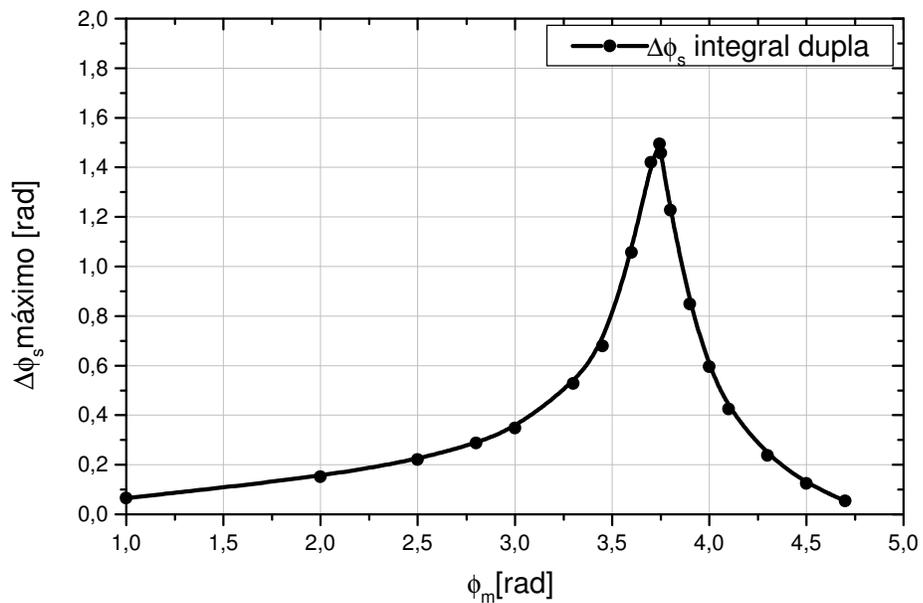


Figura 59. Variação de $\Delta\phi_s$ máximo em função de ϕ_m para integral dupla.

Apresenta-se um gráfico do comportamento do $\Delta\phi_s$ máximo em função da profundidade de modulação óptica (Figura 59). Observe que existe um ponto de máximo em torno de 3,75 rad e que mesmo para grandes ϕ_m o sinal ainda se comporta conforme a Figura 57.

O próximo passo a ser feito é a análise das sensibilidades analógicas e digitais. A analógica será feita variando-se ϕ_s e medindo as diferenças das áreas dos lóbulos + e - . A sensibilidade digital será medida através da diferença entre os cruzamentos de zero do sinal. Programas foram desenvolvidos para fazer esta análise. Um destes programas desenvolvidos em Labview® detecta os cruzamentos de zero do sinal e mede os intervalos de tempo t_0 , t_1 , t_2 e t_3 mostrados na Figura 57. A Figura 60, logo abaixo, mostra esses intervalos de tempo, em micro-segundos, para $\phi_m = 1$ rad, observe que os intervalos t_1 e t_3 são iguais e a soma desses intervalos é igual a T_m .

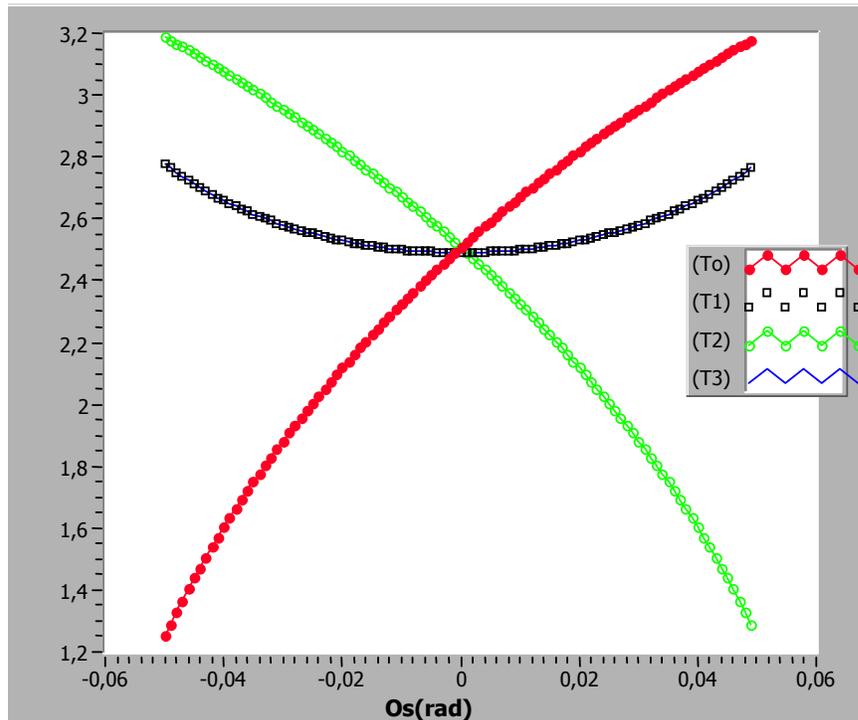


Figura 60. Os intervalos entre cruzamentos de zero em função de $\Delta\phi_s$ para $\phi_m = 1$ rad.

A Figura 61 mostra que para ϕ_m de 3,3 rad e para a mesma faixa de $\Delta\phi_s$ a variação é mais linear que para $\phi_m = 1$ rad.

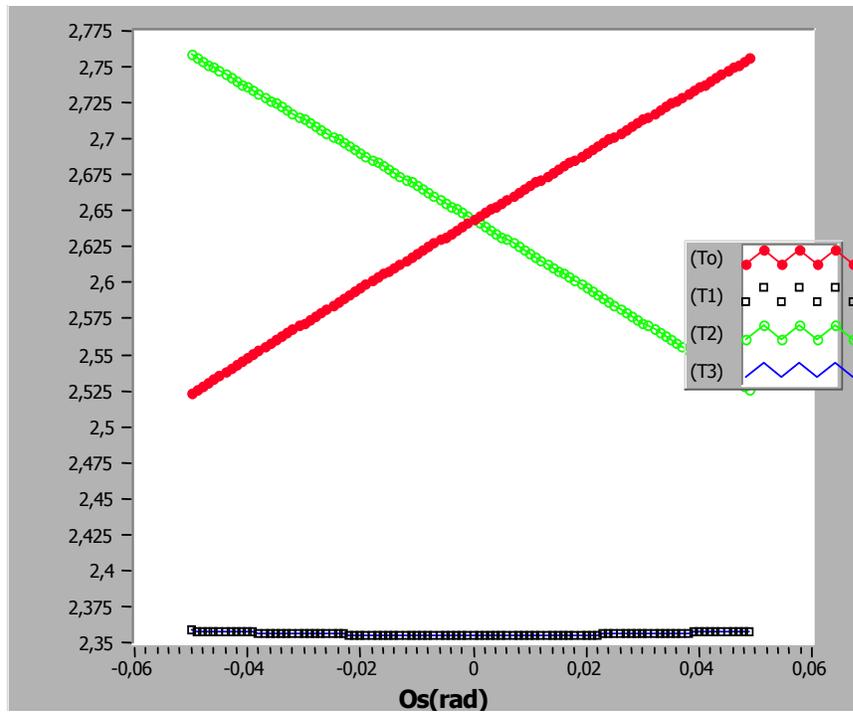


Figura 61. Os intervalos entre cruzamentos de zero em função de $\Delta\phi_s$ para $\phi_m = 3,3$ rad.

Abaixo, tem-se um gráfico que mostra a variação de $t_0 - t_2$ em função de $\Delta\phi_s$ para $\phi_m = 1$ rad. (Figura 62)

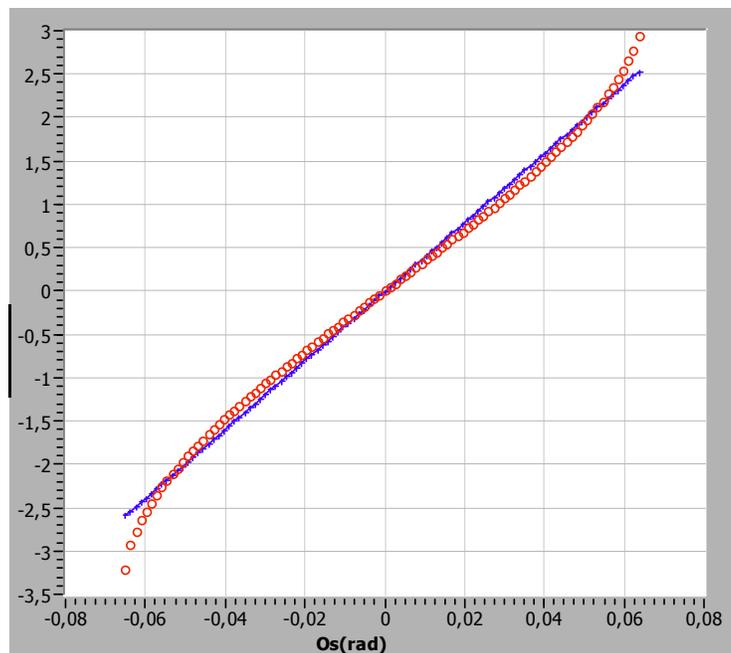


Figura 62. Diferença $(t_0 - t_2)$ [us] para $\phi_m = 1$ rad, integral dupla.

Mostra-se a inclinação da curva no ponto zero para encontrar a sensibilidade que é de aproximadamente 40 $\mu\text{s}/\text{rad}$.

No gráfico da saída $\frac{t_0 - t_2}{t_1}$ versus $\Delta\phi_s$ se observa um ganho de 14 rad^{-1} (Figura 63).

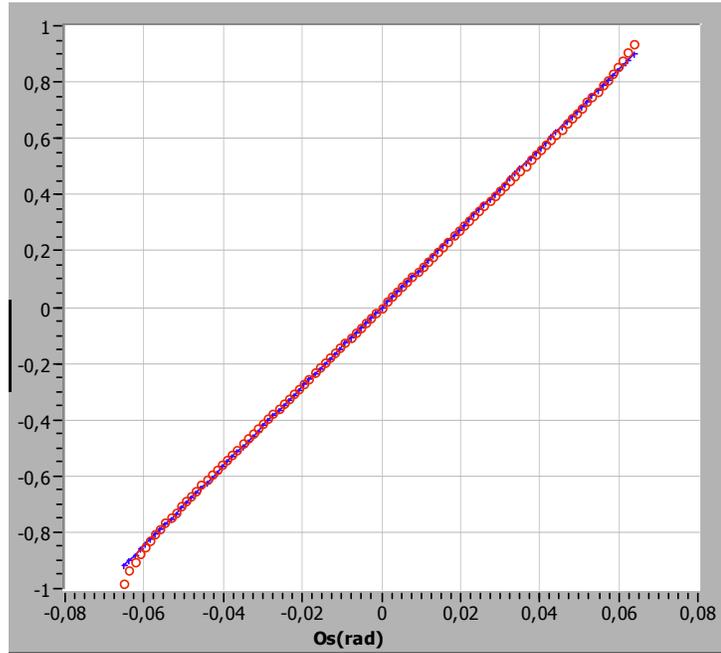


Figura 63. Diferença $(t_0 - t_2)/t_1$ [rad^{-1}] para $\phi_m=1\text{rad}$, integral dupla.

Em seguida mostra-se os mesmos gráficos só que para $\phi_m = 3.3\text{rad}$. Apresentando uma sensibilidade de 4,7 [$\mu\text{s}/\text{rad}$] (Figura 64).

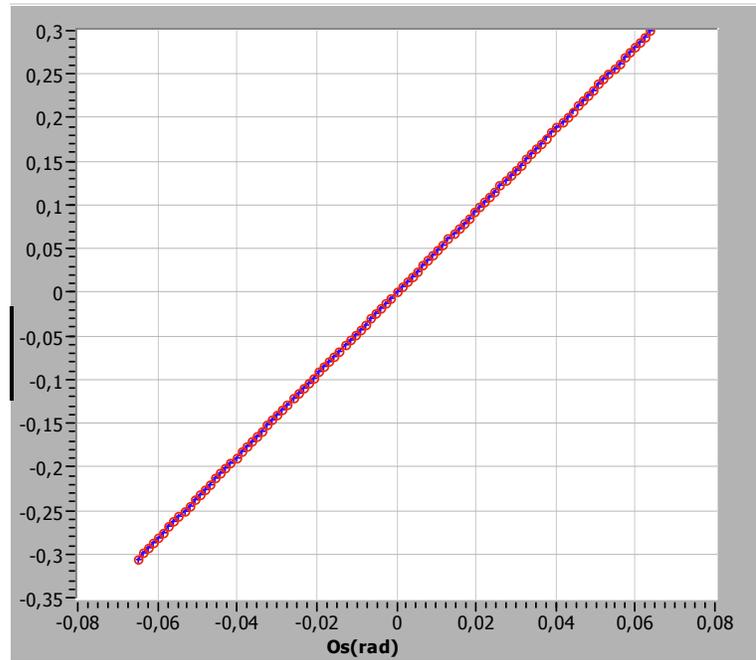


Figura 64. Diferença $(t_0 - t_2)$ [us] para $\phi_m=3.3\text{rad}$, integral dupla.

A saída $\frac{t_0 - t_2}{t_1}$ versus $\Delta\phi_s$ possui ganho de 2 rad^{-1} (Figura 65).

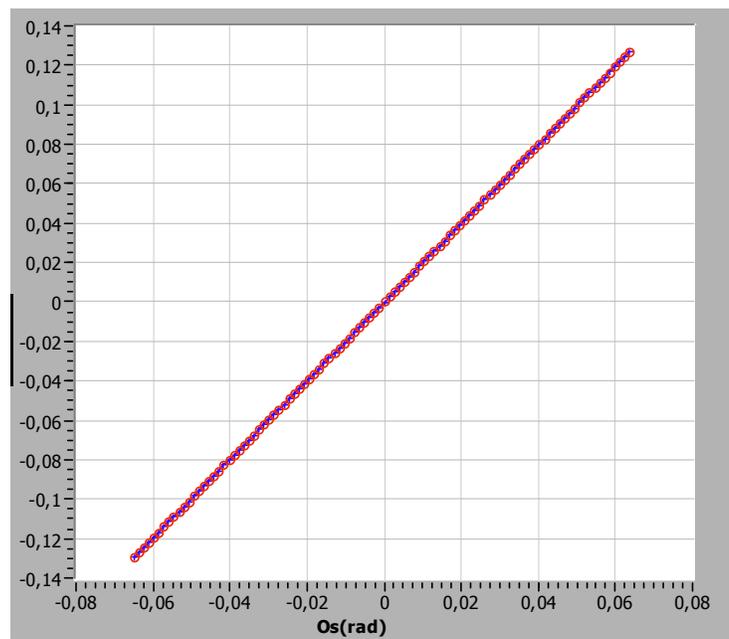


Figura 65. Diferença $(t_0 - t_2)/t_1$ [rad⁻¹] para $\phi_m=3.3\text{rad}$, integral dupla.

Observando esses resultados das sensibilidades da dupla integração (Figura 66) e comparando com as saídas para o sinal normal e integrado (Figura 53) pode-se dizer que a melhoria foi o aumento da sensibilidade. Sendo assim, como se está medindo intervalos de tempo muito pequenos esse aumento contribui para diminuir os erros nos circuitos eletrônicos de medição. Quanto maior a sensibilidade à grandeza a ser medida mais fácil será sua leitura. Para $\phi_m = 2.5 \text{ rad}$ a sensibilidade passa-se de $7 [\mu\text{s}/\text{rad}]$, sinal normal, para $10 [\mu\text{s}/\text{rad}]$, integral dupla.

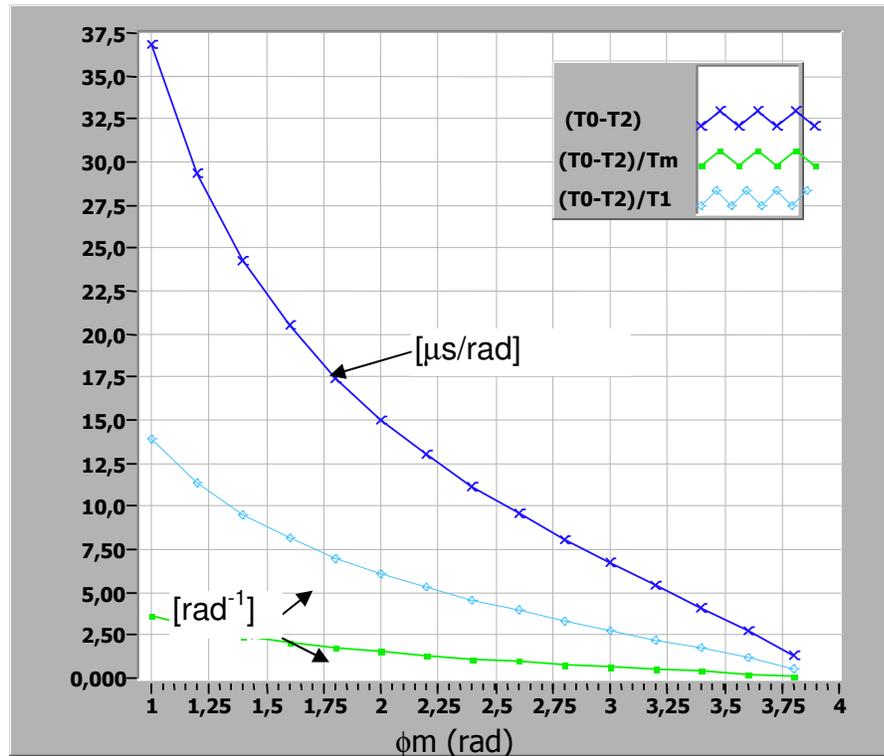


Figura 66. Sensibilidade para integral dupla.

Agora para as mesmas condições só que parametriza-se as sensibilidades pelos valores máximos. Abaixo tem-se um gráfico com as curvas das sensibilidades parametrizadas para as seguintes saídas $t_0 - t_2$, $\frac{t_0 - t_2}{t_m}$ e $\frac{t_0 - t_2}{t_1}$ versus $\Delta\phi_s$ (Figura 67).

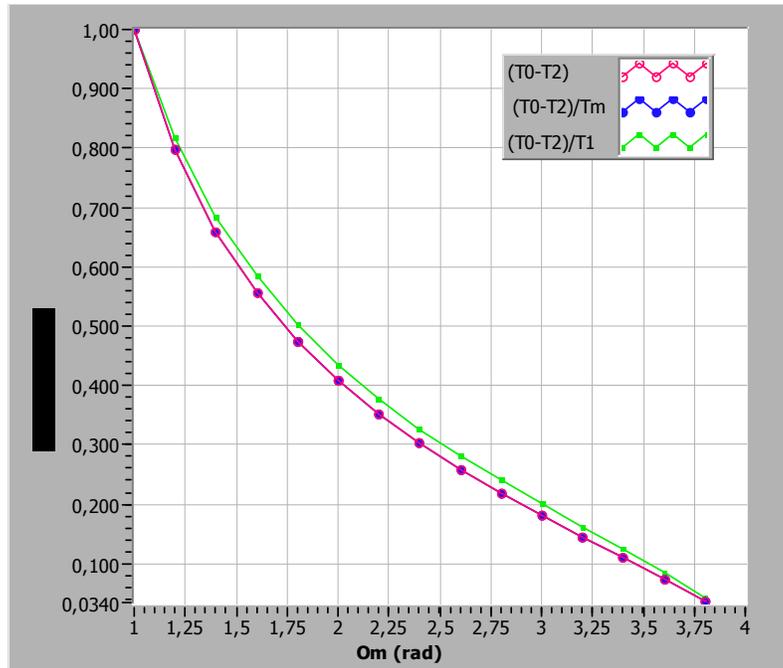


Figura 67. Sensibilidade relativa em função de ϕ_m .

Uma coletânea de gráficos é apresentada nas próximas páginas (Figuras 68 à Figura 74) mostrando-se o comportamento dos intervalos de tempo para vários ϕ_m 's. Nestes gráficos a faixa de $\Delta\phi_s$ considerada se estende até o valor máximo para cada ϕ_m ou seja até a existência de cruzamentos de zero no sinal ac do GFO.

Observa-se que para $\phi_m = 3.7$ de t_1 e t_3 varia muito pouco em relação ao sinal de entrada. Além disto, possui a maior faixa dinâmica para sinal de entrada em torno de $\pm 1,45\text{rad}$.(Figura 69)

Nota-se também, (Figura 70) que para $\phi_m = 3.8\text{rad}$ há uma inversão na concavidade de t_1 e t_3 .

$\phi_m = 3.6$

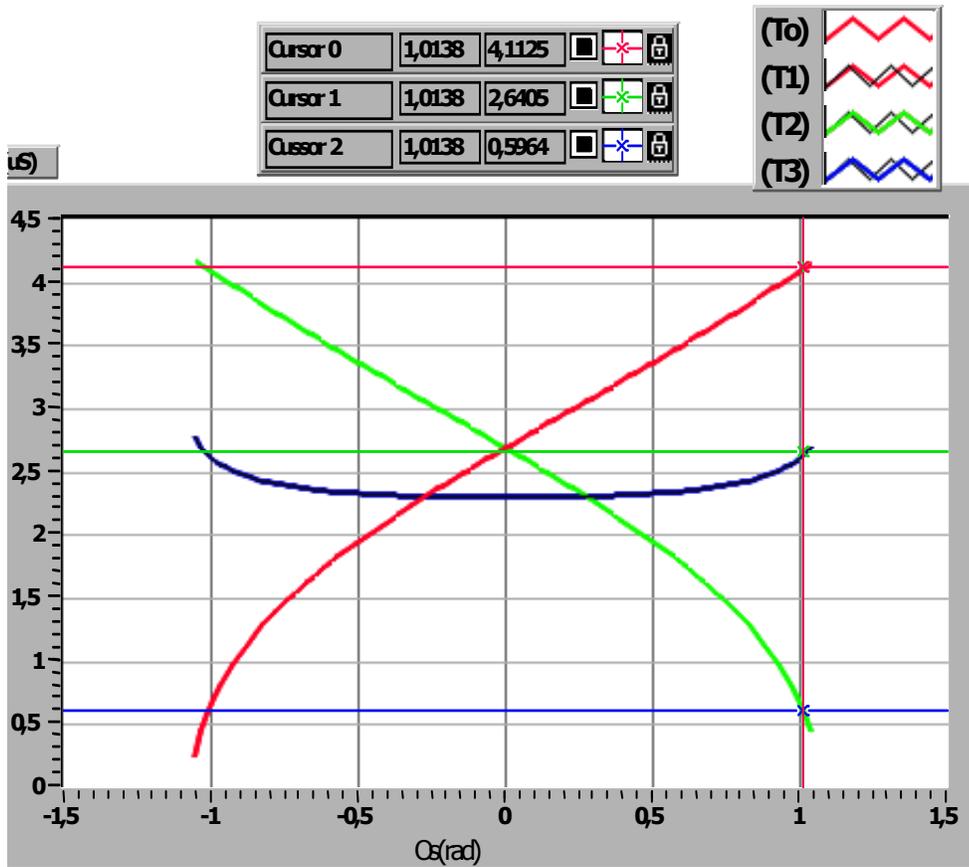


Figura 68. Excursão máxima para $\phi_m = 3,6\text{rad}$

$\phi_m = 3.7$

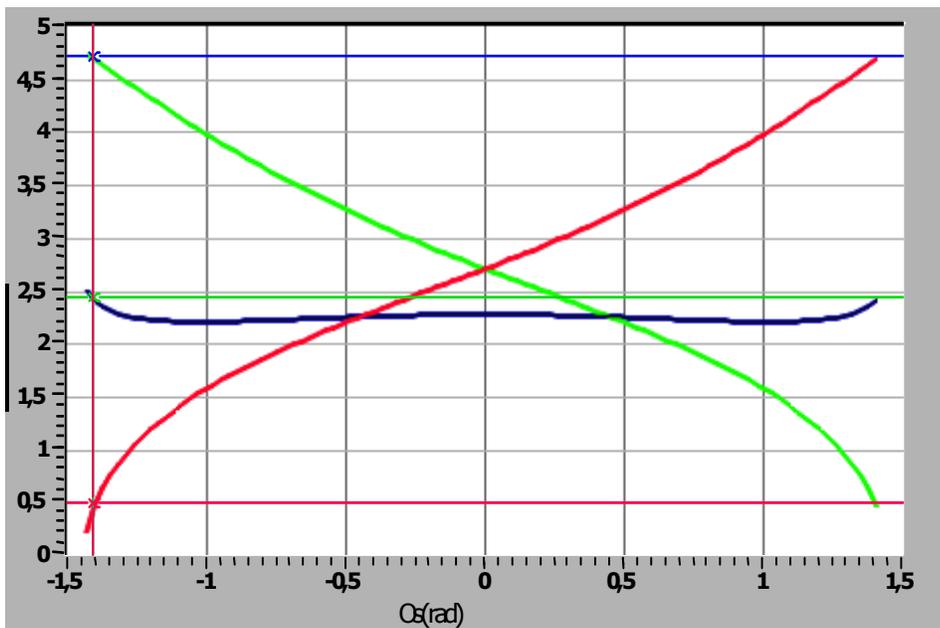


Figura 69. Excursão máxima para $\phi_m = 3,7\text{rad}$

$\phi_m = 3.8$

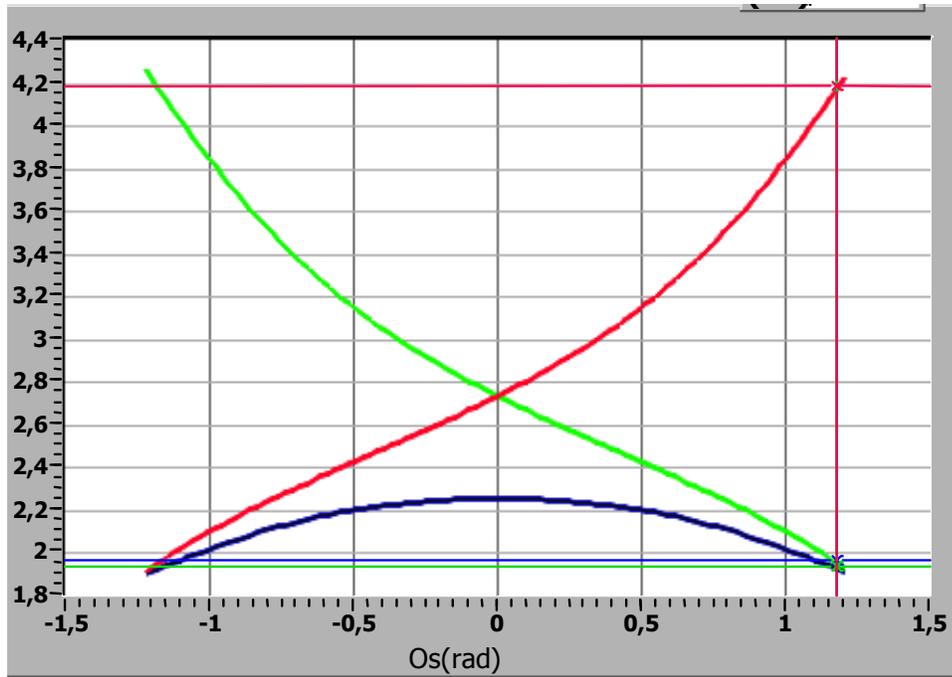


Figura 70. Excursão máxima para $\phi_m = 3,8\text{rad}$

$\phi_m = 4.0$

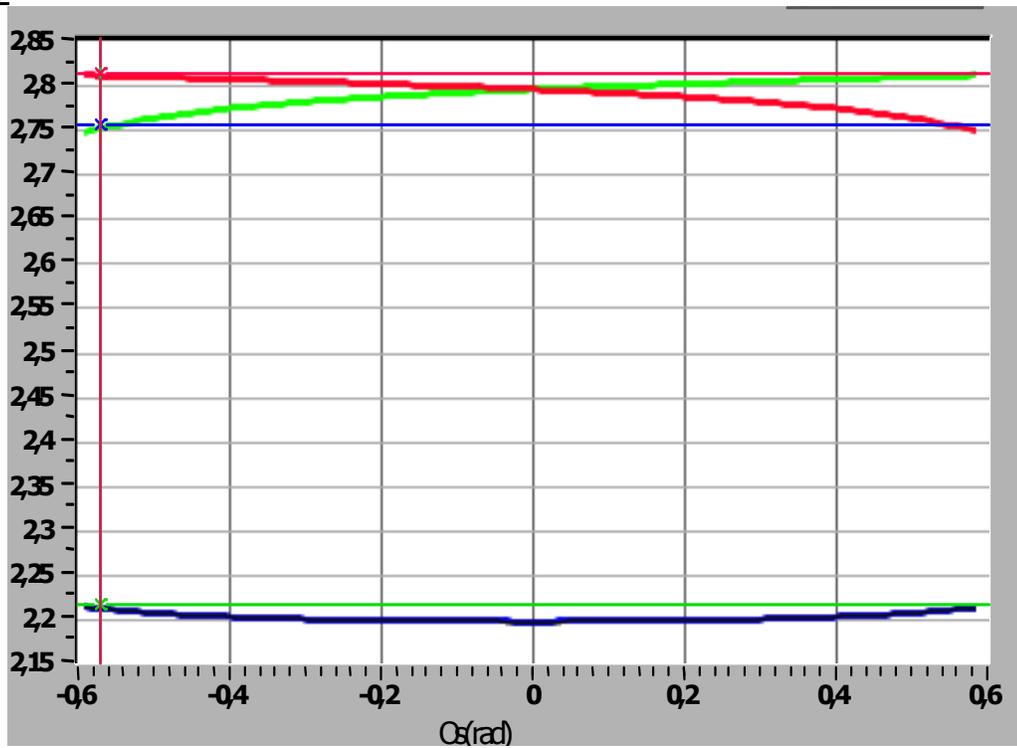


Figura 71. Excursão máxima para $\phi_m = 4,0\text{rad}$

$\phi_m = 4.1$

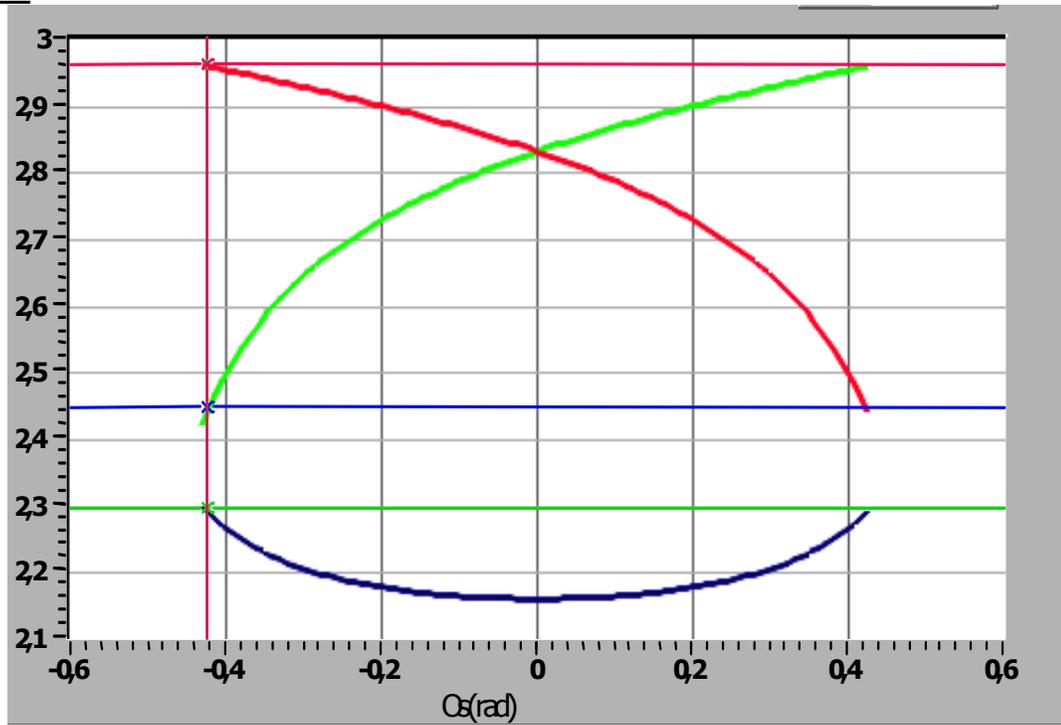


Figura 72. Excursão máxima para $\phi_m = 4.1$ rad

$\phi_m = 4.5$

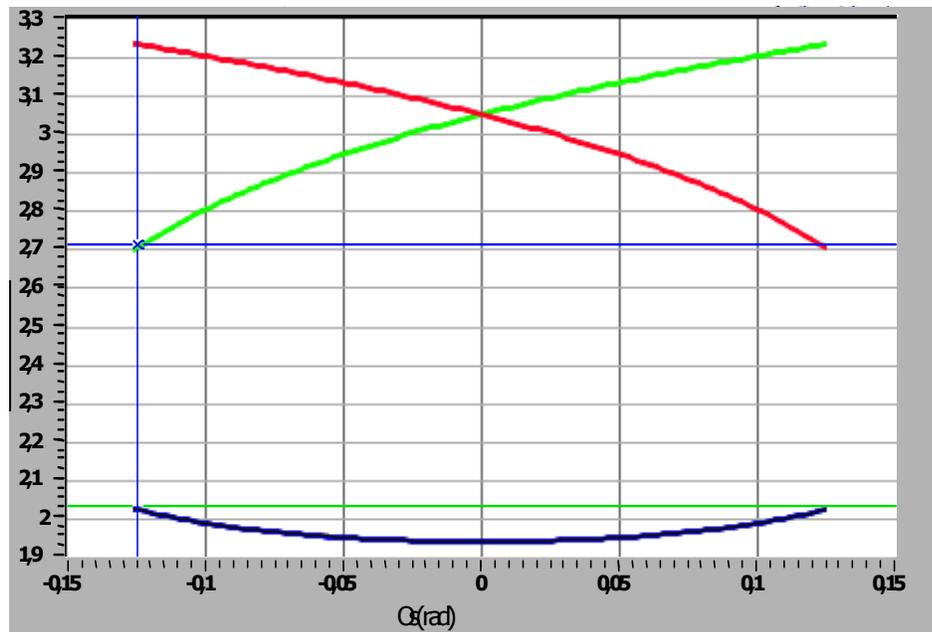


Figura 73. Excursão máxima para $\phi_m = 4.5$ rad.

$\phi_m = 4,7$

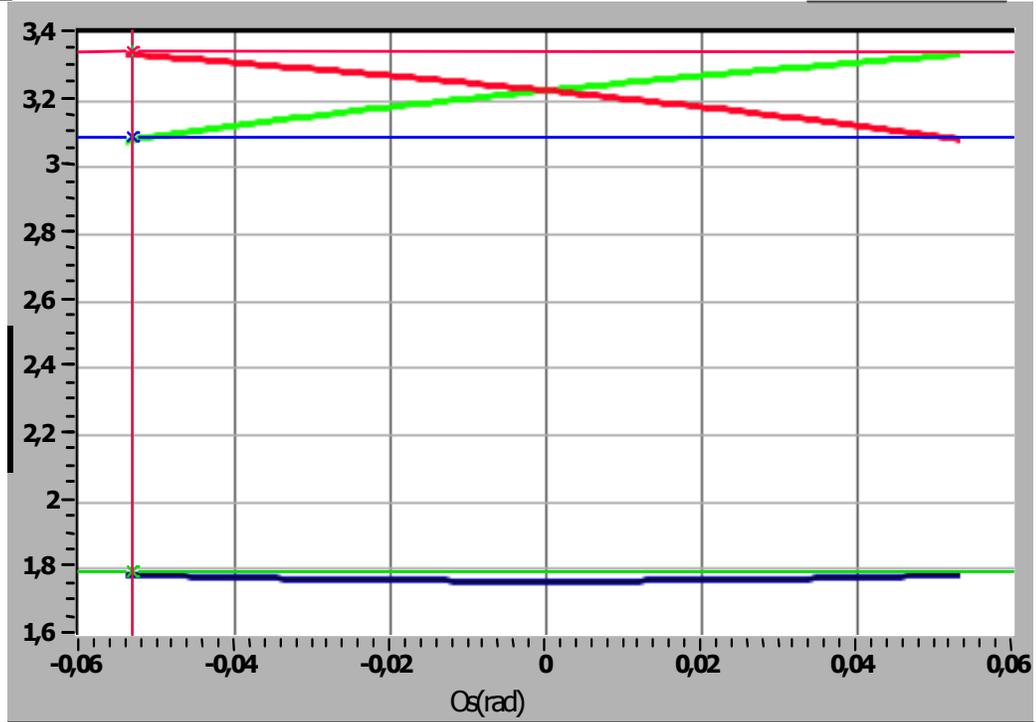


Figura 74. Excursão máxima para $\phi_m = 4.7$ rad

6. Circuitos desenvolvidos durante a tese

Durante o desenvolvimento deste trabalho circuitos eletrônicos foram concebidos ou adaptados para auxiliar no estudo destes processamentos de sinal apresentados anteriormente. Uma das limitações que tínhamos era a falta de um giroscópio que estivesse disponível em nosso laboratório. Assim para testarmos experimentalmente os circuitos implementados era necessário um emulador do sinal do GFO.

6.1. Emulador Analógico do Sinal do GFO

A primeira maneira utilizada para a emulação do sinal de saída do GFO foi com o uso de geradores de sinal somando-se duas formas de onda senoidais com geradores sincronizados entre si. Este “*setup*” foi utilizado para verificar o nosso circuito detector de médias dos semiciclos do sinal do GFO.

Apesar desta possibilidade, foi desenvolvido um emulador eletrônico analógico para o sinal do giro que possibilitasse maior flexibilidade inclusive com a inserção de uma fonte de ruído, e nível dc do sinal do GFO. Para este circuito foram utilizados pares de transistores bipolares “super casados” (MAT02 da Analog Devices®) com intuito de reproduzir eletronicamente a função de transferência do GFO.

O circuito está ilustrado na Figura 76. A possível forma de onda de saída do circuito está representada na Figura 75 onde se pode observar a semelhança com o sinal do GFO. O valor da profundidade de modulação óptica pode ser ajustado ajustando a relação entre as componentes do espectro do sinal de frequências 200kHz e 400kHz.

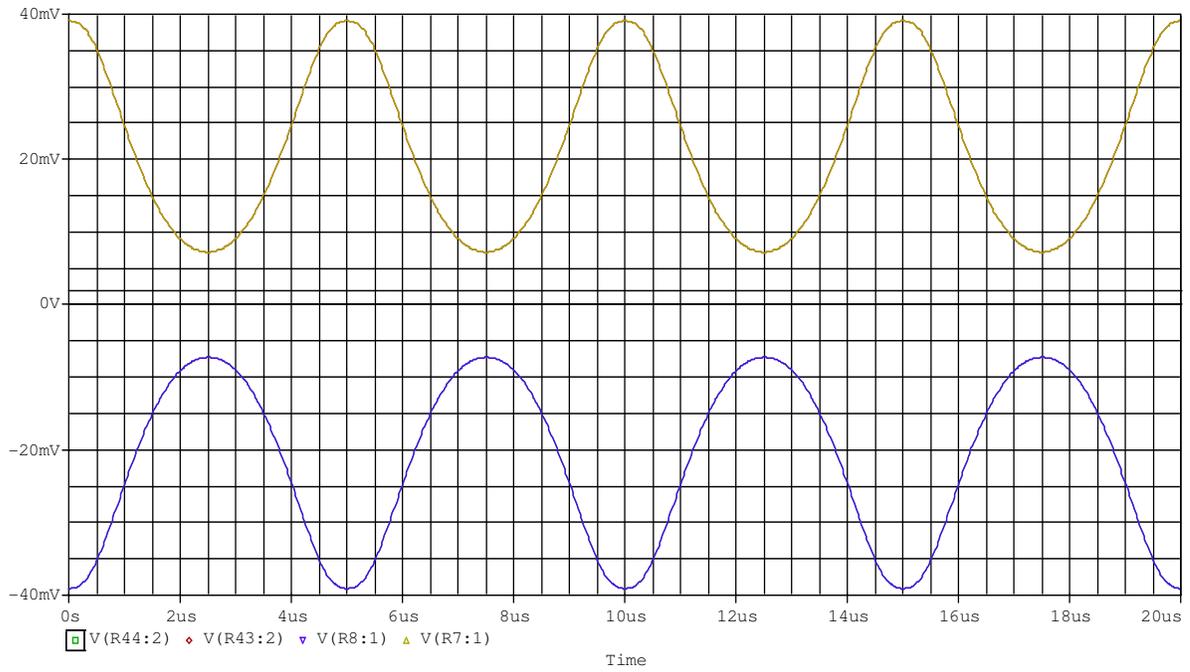


Figura 75. Sinal de saída do Emulador analógico para o sinal do GFO.

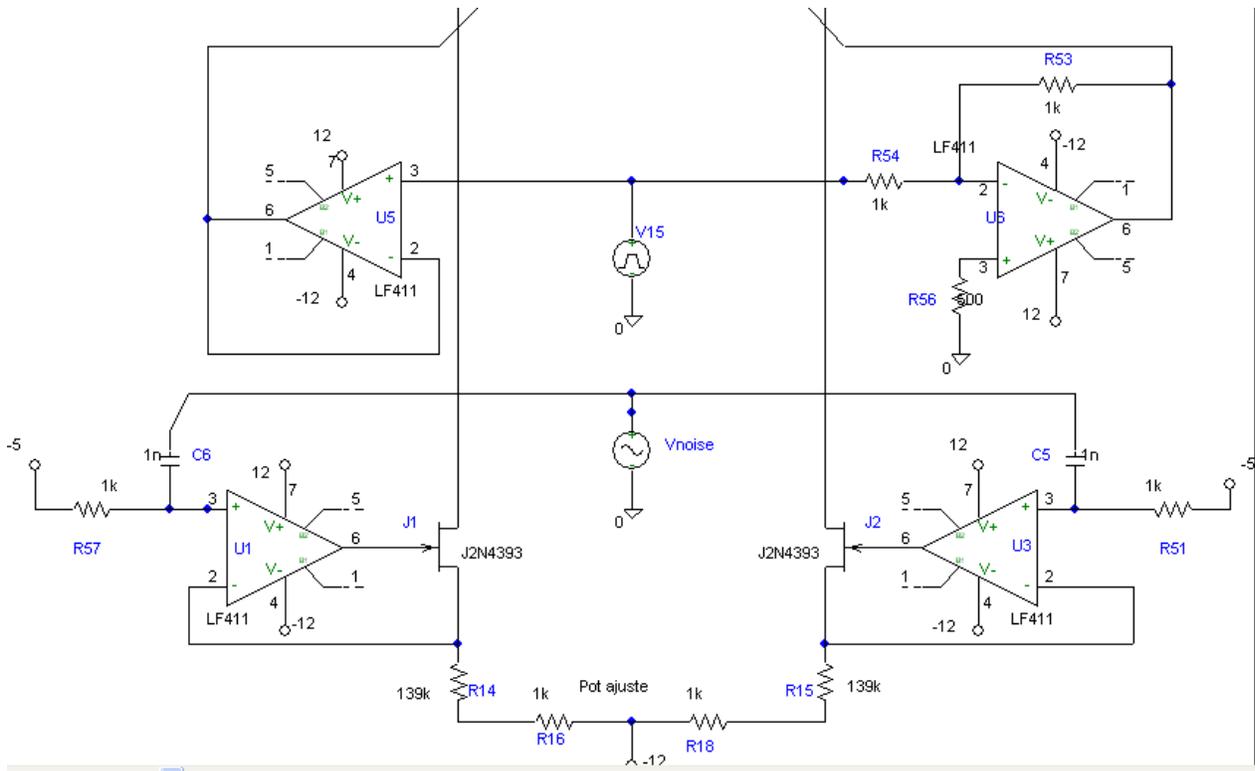
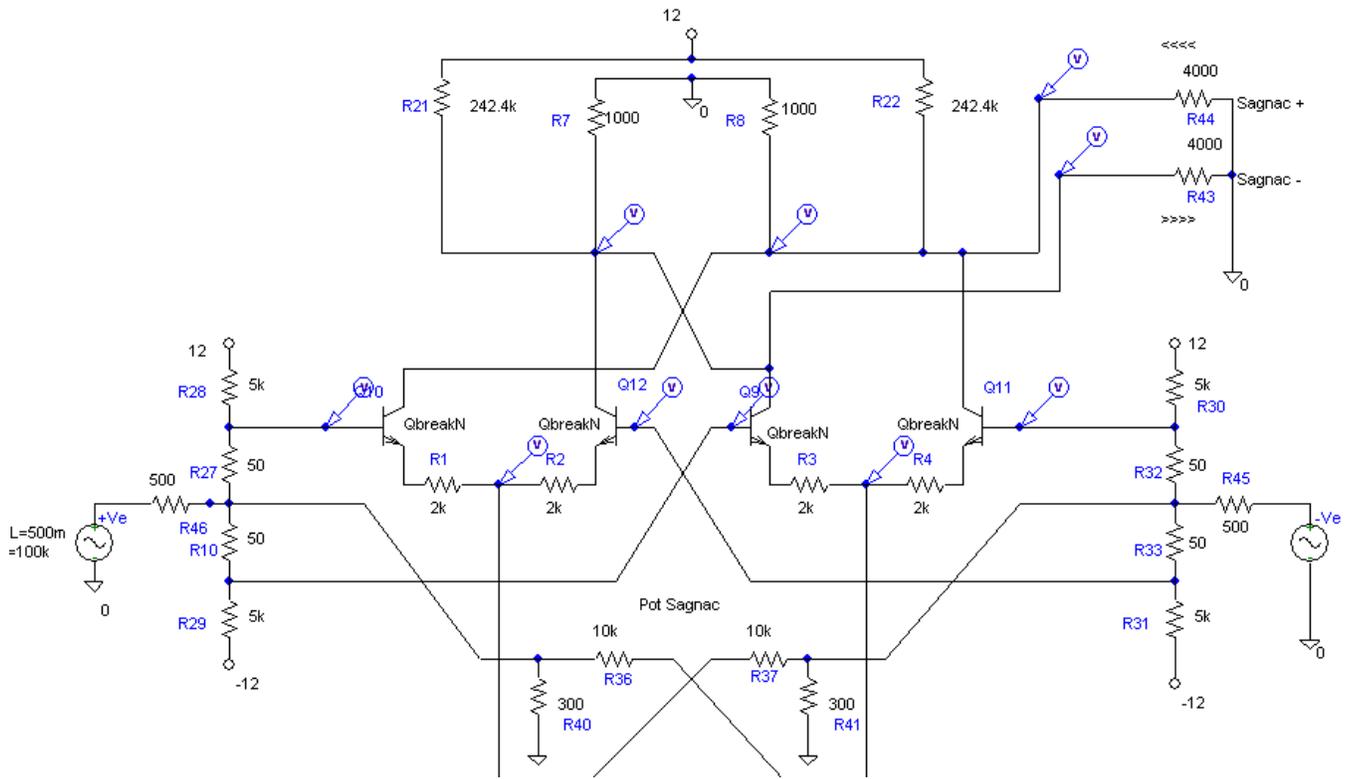


Figura 76. Circuito para simulação do Emulador Analógico para o sinal do GFO.

6.2. Primeiro Protótipo do Circuito Demodulador

Neste processador eletrônico [14], que recebeu o nome de técnica Mean Value [15], depois que o sinal do girômetro é convertido em tensão por um amplificador de transimpedância, passa-se à obtenção das tensões médias, V_+ e V_- , dos semiciclos negativos da parte *ac* deste sinal. A Figura 77 mostra o diagrama em blocos da técnica do valor médio. Pode-se observar que as entradas do detector de médias são o sinal do modulador de fase e a parte *ac* do sinal do GFO. A saída do sistema é a diferença dos valores médios dos semiciclos negativos, que é proporcional à rotação medida pelo sensor.

Este primeiro protótipo da técnica foi implementado em placa padrão para avaliações preliminares deste processamento.

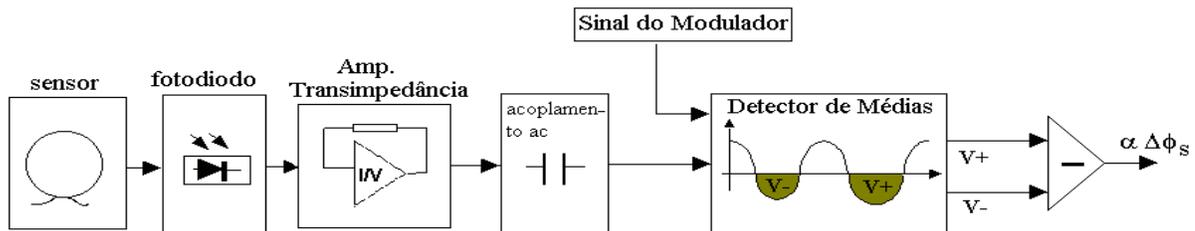


Figura 77. Diagrama em blocos

Para testar o circuito detector de médias utilizou-se um *setup* com dois geradores de sinais que fornecem duas ondas senoidais de 100 e 200kHz defasadas de 90° entre si. A soma delas emula o sinal do GFO para caracterizar o protótipo. Observa-se que a equação (3.4), com $n = 1$, é a soma de um seno com um co-seno, portanto, analogamente, a amplitude do sinal de 100kHz emula o desvio de fase, $\Delta\phi_s$. O ganho teórico do detector de médias é $\frac{\sqrt{2}}{\pi}$, aproximadamente 0.45, que pode ser encontrado considerando os intervalos de tempo das equações (3.11) e (3.12), como sendo $t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = T_m / 4$. Isso é equivalente a dizer que foram consideradas apenas as duas primeiras harmônicas do sinal do GFO. A Figura 78 mostra uma sobreposição da

curva teórica e alguns pontos experimentais em uma faixa de 3 décadas. Pode-se notar que é possível medir diferenças da ordem de microrradianos.

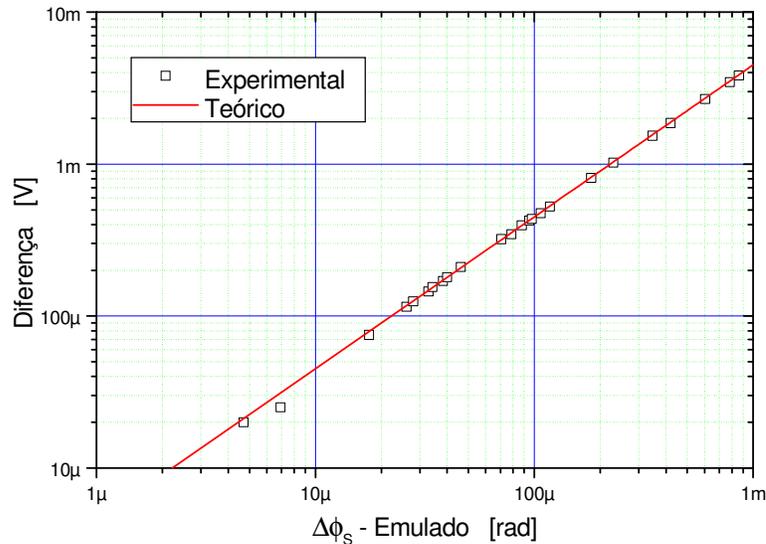


Figura 78. Gráfico da função de transferência do detector de médias teórica e experimental, (com ganho de 10).

Utilizando um GFO disponibilizado pelo IEAv/CTA, o processador protótipo foi utilizado para medir a rotação da terra local que é aproximadamente $5.91^\circ/\text{h}$. Essa rotação representa um desvio de fase de 94μ rad para este GFO em específico. As medidas foram feitas simultaneamente pelo protótipo da nova técnica e por um amplificador *Lock-in*. Primeiramente o sistema mediu a rotação em um sentido, depois interrompeu-se a medição. Em seguida inverteu-se a bobina sensora e novamente iniciaram-se as medidas. Os resultados podem ser vistos nas Figuras 79.a) e 79.b). A razão sinal ruído medida foi de aproximadamente 15.5dB para o protótipo e 10.4dB para o *Lock-in*, e ainda a banda equivalente do *Lock-in* era um pouco menor.

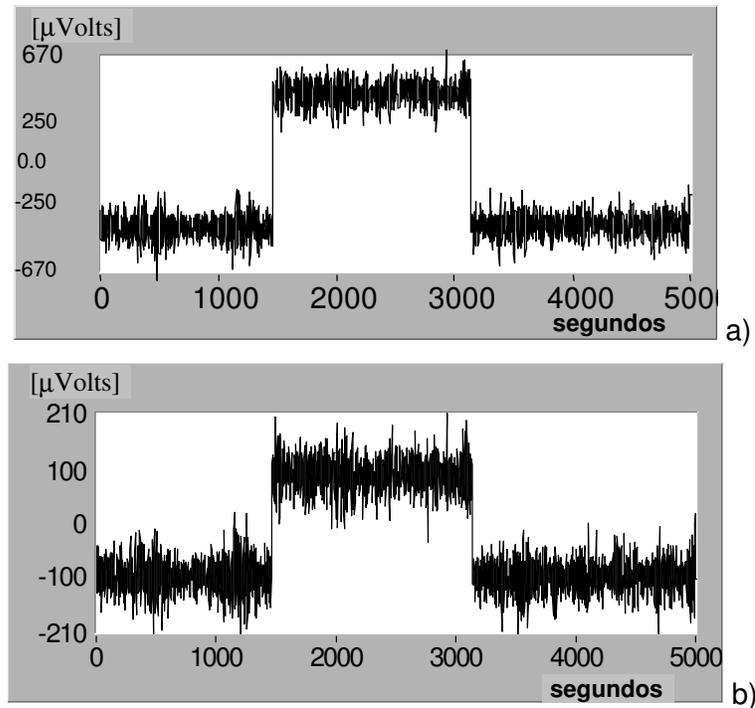


Figura 79. a) Sinal de saída do protótipo; b) Sinal de saída do amplificador *Lock-in*; em ambos os casos o degrau representa duas vezes a rotação local da terra.

Outras medidas de maior duração também foram feitas e apontaram para as variações com a temperatura de $0.24^{\circ}/h/^{\circ}C$ para o *Lock-in* e $0.04^{\circ}/h/^{\circ}C$ para o protótipo, o qual é muito próximo do valor esperado que era de $0.06^{\circ}/h/^{\circ}C$. Pode-se ainda afirmar que para este GFO especificamente, a incerteza do sistema é menor que $\pm 0.08^{\circ}/h$.

Simulações realizadas [14] indicam que, se a saída do detector de médias for dividida pelo valor de pico *ac* do sinal do amplificador de transimpedância, pode-se medir o desvio de fase de Sagnac com um erro de não linearidade menor que ± 60 ppm num intervalo de ± 0.7 rad, para uma amplitude de modulação aproximadamente igual a π . Além disso, a divisão pelo valor de pico *ac* deixa a medida do desvio de fase independente da potência do laser utilizado no GFO.

Maiores detalhes deste processador podem ser observados nos apêndices I e II.

7. Processador Eletrônico Implementado

Neste tópico discorre-se sobre a última versão do processador de sinais implementado e avaliado.

O esquema do processador pode ser separado em duas grandes partes, uma analógica e outra digital. Na parte analógica onde é feito o condicionamento adequado dos sinais que são lidos e fornecidos à planta do giroscópio óptico. Sobre a parte digital, as versões iniciais baseavam-se em microcontroladores PIC da empresa Microchip® e os recursos como clock máximo de operação limitava a capacidade de melhorias. Neste sentido a última versão, já ensaiada, foi desenvolvida com microcontroladores da família ARM7, que possui muito mais recursos disponíveis. Assim, a plataforma do girômetro poderia ser atualizada sem a necessidade de modificações drásticas, como a troca do microprocessador.

Discorrendo sobre a parte analógica, o fotodiodo utilizado é o BPX65 de alta velocidade, banda maior que 100MHz, com responsividade de 0.55 A/W e apresenta capacitância de aproximadamente 10 pF.

O fotodiodo opera reversamente polarizado com uma diferença de tensão definida por $(+5 \text{ Volts} - V_{dc})$. V_{dc} é a parte dc do sinal do giro.

Na proposta de implementação do processador eletrônico para a técnica *Mean Value* original o pico do sinal ac de saída do amplificador seria utilizado para retirar as influências das flutuações na intensidade luminosa. Já nesta implementação utiliza-se um sinal proporcional ao valor dc da corrente do fotodiodo por meio de um conversor corrente-tensão dc.

O sinal proporcional à profundidade de modulação óptica é conseguido através da divisão do valor dc do sinal do giro pelo valor da soma das médias conseguida no detector de médias. A soma é feita diretamente com resistores. Já a divisão é executada por um conversor AD, utilizando-se como tensão de referência o valor dc do

sinal do giro. O intuito é manter a profundidade de modulação constante no valor desejado que é $\phi_m = 2.404$ que garante o mínimo sinal detectável nesta técnica considerando a limitação pelo ruído shot.

Com o resultado da divisão V_{dc}/V_{soma} sendo aproximadamente 5 consegue-se gerar um sinal de referência para manter a profundidade de modulação estável no valor desejado.

7.1. O Amplificador Transimpedância

A configuração apresentada na Figura 80 o amplificador IC6A funciona como um filtro passa-baixas deixando apenas o valor V_{dc} na sua saída. Este valor sendo realimentado na entrada não inversora do amplificador operacional 1, configuração transimpedância, aparece na saída com ganho unitário (configuração não-inversora), desta maneira tem-se na saída apenas a parte ac do sinal de entrada ou seja nível dc nulo. O sinal ac contém a informação de diferença de fase do interferômetro de sagnac. O efeito positivo desta configuração é a eliminação da tensão de offset de entrada do amplificador transimpedância que é da ordem de 500 mV.

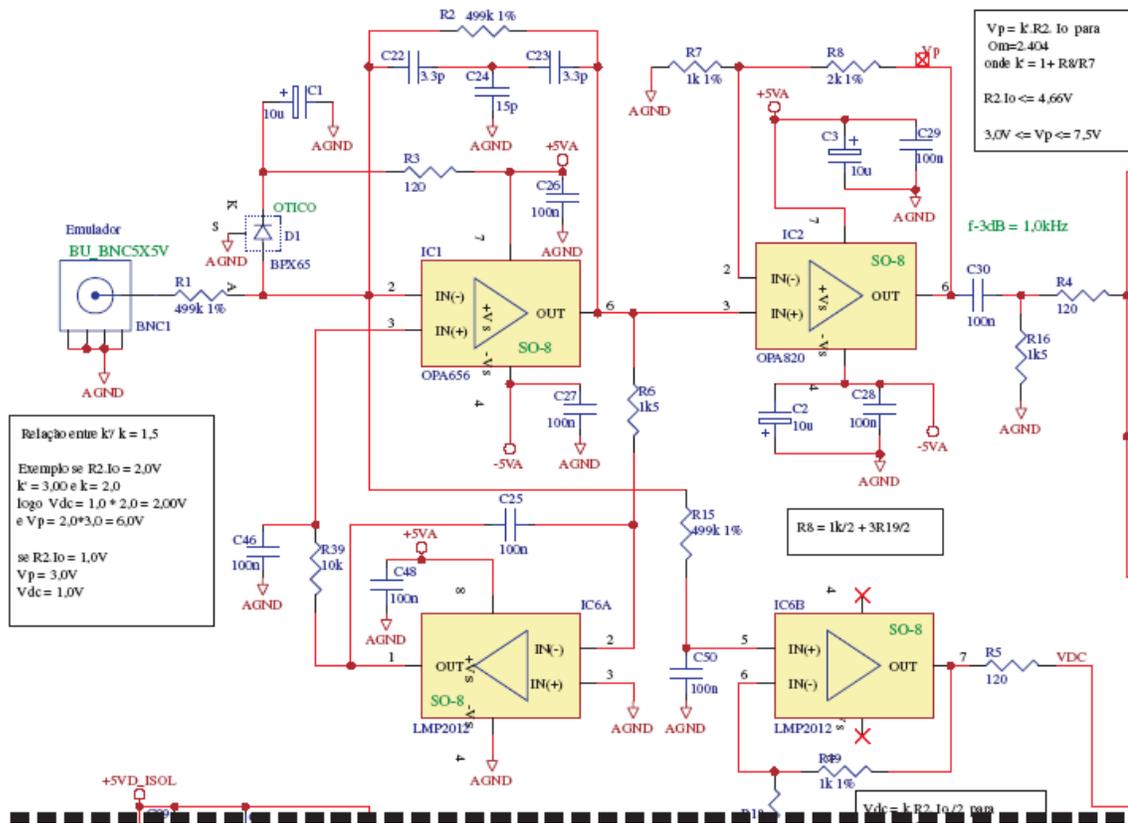


Figura 80. Fotodiodo e circuito transimpedância.

Na sequência é necessário fornecer o valor dc do sinal do giro para os estágios seguintes do processamento. Este valor é retirado do terminal inversor, neste ponto tem-se o sinal completo, parte ac e dc. Observe que se o sinal fosse retirado do terminal não-inversor a tensão de offset do amplificador operacional IC1 seria somada ao valor dc do sinal. Como este amplificador possui entrada JFET, sua tensão de offset de entrada é elevada.

A desvantagem de se retirar o valor dc da entrada não-inversora é que o ruído térmico do resistor, R15, é adicionado na entrada do Amplificador transimpedância. Vale aqui lembrar que o ruído que predomina é o ruído do fotodiodo, ruído shot, e não o ruído térmico do resistor de transimpedância [14].

O valor dc é retirado por um filtro passa-baixas RC e é amplificado numa configuração não-inversora. O amplificador operacional utilizado, LMP 2012, apresenta baixíssimo offset de entrada e desta forma não prejudica o sinal dc de saída, que será utilizado como uma tensão de referência para o próximo estágio do processamento.

7.2. Estágio de Conversão Analógico Digital

Na saída do detector de médias tem-se a média de cada semi-ciclo negativo V_+ e V_- que são tensões proporcionais à diferença de fase de Sagnac [14], [15]. Estas tensões de saída são positivas, o que permite trabalhar-se com componentes que utilizem tensão de alimentação unipolar (Figura 81).

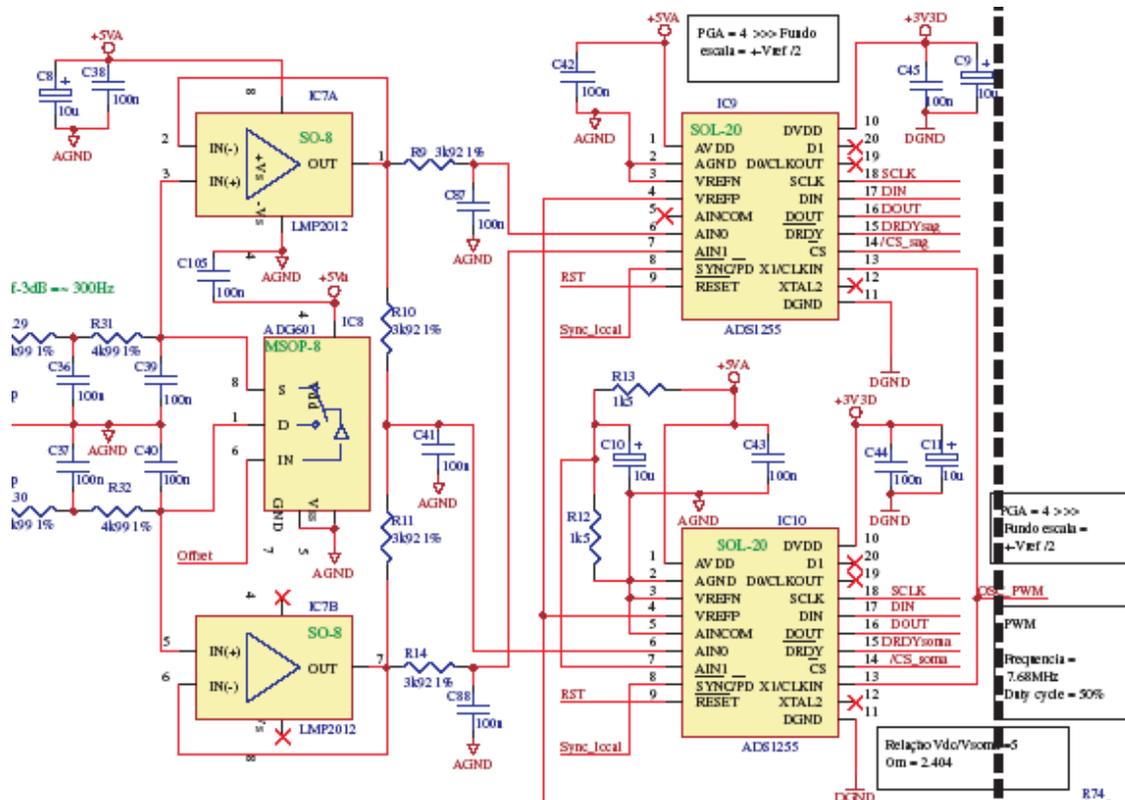


Figura 81. Estágio de conversão Analógico/Digital.

A diferença ($V_+ - V_-$) anteriormente era realizada utilizando-se um amplificador de diferença, que necessitava ter uma elevada CMRR pois existe um valor de modo comum grande no sinal, assim esta implementação deveria ser bem elaborada para não inserir erros na diferença. Este inconveniente foi solucionado utilizando-se as entradas diferenciais de um ADC que já possui a característica de ter uma alta rejeição ao modo comum, alta CMRR, aproximadamente 125 dB.

7.3. O Sinal de Modulação Óptica

A forma de onda senoidal que fornece a profundidade de modulação óptica, ϕ_m , através do elemento piezelétrico é fornecida por um circuito integrado dedicado que implementa a técnica *Direct Digital Synthesis* (DDS). Este chip fornece uma forma de onda senoidal contínua com frequência precisa (Figura 82).

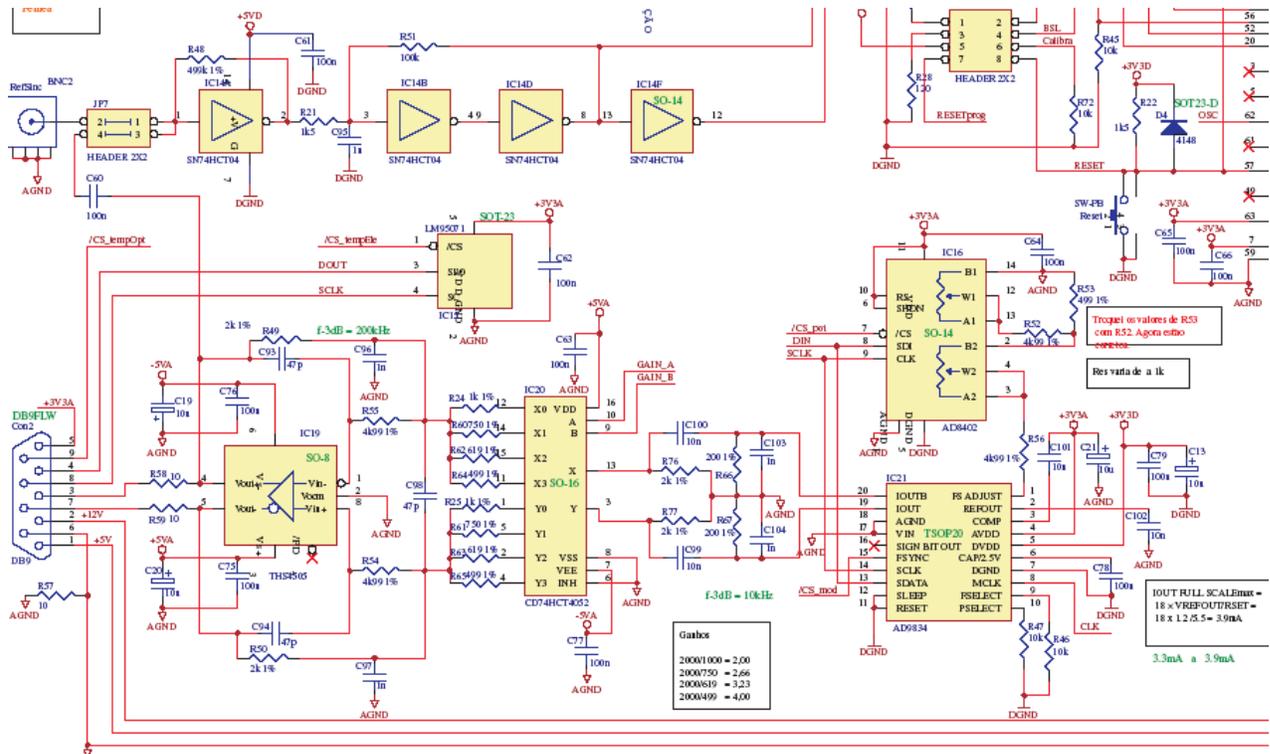


Figura 82. Circuito de modulação óptica.

O sinal gerado pelo DDS é disponibilizado de forma diferencial, com isso evita-se a inserção de interferências nos sinais de interesse. Lembrando-se que o detector de forma equivalente a um detector síncrono nas harmônicas ímpares na mesma frequência gerada pelo DDS. Portanto um cuidado especial no desenho da placa de circuito impresso é necessário para se evitar o acoplamento do sinal de saída do DDS, que é grande, nas trilhas vizinhas ao mesmo.

A seguir é apresentado um esquema completo do processador implementado (Figura 83).

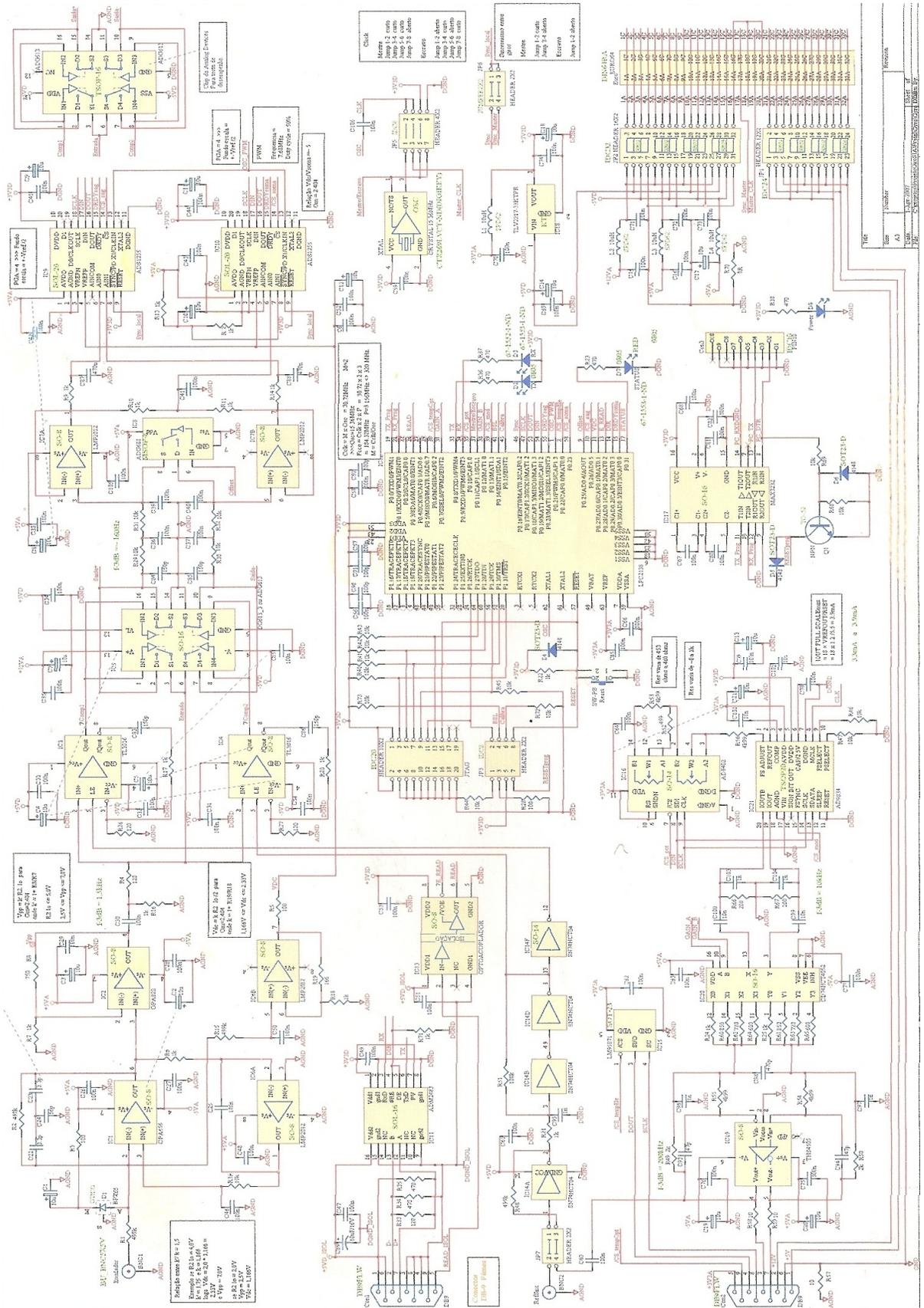


Figura 83. Diagrama esquemático do processador implementado.

8. Resultados Experimentais

O processador eletrônico desenvolvido foi submetido a testes em laboratório com intuito de determinar sua performance. Foram construídos 7 girômetros e todos foram experimentados nos mesmos testes.

Um dos experimentos foi submeter o girômetro à rotação da terra local. No caso, a componente normal da rotação local da terra é de aproximadamente 5,91 %/h. Esta medida foi realizada adquirindo uma gama de pontos com a bobina de fibra sensora apoiada numa superfície nivelada e depois outro conjunto de pontos é obtido com a bobina de ponta-cabeça (giro de 180°). Assim obtem-se um sinal de saída na forma de degrau, cuja altura é proporcional à duas vezes a rotação local da terra. Através do resultado deste ensaio pretende-se fornecer uma Relação Sinal Ruído, SNR, tendo como sinal a rotação da terra local.

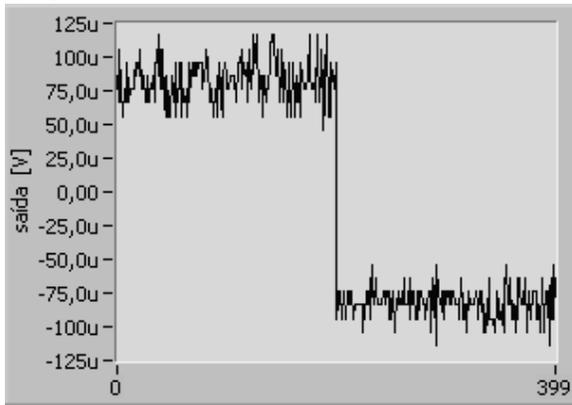
Outro ensaio realizado foi submeter os girômetros a uma mesa giratória. Neste ensaio foram aplicadas as rotações de 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 e 10%/s nos dois sentidos de rotação. Com esta medida pretende-se fornecer a linearidade de cada girômetro. Os sistemas foram submetidos a uma rotação máxima para observar a saturação da saída do processador eletrônico. Pretendia-se que os girômetros projetados atingissem um fundo de escala em torno de $\pm 10\%$. No decorrer deste capítulo são apresentados os resultados destes ensaios na forma de gráficos e tabelas, tanto para cada giro independente como para comparações entre o conjunto dos 7 girômetros. Compara-se também estes resultados com os obtidos com o ensaio de um protótipo desenvolvido anteriormente.

8.1. Ensaio sob a Rotação da Terra

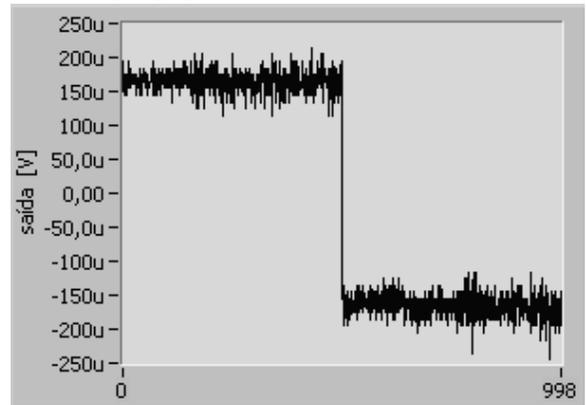
Apresenta-se aqui os resultados dos 7 girômetros submetidos à rotação da terra local. Eles foram denominados respectivamente de Giro 1 até Giro 7.

A Figura 84 mostra a saída dos 7 girômetros ao degraú de duas vezes a rotação da terra local. Nestes gráficos o off-set exibido pelos processadores eletrônicos foram suprimidos.

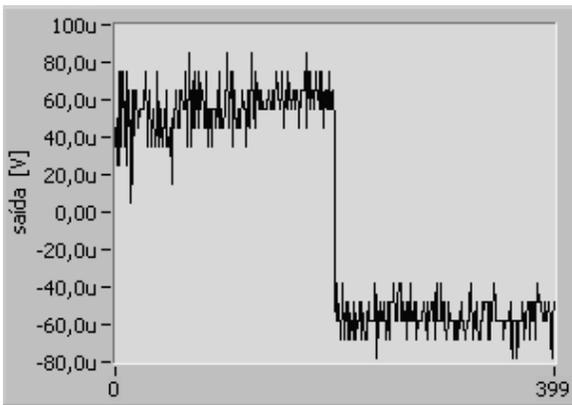
Giro 1



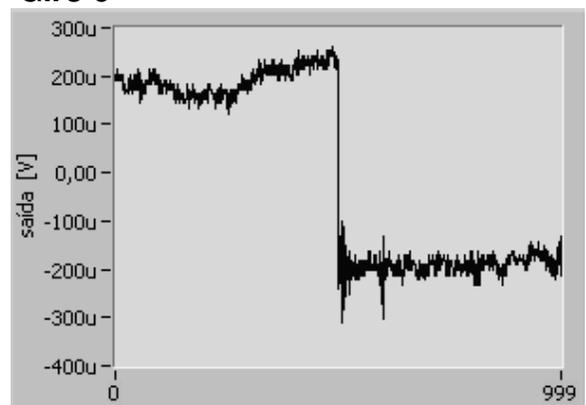
Giro 5



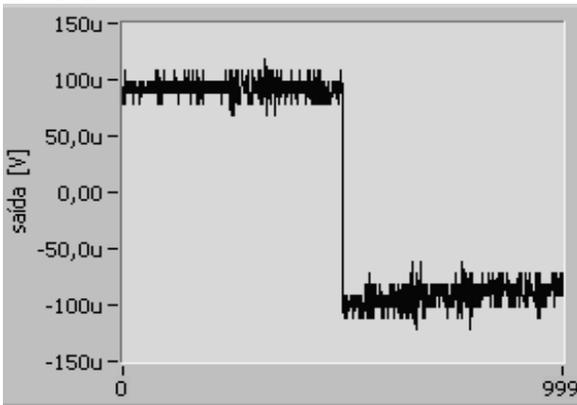
Giro 2



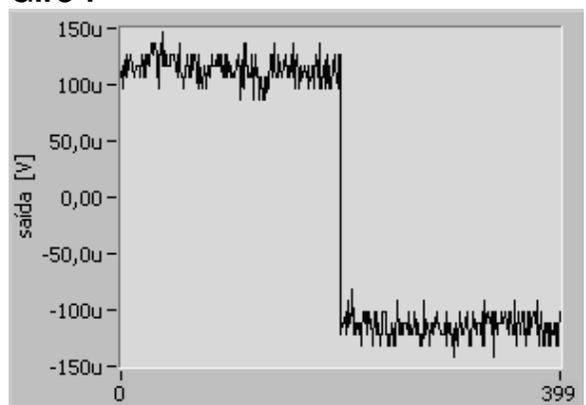
Giro 6



Giro 3



Giro 7



Giro 4

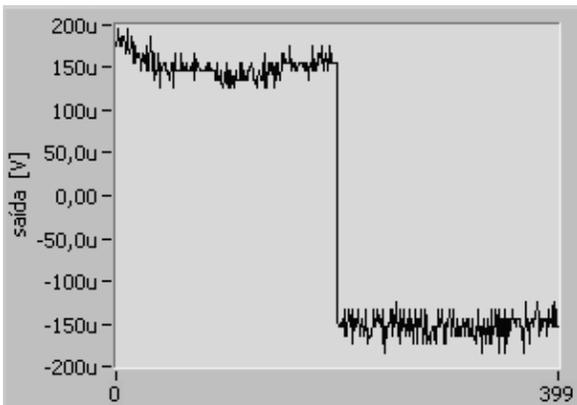


Figura .84. Estes gráficos são as saídas de um conjunto de 7 girômetros submetidos a um degrau de duas vezes a rotação da terra local ($\pm 5.91\%$). A medida de rotação negativa é conseguida virando-se a bobina de fibra em 180° . O off-set foi corrigido nestes gráficos; Unidade do eixo horizontal é segundos]

8.2. Ensaio sob a Mesa Giratória

Apresenta-se aqui os resultados dos 7 girômetros submetidos à rotações na faixa de $\pm 10\%$ obtidas através de uma mesa giratória.

8.2.1. Giro 1

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 1 é apresentada abaixo (Figura 85)

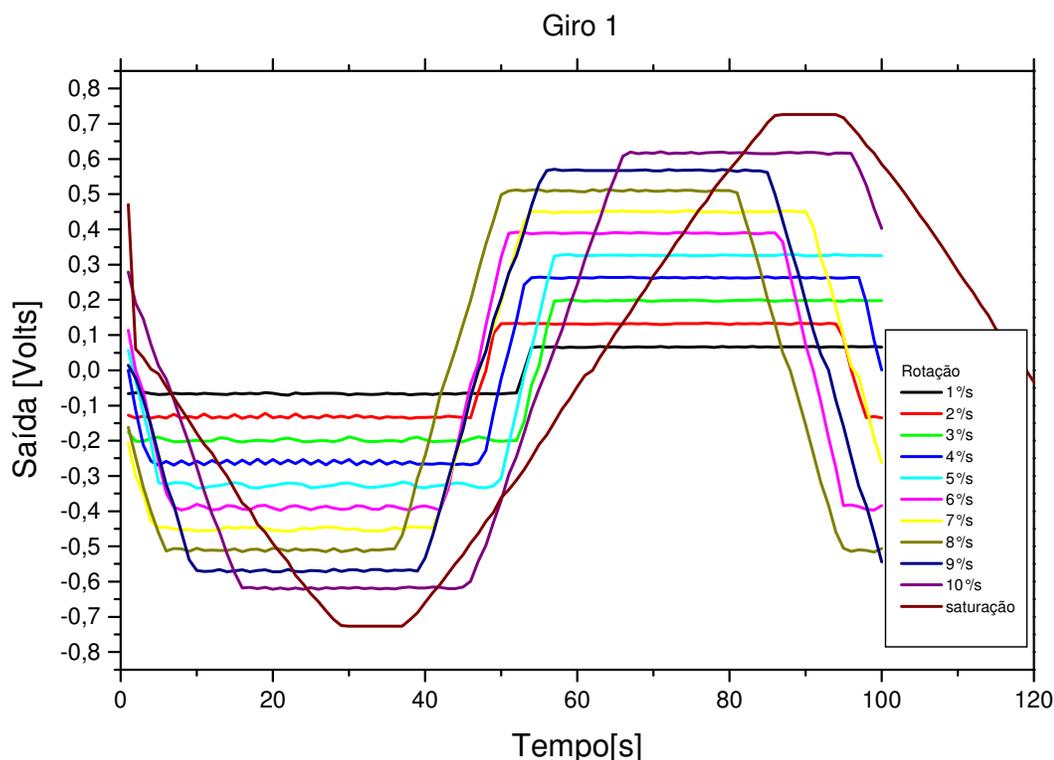


Figura .85: Giro 1 submetido à mesa giratória

A Tabela 5 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 81. A rotação que fornece a tensão de saída negativa foi denominada nesta mesma tabela de rotação no sentido anti-horário e a rotação positiva de rotação sentido horário. Esta tabela foi preenchida da seguinte maneira; para cada conjunto de pontos, dentro do intervalo de tempo que o giro foi submetido a uma determinada rotação, foram tomados o valor médio e o desvio padrão. Na linha 10 %s de rotação tem-se, no sentido anti-horário média de - 618,58 mV com desvio padrão de 2 mV.(ou

seja um ruído de 2 mVrms sobre o valor médio de tensão) e no sentido horário valor médio de 617,13m e desvio padrão igual a 1,78 mV.

Tabela 9. Medidas do giro 1 submetidos à mesa giratória.

Rotação[°s]	Anti-horário [volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-66,55m	1,74m	66,19m	0,92m
2	-132,40m	3,83m	132,16m	1,06m
3	-198,52m	4,20m	197,98m	1,21m
4	-262,06m	5,73m	263,09m	1,04m
5	-326,33m	5,17m	326,50m	0,92m
6	-390,11m	5,00m	389,50m	1,22m
7	-450,42m	4,20m	450,43m	1,53m
8	-510,28m	3,27m	510,11m	1,87m
9	-569,03m	2,42m	567,67m	1,30m
10	-618,58m	2,00m	617,13m	1,78m
saturação	-726,71m	-	726,71m	-

Dos resultados listados na Tabela 5 foi realizada uma regressão linear somente para os pontos na faixa de $\pm 3\%$ em torno do zero. Assim, pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em análise, observe o gráfico apresentado na Figura 80.

Um outro resultado obtido foi o erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente. Os pontos da reta foram considerados de percentagem 100%. A diferença entre os pontos medidos e a reta é o erro relativo e está apresentado no gráfico da Figura 87 de onde observa-se um erro menor que 6% na faixa de $\pm 10\%$

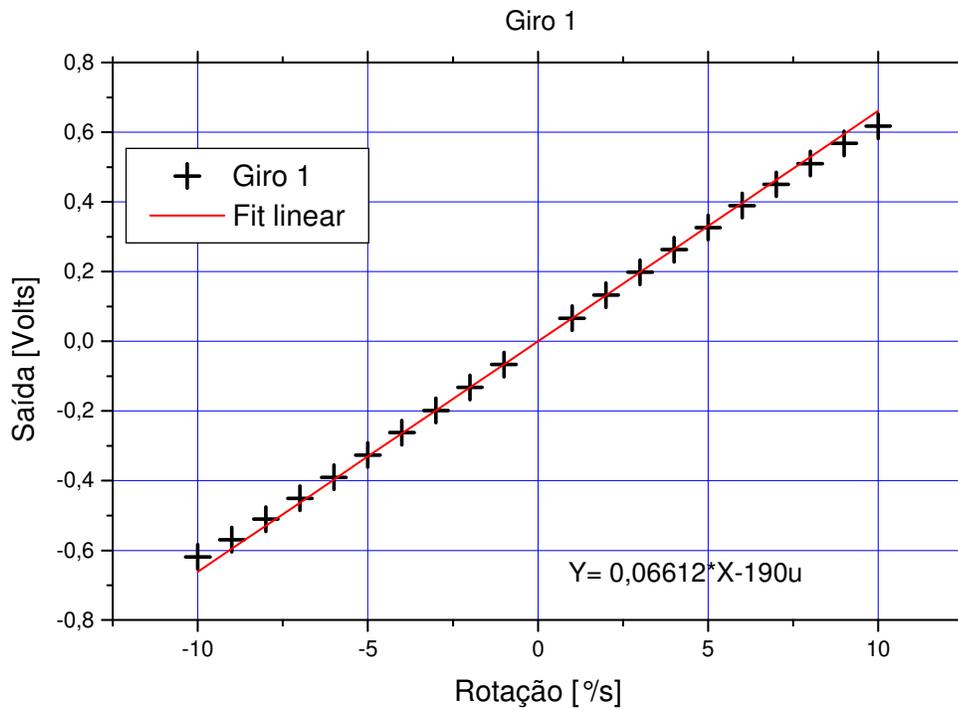


Figura 86 : Resposta do giro 1 a faixa de $\pm 10\%$

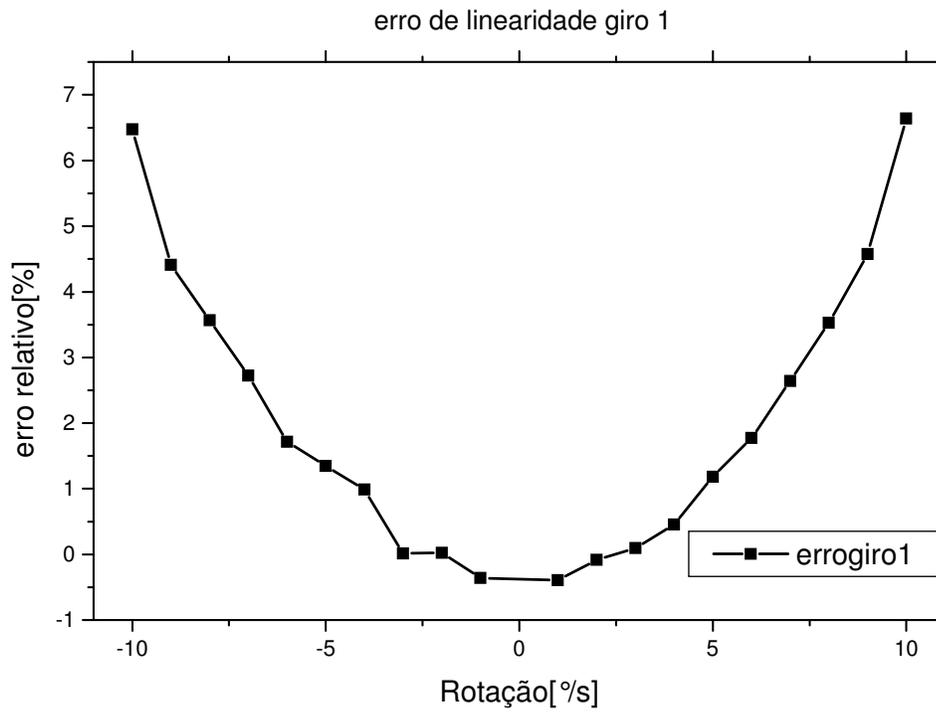


Figura .87. Erro relativo percentual de linearidade, giro 1.

8.2.2. Giro 2

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 2 é apresentada na Figura 88.

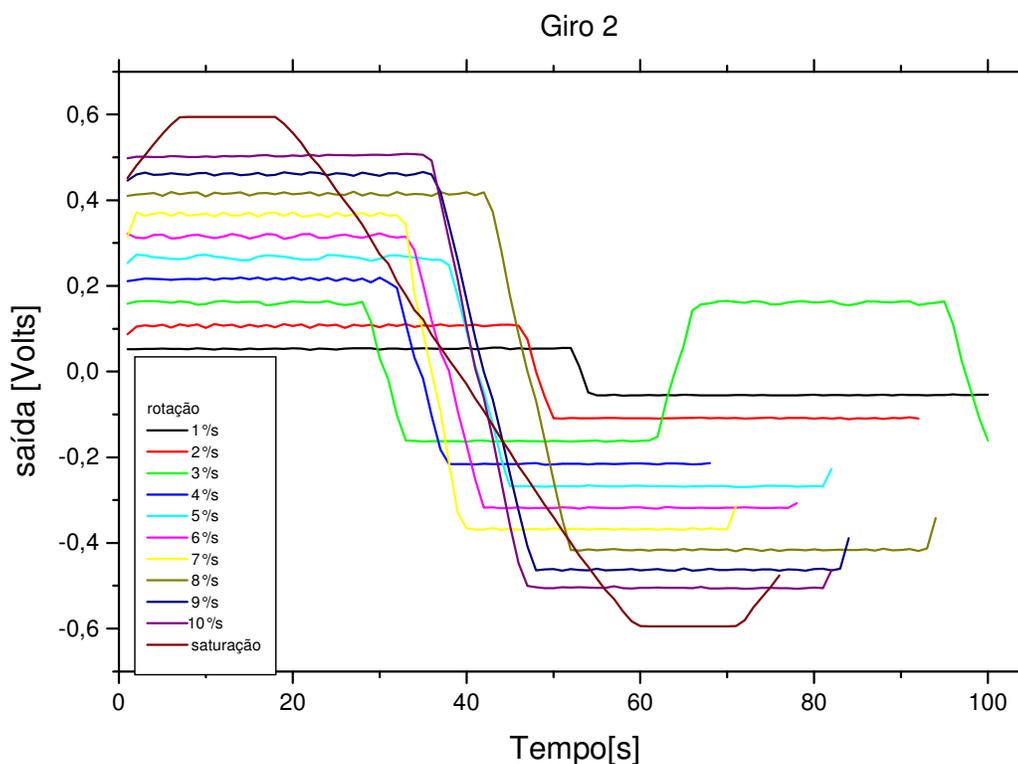


Figura .88: Resposta do Giro 2 submetido à mesa giratória.

Tabela.10: Medidas do giro 2 submetidos à mesa giratória.

rotação [°/s]	Anti-horário [volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-55,00m	0,624m	53,39m	1,14m
2	-108,79m	0,819m	107,38m	2,73m
3	-161,32m	0,777m	161,17m	2,94m
4	-215,57m	0,789m	215,73m	2,94m
5	-267,67m	0,792m	266,20m	4,19m
6	-318,09m	0,885m	315,84m	3,75m
7	-367,87m	1,23m	366,66m	3,77m
8	-416,21m	1,45m	414,83m	3,08m
9	-462,62m	1,48m	461,30m	2,60m
10	-505,00m	1,24m	503,56m	2,31m
saturação	-594,58m	-	594,58m	-

A Tabela 10 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 88. Com os resultados desta tabela foi realizada uma regressão linear na faixa de $\pm 3\%$

em torno do zero. Assim pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em análise, observe o gráfico apresentado (Figura 83).

Outro resultado obtido foi o erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente. Este erro é apresentado no gráfico da Figura 90.

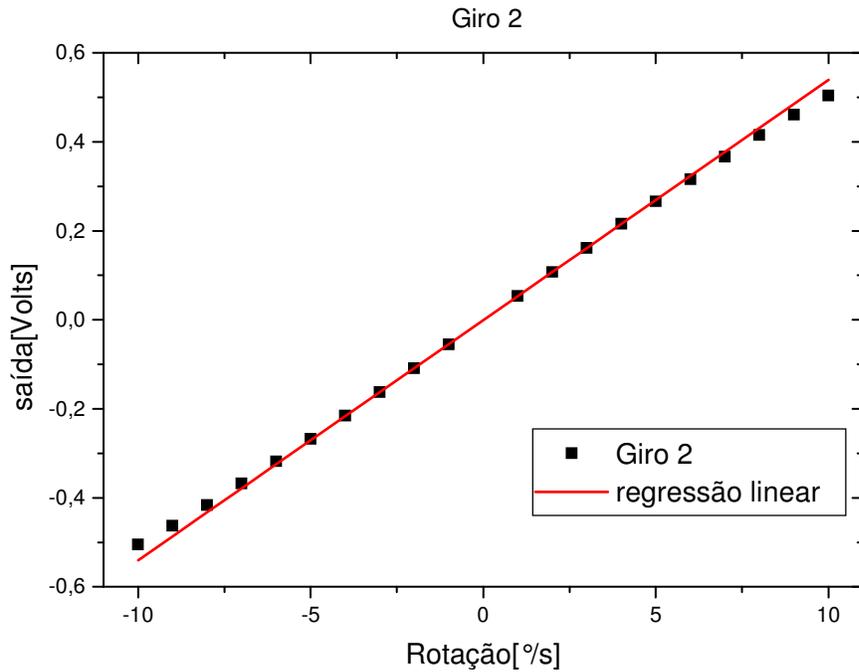


Figura 89: Resposta do giro 2 à faixa de $\pm 10\%$

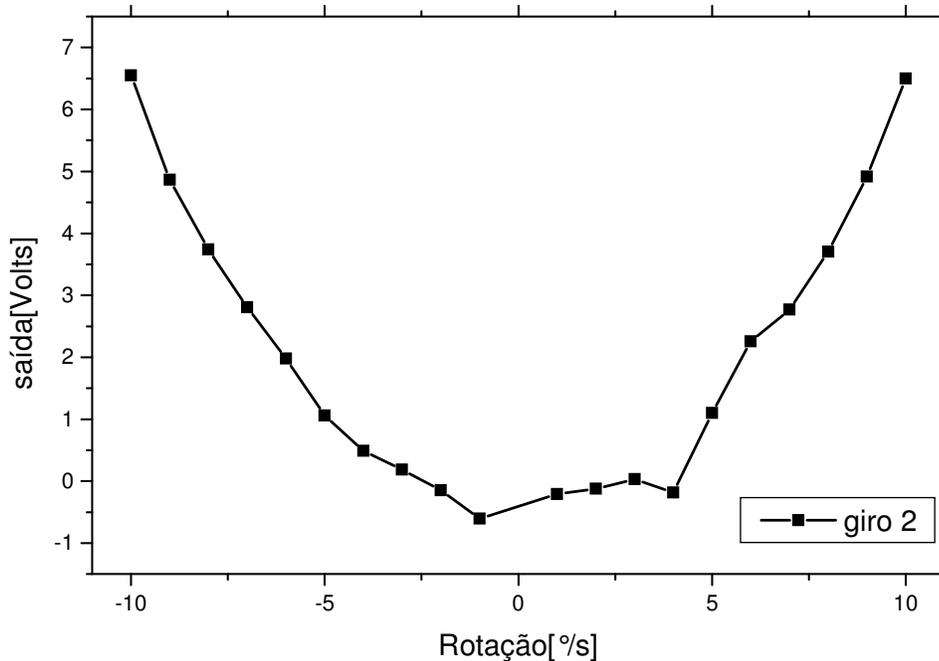


Figura 90. Erro relativo percentual de linearidade, giro 2.

8.2.3. Giro 3

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 3 é apresentada na Figura 91.

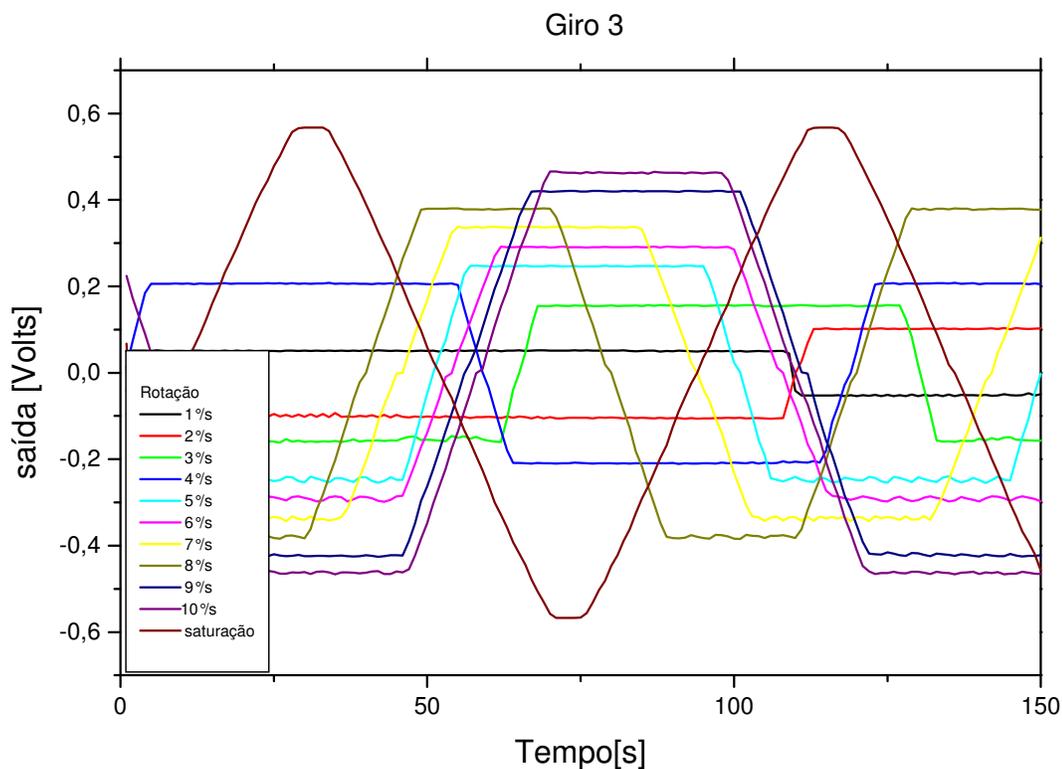


Figura 91. Resposta do Giro 3 submetido à mesa giratória.

Tabela.11. Medidas do giro 3 submetidos à mesa giratória.

rotação [%/s]	Anti-horário [volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-51,14m	2,03m	50,82m	0,78m
2	-101,96m	3,39m	102,29m	0,74m
3	-155,12m	4,32m	155,30m	0,72m
4	-208,87m	1,31m	206,37m	0,62m
5	-247,11m	4,57m	246,87m	0,61m
6	-291,19m	4,13m	291,01m	0,71m
7	-336,62m	3,95m	336,81m	0,82m
8	-379,47m	3,22m	379,26m	0,86m
9	-421,82m	2,47m	420,13m	0,74m
10	-463,02m	2,10m	462,98m	1,13m
saturação	-567,19m	-	567,19m	-

A Tabela 11 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 91. Com estes resultados foi realizada uma regressão linear na faixa de $\pm 3\%$ em torno

do zero. Assim pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em análise, observe o gráfico apresentado na Figura 92.

Outro resultado obtido foi o erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente. Este erro é apresentado no gráfico da Figura 93.

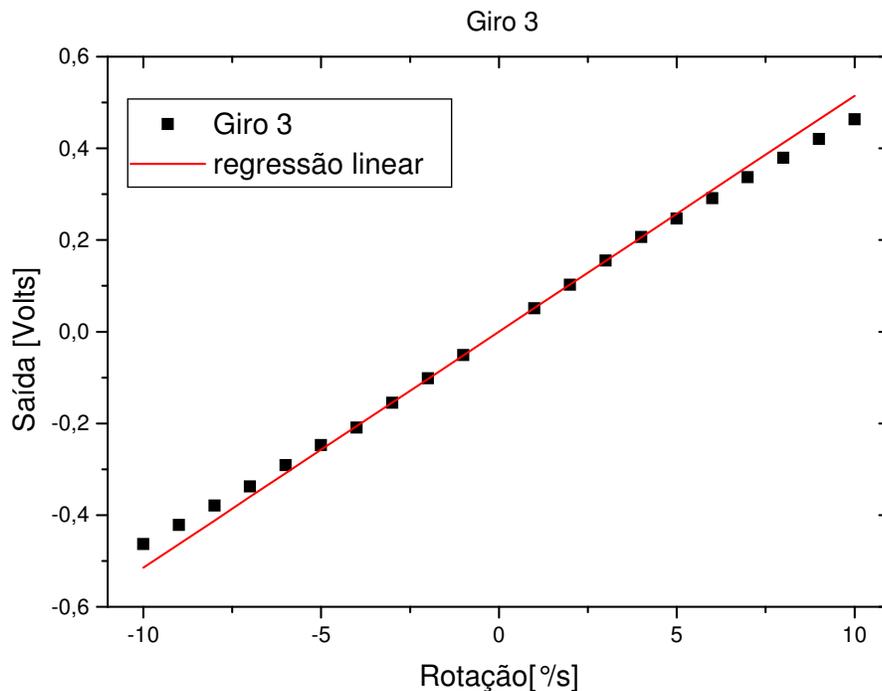


Figura .92: Resposta do giro 3 à faixa de $\pm 10\%$

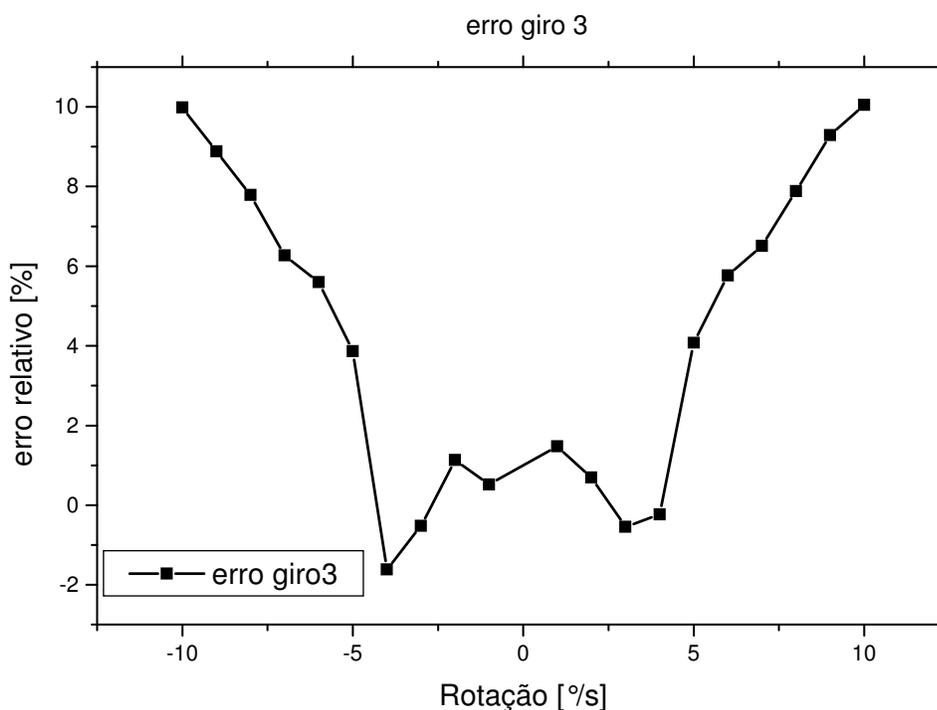


Figura .93. Erro relativo percentual de linearidade, giro 3.

8.2.4. Giro 4

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 4 para uma gama de rotações na faixa de $\pm 10\%$ está apresentada na Figura 94.

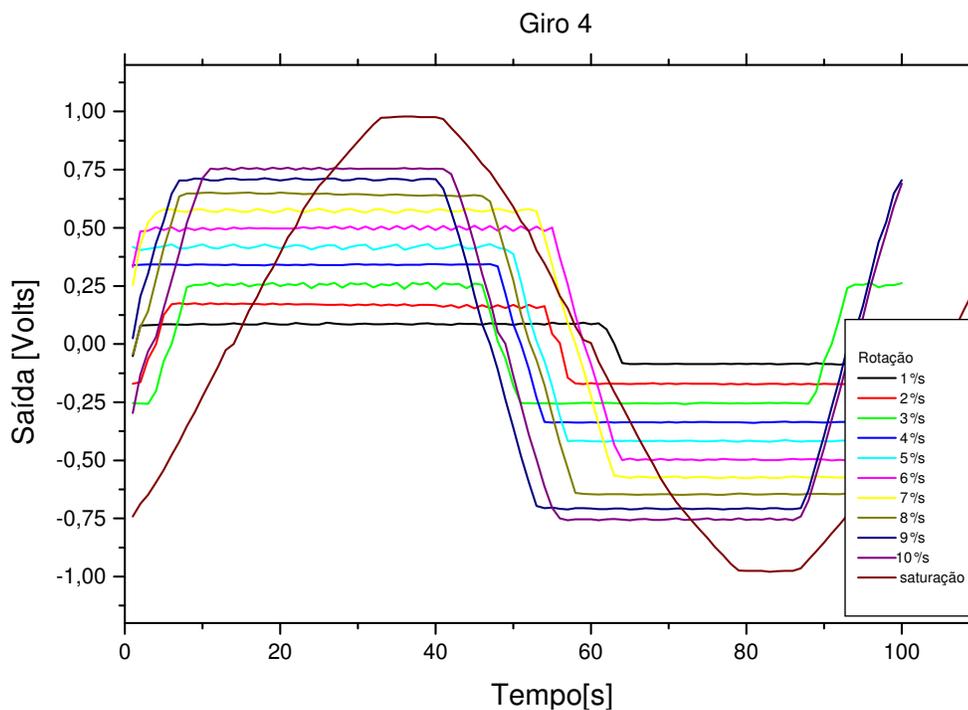


Figura.94. Resposta do Giro 4 submetido à mesa giratória.

Tabela.12. Medidas do giro 4 submetidos à mesa giratória.

rotação [%/s]	Anti-horário [volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-85,74m	1,35m	85,79m	2,62m
2	-171,42m	1,32m	168,22m	5,92m
3	-254,58m	1,27m	254,91m	7,88m
4	-336,25m	1,15m	341,30m	1,29m
5	-417,38m	1,54m	417,70m	7,55m
6	-497,22m	2,06m	497,64m	7,13m
7	-573,27m	2,23m	573,81m	5,49m
8	-646,75m	1,82m	644,27m	4,61m
9	-708,22m	1,78m	708,16m	3,48m
10	-754,36m	2,54m	754,43m	2,71m
saturação	-976,07m	1,59m	976,27m	1,96m

A Tabela 12 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 94. Com os resultados desta tabela foi realizada uma regressão linear na faixa de $\pm 3\%$

em torno do zero. Assim pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em análise, observe o gráfico apresentado.

Outro resultado obtido foi o erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente e representada pela reta vermelha na Figura 95. Este erro percentual é apresentado no gráfico da Figura 96.

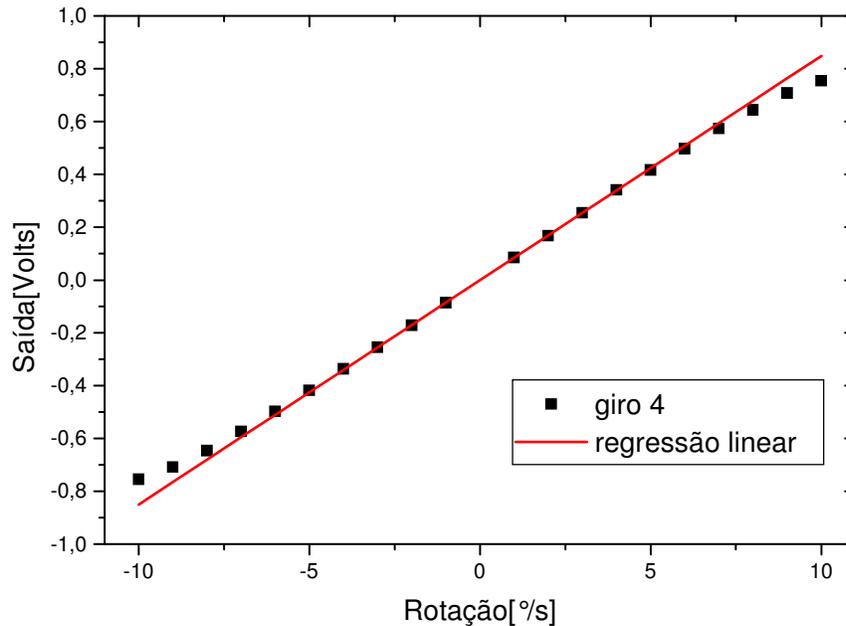


Figura 95. Resposta do giro 4 à faixa de $\pm 10\%$

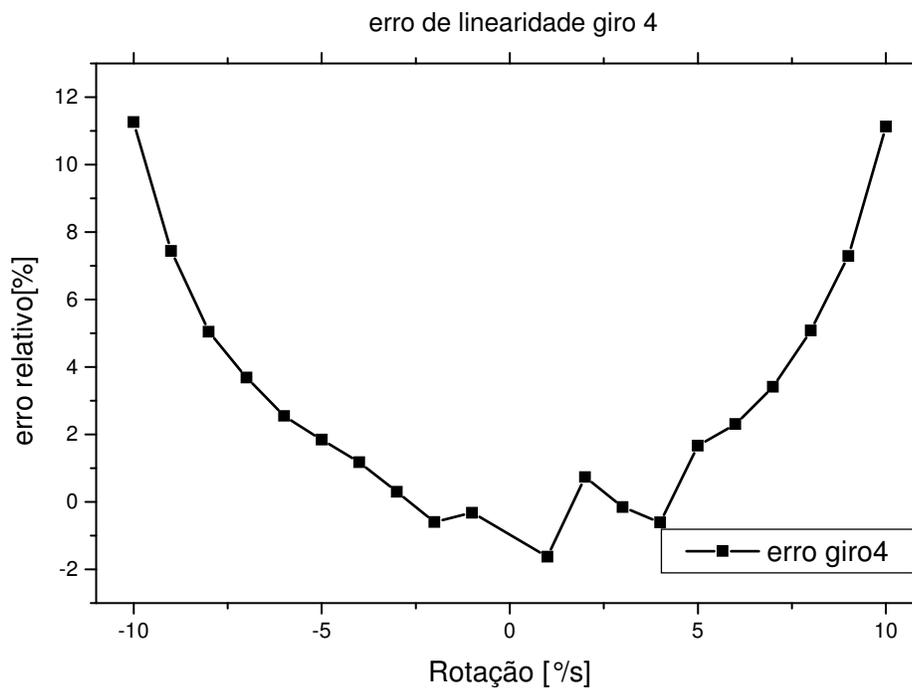


Figura 96. Erro relativo percentual de linearidade, giro 4.

8.2.5. Giro 5

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 5 é apresentada na Figura 97.

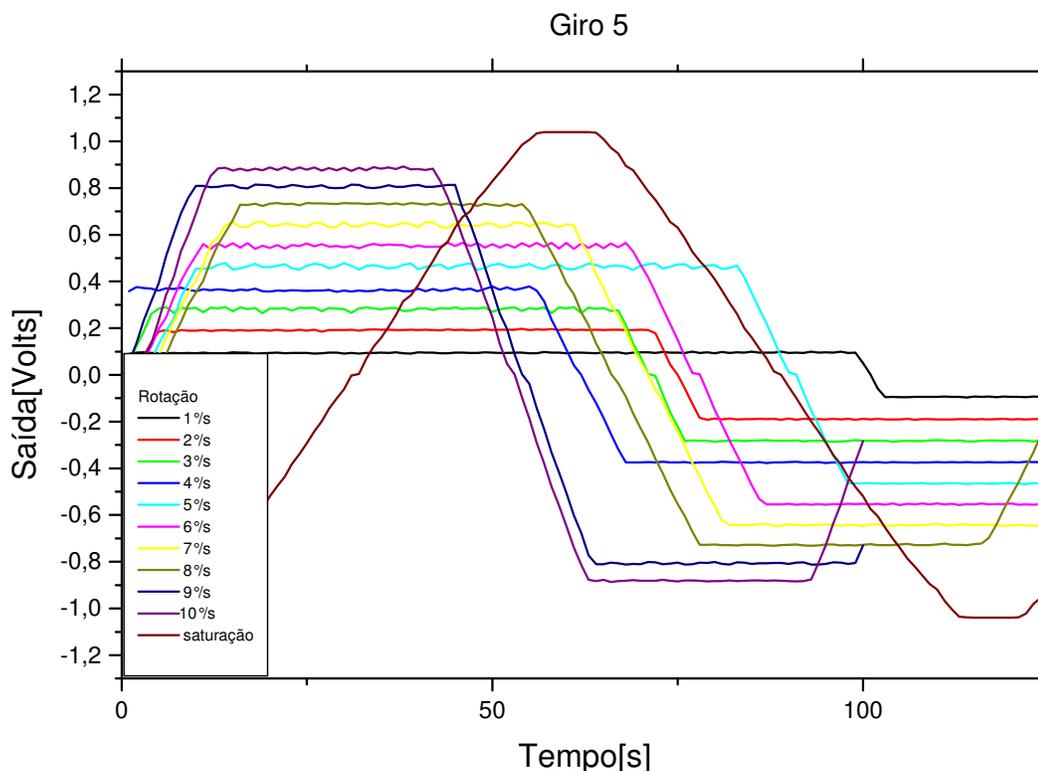


Figura 97. Resposta do Giro 5 submetido à mesa giratória.

Tabela 13. Medidas do giro 5 submetidos à mesa giratória.

rotação [°/s]	Anti-horário [Volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [Volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-94,57m	1,49m	85,79m	2,62m
2	-189,57m	1,39m	168,22m	5,92m
3	-282,05m	1,54m	254,91m	7,88m
4	-374,21m	1,19m	341,30m	1,29m
5	-464,63m	1,43m	417,70m	7,55m
6	-553,36m	1,84m	497,64m	7,13m
7	-642,79m	2,41m	573,81m	5,49m
8	-727,93m	2,04m	644,27m	4,61m
9	-806,84m	3,39m	708,16m	3,48m
10	-881,35m	2,27m	754,43m	2,71m
saturação	-1,04	-	1,04	-

A Tabela 13 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 97. Com os resultados desta tabela foi realizada uma regressão linear na faixa de $\pm 3\%$

em torno do zero. Assim pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em análise, observe o gráfico apresentado na Figura 98.

Outro resultado obtido foi o erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente. Este erro é apresentado no gráfico da Figura 99.

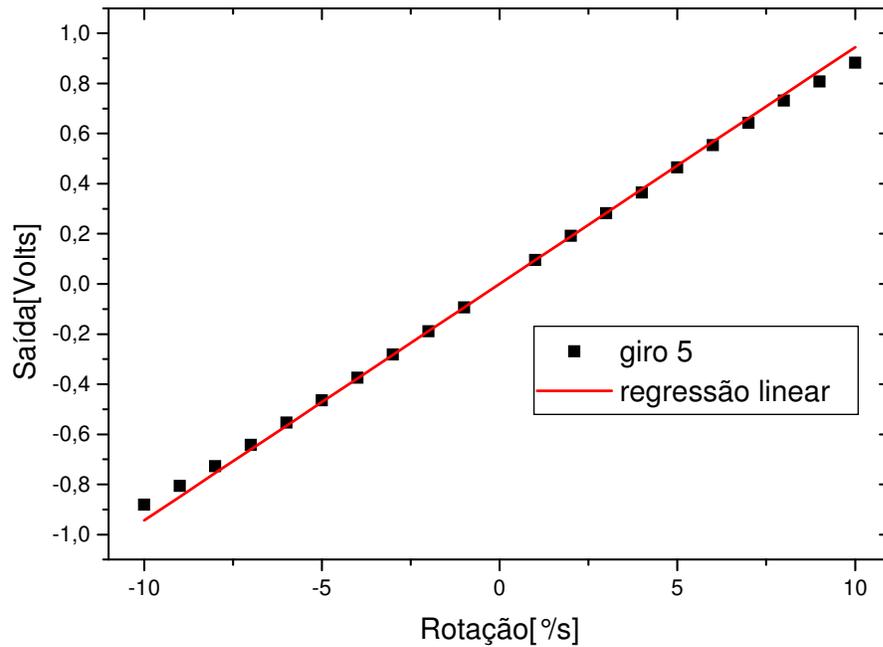


Figura.98. Resposta do giro 5 à faixa de $\pm 10\%$.

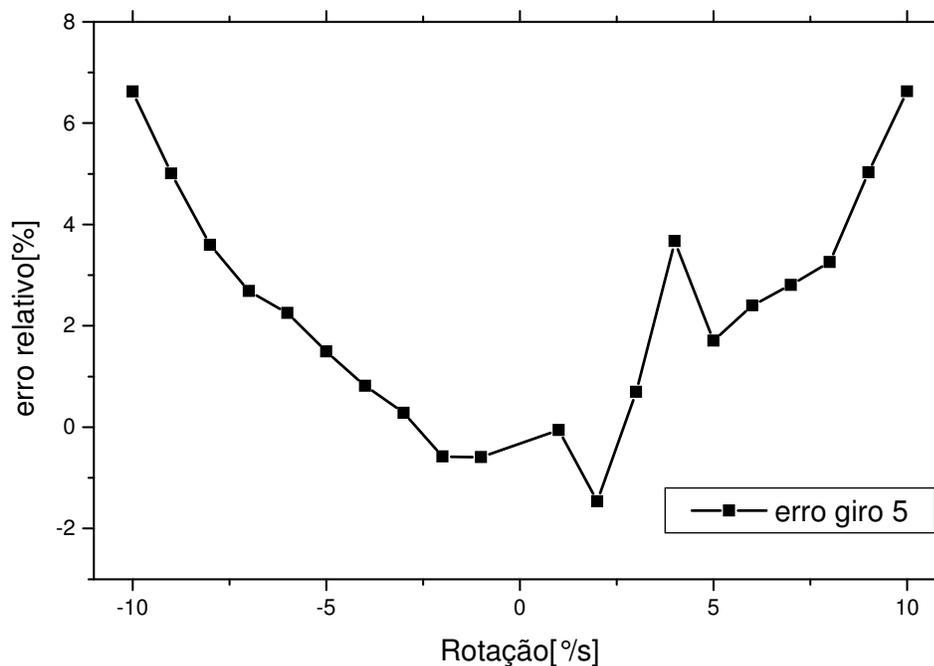


Figura 99. Erro relativo percentual de linearidade, giro 5.

8.2.6. Giro 6

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 6 é apresentada na Figura 100.

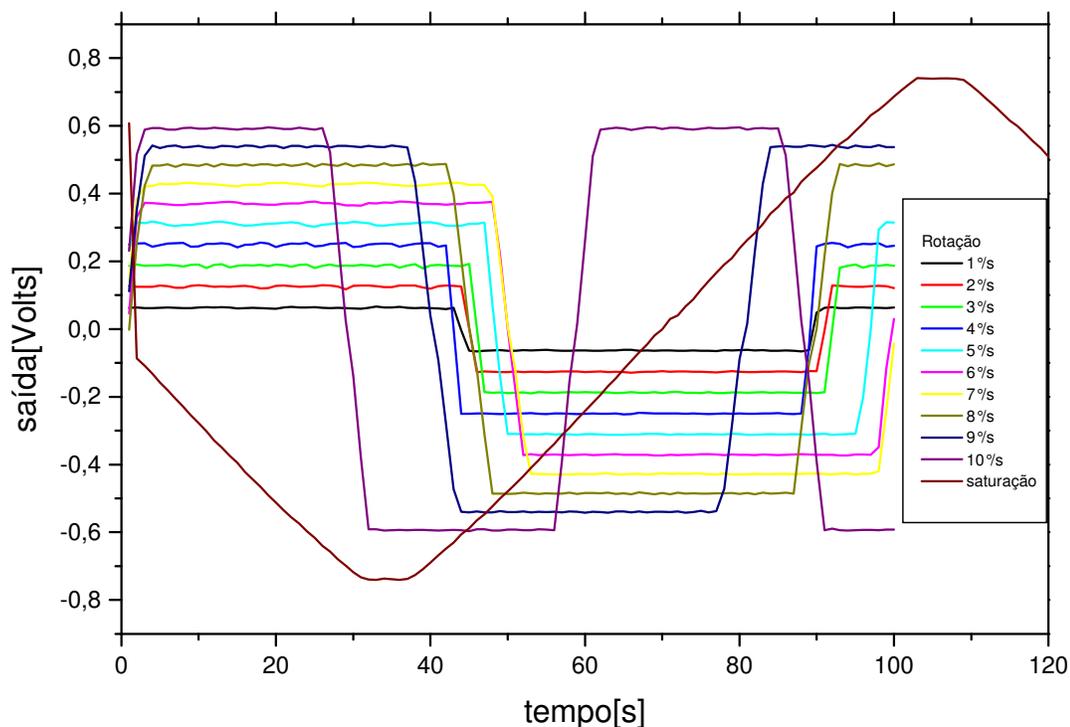


Figura.100. Resposta do Giro 6 submetido à mesa giratória.

Tabela 14. Medidas do giro 6 submetidos à mesa giratória.

rotação [%/s]	Anti-horário [Volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [Volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-63,24m	0,937m	62,75m	2,62m
2	-126,06m	1,39m	125,91m	5,92m
3	-187,54m	1,54m	187,55m	7,88m
4	-249,67m	1,19m	249,59m	1,29m
5	-310,82m	1,43m	310,65m	7,55m
6	-371,27m	1,84m	370,94m	7,13m
7	-427,97m	2,41m	427,45m	5,49m
8	-485,34m	2,04m	484,78m	4,61m
9	-540,07m	3,39m	539,25m	3,48m
10	-593,57m	2,27m	591,94m	2,71m
saturação	-739,74m	1,45m	740,21m	0,791

A Tabela 14 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 100. Com os resultados desta tabela foi realizada uma regressão linear na faixa de $\pm 3\%/s$ em torno do zero. Assim pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em análise, observe o gráfico apresentado na Figura 101.

O erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente é apresentado no gráfico da Figura 102.

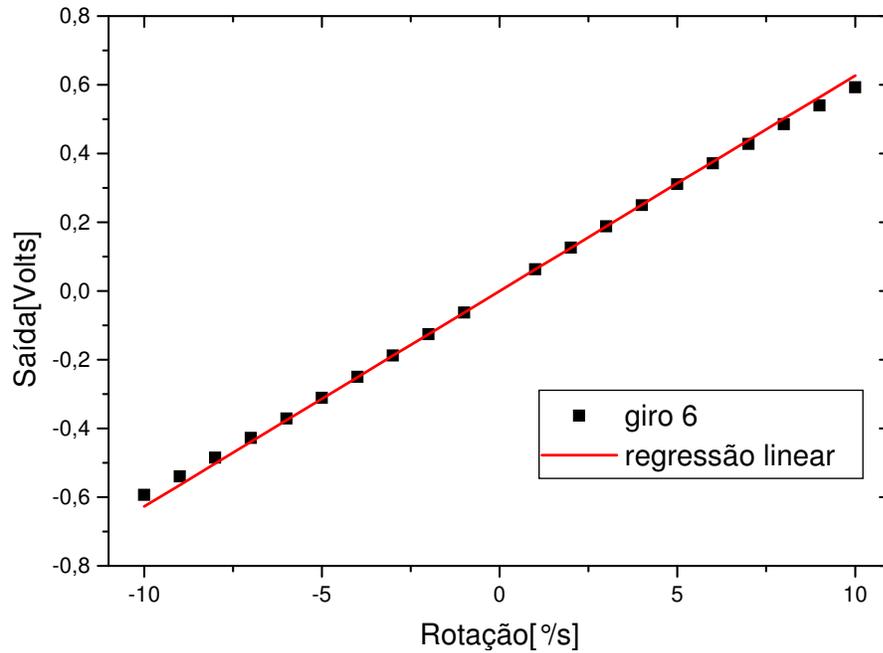


Figura 101. Resposta do giro 6 à faixa de $\pm 10\%$

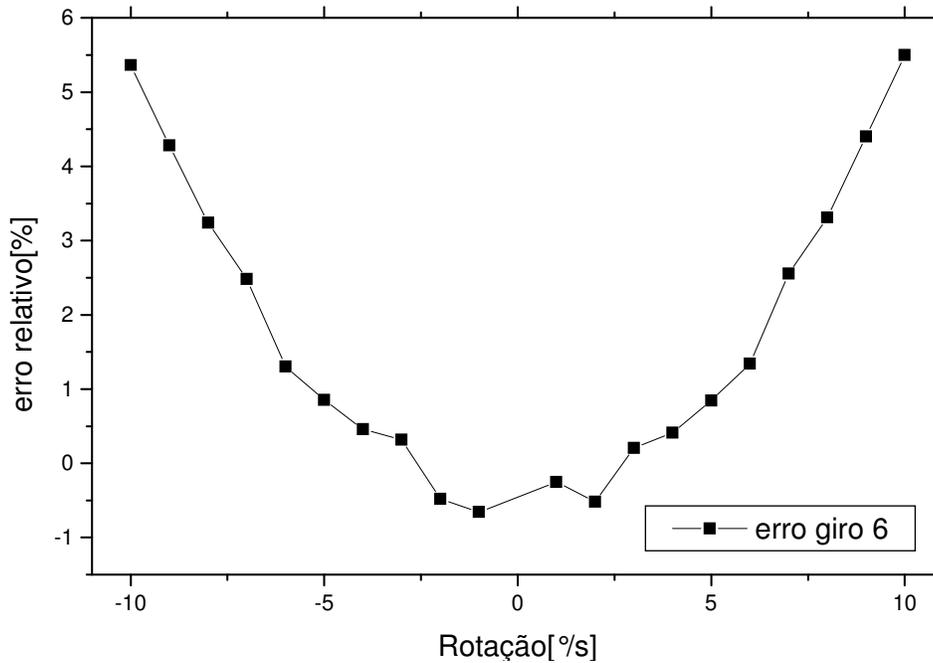


Figura 102. Erro relativo percentual de linearidade, giro 6.

8.2.7. Giro 7

Resposta à mesa giratória do girômetro de número 7 é apresentada na Figura 103.

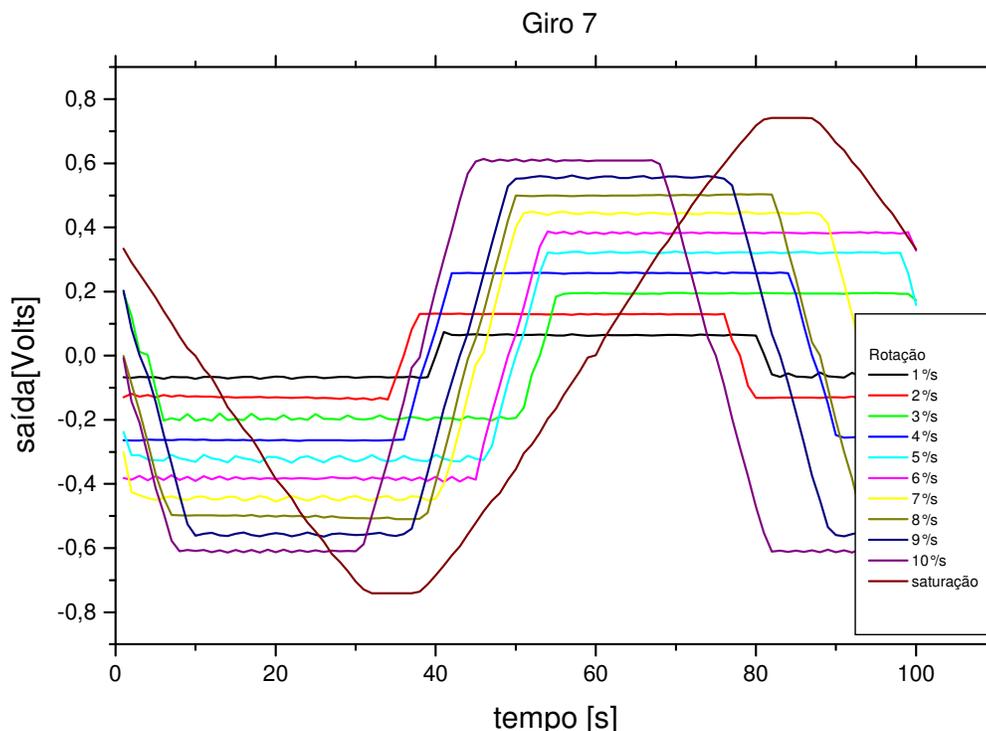


Figura 103. Resposta do Giro 7 submetido à mesa giratória.

Tabela.15. Medidas do giro 7 submetido à mesa giratória.

rotação [%/s]	Anti-horário [Volts]	Desvio p. [Vrms]	Horário [Volts]	Desvio p. [Vrms]
1	-67,59m	2,05m	64,40m	1,16
2	-129,63m	3,85m	129,60m	0,785m
3	-195,14m	6,19m	194,45m	0,918m
4	-263,38m	0,923m	257,89m	0,960m
5	-321,37m	7,56m	321,49m	1,63m
6	-382,78m	4,82m	382,90m	2,03m
7	-444,67m	5,31m	444,39m	2,41m
8	-502,40m	4,26m	500,48m	1,62m
9	-557,58m	3,72m	556,43m	2,85m
10	-609,31m	3,10m	608,95m	2,37m
saturação	-741,22m	-	741,22m	-

A Tabela 15 resume os valores encontrados no gráfico apresentado na Figura 103. Com os resultados desta tabela foi realizada uma regressão linear na faixa de $\pm 3\%$ em torno do zero. Assim pode-se verificar a linearidade da resposta do giro em

análise, observe o gráfico apresentado na Figura 104. Um outro resultado obtido foi o erro relativo percentual levantado em relação à aproximação linear feita anteriormente. Este erro é apresentado no gráfico da Figura 105.

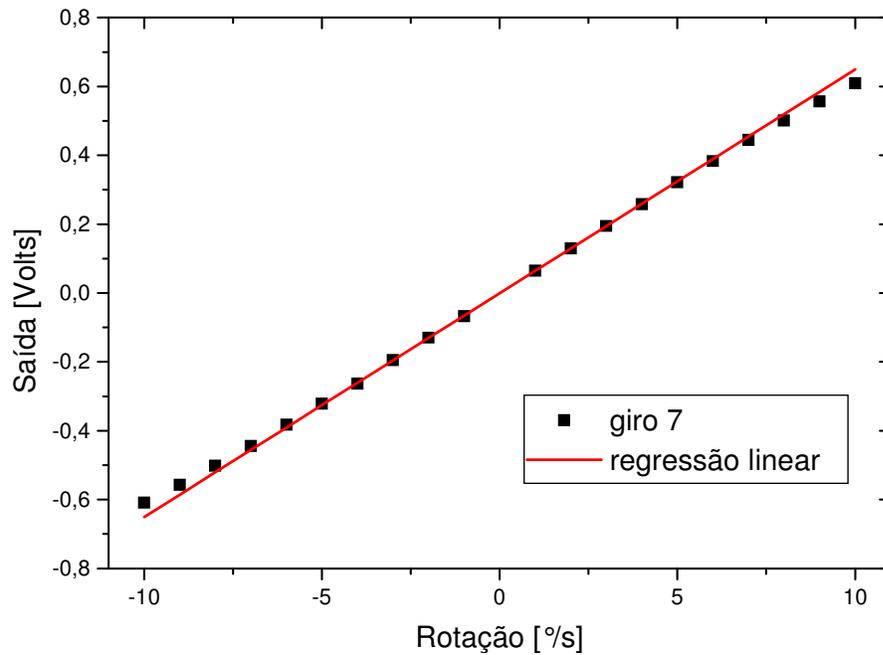


Figura 104.Gráfico que apresenta a linearidade da saída do giro 7 na faixa de ± 10 %s.

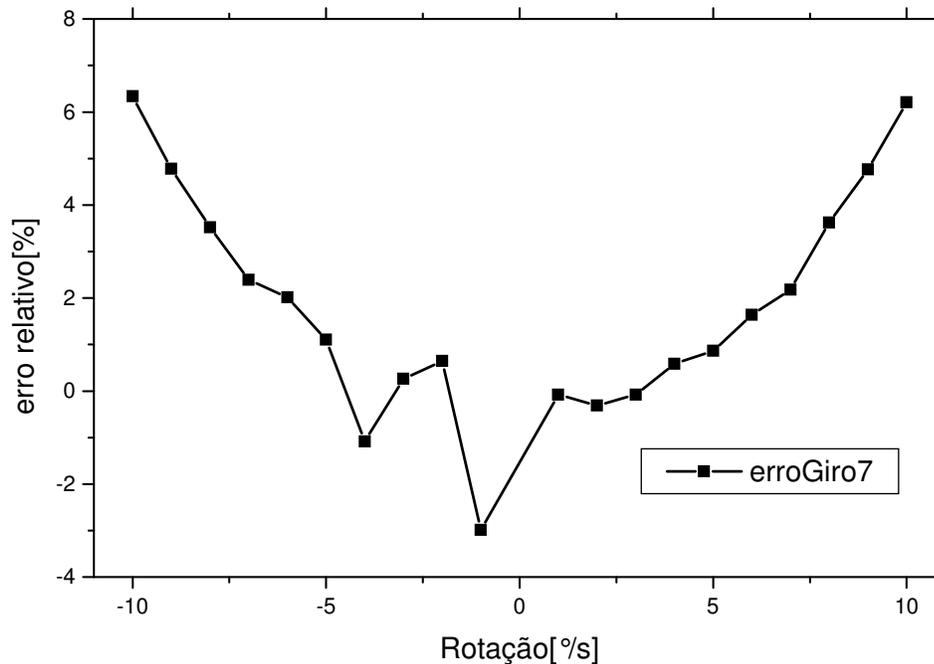


Figura 105. Erro relativo percentual de linearidade, giro 7.

8.3. A Deriva e Ruídos do Sinal do Giro

Um dos girômetros foi experimentado com medidas com maior tempo de duração para que a deriva do sinal de saída fosse estimada. O Giro 5 foi o experimentado. Segue abaixo algumas das figuras já apresentas desse girômetro.

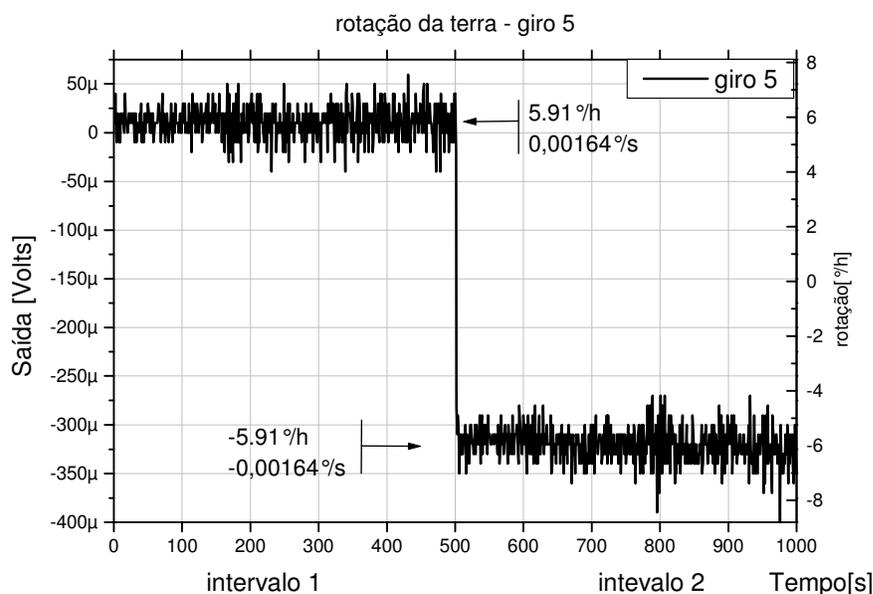


Figura 106. Saída do giro 5 devido a rotação da terra.

Da Figura 106 pode-se dizer, aproximadamente, que para o Giro 5, são encontrados os seguintes valores das incertezas presentes no sinal (Tabela 16).

Tabela 16. Valores aproximados das incertezas.

unidade	Pico a pico	RMS
[µ Volts]	≈ 65	≈ 46
[%/s]	≈ 0,000547	≈ 0,000387
[%/h]	≈ 1,7	≈ 1,2

Aqui, vale dizer que esta medida foi feita em ambiente com temperatura não controlada e sujeito a vibrações e com pessoas no local de experimento. Acredita-se que estes valores serão menores em ambiente controlado.

Uma aproximação para os valores da deriva e do ruído podem ser verificados numa medida de maior tempo de duração sem a presença de pessoas no ambiente do

ensaio. No caso o girômetro foi ensaiado por 15,5 horas. Pode ser visto na Figura 107 a interferência causada pela presença de pessoas na sala de medidas. Observe os intervalos de 0 até 2h e após as 15 horas momento que o ensaio é interrompido. Estes intervalos foram excluídos do cálculo estimado da deriva e das incertezas.

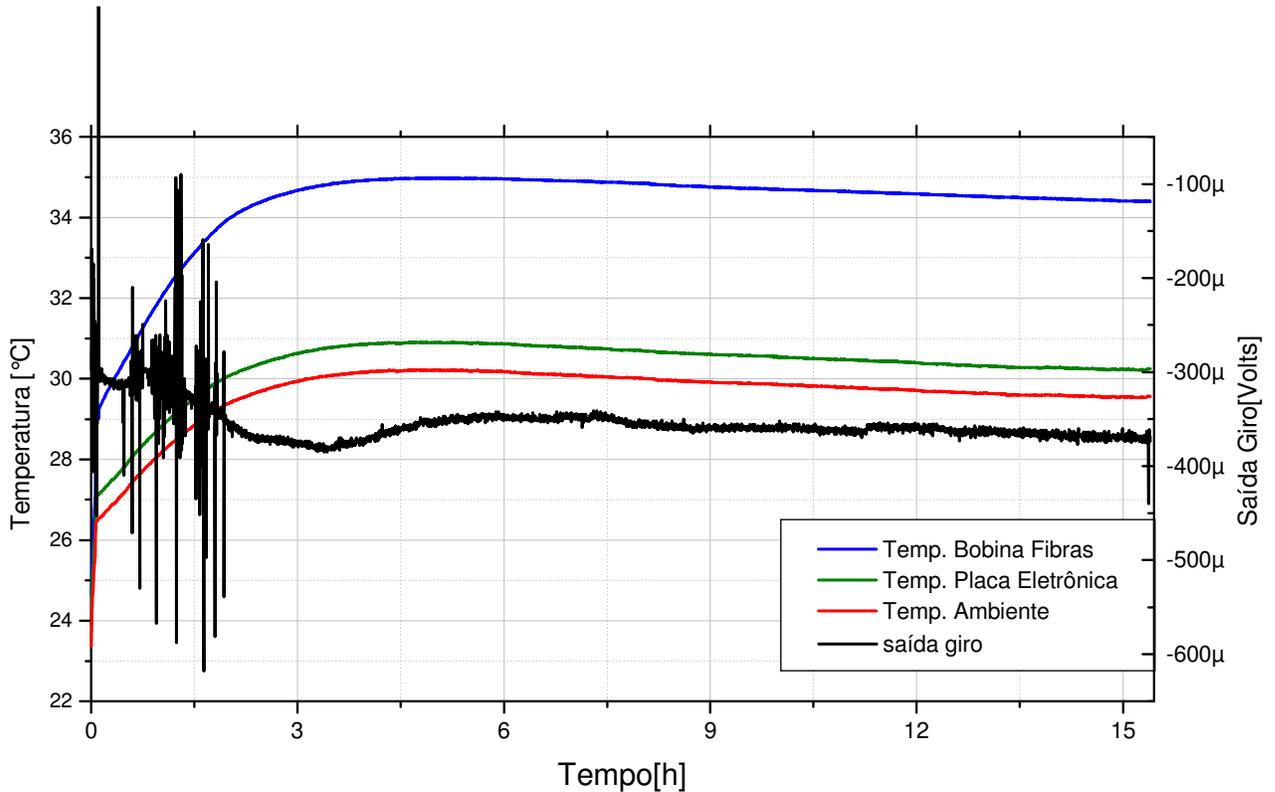


Figura 107. Deriva da saída do giro 5 submetido à rotação da terra durante mais de 15 horas.

A Figura 108 mostra uma ampliação da deriva onde é eliminado o intervalo de interferências de pessoas no ambiente da medida.

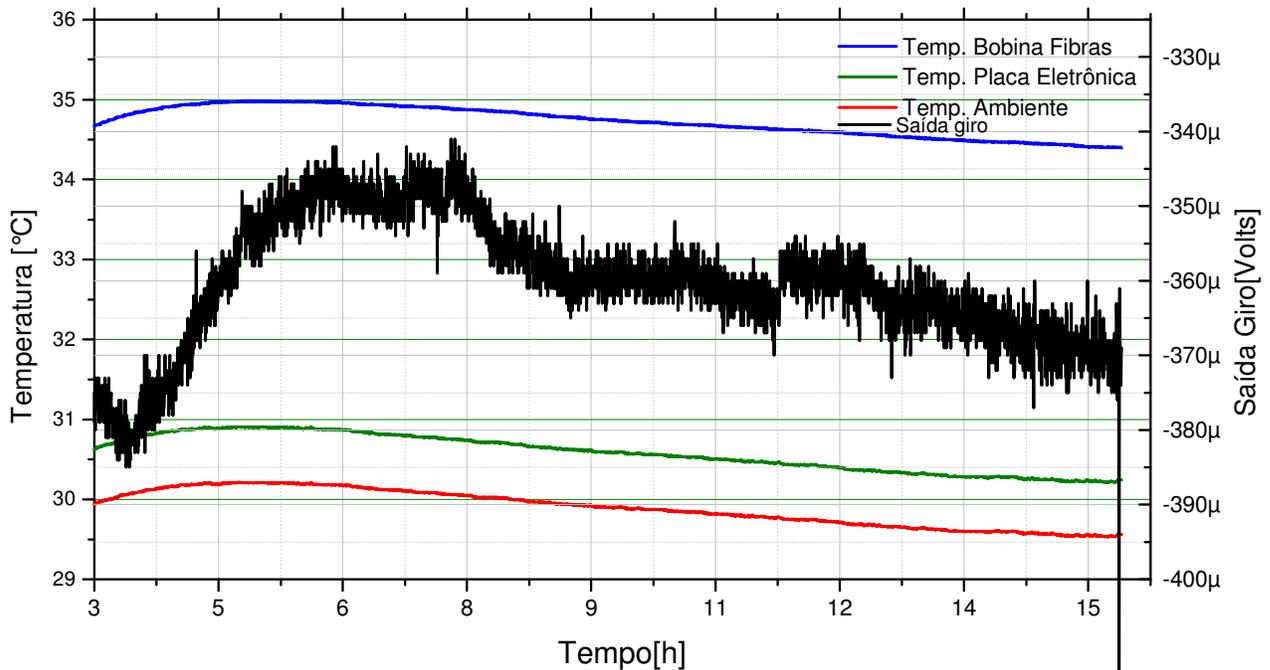


Figura 108. Deriva da saída do giro 5 submetido à rotação da terra.

Tomando como valor do ruído pico a pico, na Figura 108, de aproximadamente 10uV que seria a “espessura do traço” na medida da rotação da terra. Comparando-se com a tabela anterior seria uma redução de 6,5 vezes na “espessura do traço”. Aplicando-se esta redução aos valores da Tabela 16 obtém-se uma aproximação para os valores de ruído, numa condição mais adequada para se caracterizar a performance do girômetro. Veja os valores corrigidos na Tabela 17.

Tabela 17.Valores para o ruído do girômetro 5.

Unidade	Pico a pico	RMS
[μ Volts]	≈ 10	$\approx 7,1$
[$^{\circ}$ s]	$\approx 0,000084$	$\approx 0,000060$
[$^{\circ}$ h]	$\approx 0,261$	$\approx 0,185$

As próximas figuras foram inseridas com intuito de mostrar o valor médio e os desvio padrão dos pontos adquiridos na saída do girômetro em intervalos regulares do tempo de aquisição total. Cada ponto de cada uma das curvas apresentadas na Figura 103 foi tomado encontrando-se o valor médio e desvio padrão de duzentas medidas em torno de alguns valores do eixo de tempo, (Tabela 18) . Pode-se observar que o maior desvio padrão encontrado na curva de saída do giro foi de aproximadamente 6 μ V.

Tabela 18.Valores de saída do giro 5 e a respectiva temperatura.

Centro Interv. [h]	Saída [μ Volts]		Temperatura $^{\circ}$ C											
			Bobina Sensora				Placa Eletrônica				Ambiente			
			Valor Máx.	Valor Min.	Valor Médio	Desvio Padrão	Valor Máx.	Valor Min.	Valor Médio	Desvio Padrão	Valor Máx.	Valor Min.	Valor Médio	Desvio Padrão
3,0	-375,81	3,0	34,78	34,53	34,67	0,073	30,74	30,48	30,62	0,068	30,06	29,80	29,94	0,066
4,5	-360,58	4,2	34,98	34,94	34,96	0,011	30,91	30,87	30,89	0,010	30,22	30,18	30,20	0,010
6,0	-348,17	1,9	34,97	34,94	34,96	0,010	30,86	30,83	30,86	0,014	30,20	30,14	30,17	0,014
7,5	-349,39	3,0	34,91	34,85	34,88	0,010	30,77	30,71	30,74	0,016	30,08	30,02	30,04	0,015
9,1	-359,82	2,0	34,78	34,73	34,76	0,013	30,64	30,58	30,61	0,014	29,95	29,89	29,92	0,014
10,6	-360,65	2,3	34,69	34,65	34,67	0,011	30,54	30,48	30,51	0,015	29,85	29,79	29,82	0,015
12,1	-353,82	6,0	34,62	34,56	34,59	0,013	30,44	30,35	30,39	0,020	29,76	29,67	29,71	0,020
13,7	-365,04	2,3	34,51	34,47	34,49	0,011	30,32	30,26	30,28	0,009	29,64	29,58	29,60	0,009
15,2	-369,62	4,2	34,44	34,40	34,42	0,011	30,25	30,21	30,23	0,008	29,57	29,53	29,55	0,008

Observe, na Figura 109, que justamente no seguimento que há variação na temperatura ocorre maior variação no sinal de saída.

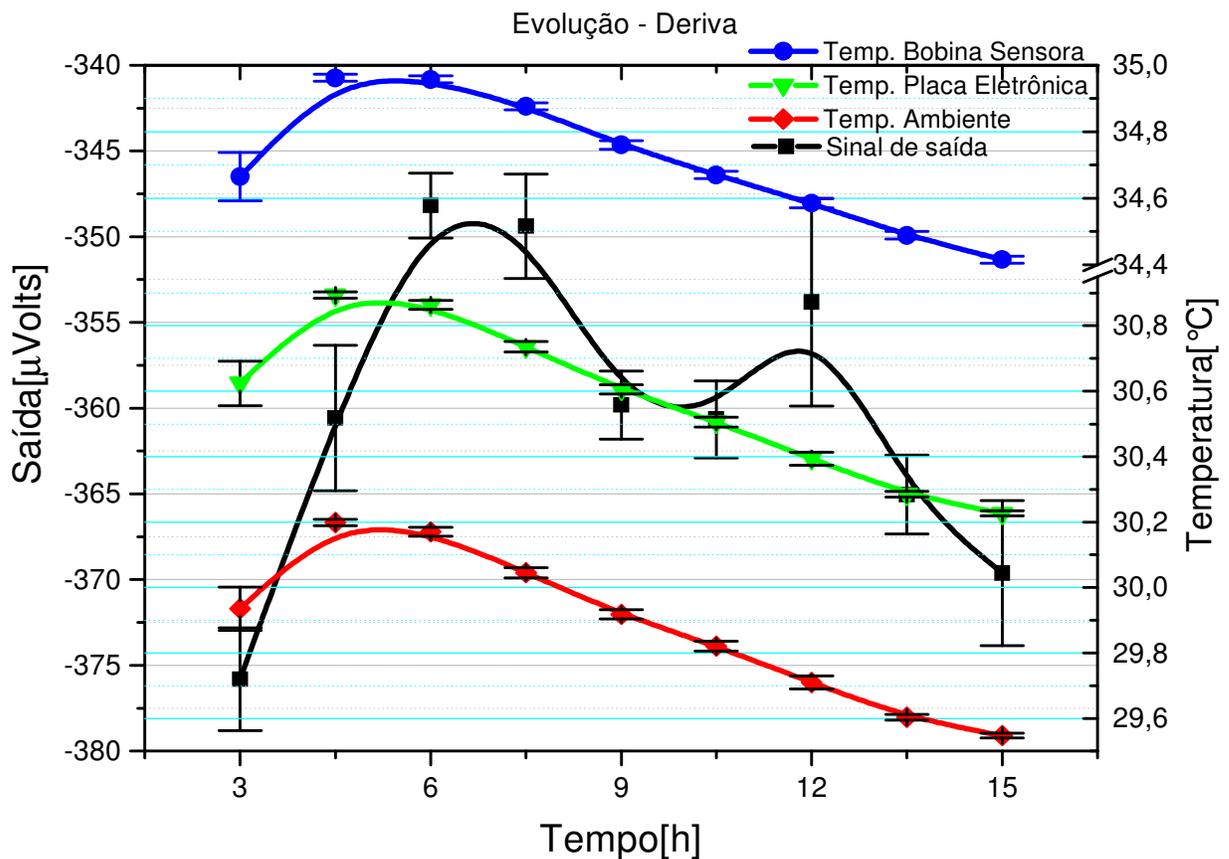


Figura 109. Valores RMS para vários intervalos de pontos de medida ao longo do tempo.

Na Figura 110 pode-se ver a forte dependência com a temperatura apresentada pelo sinal de saída do girômetro. Para o intervalo de 6 até 15 horas a temperatura variou no máximo 0,10 °C e a saída flutuou mais de 20 μV. Tomando este intervalo calcula-se uma deriva de aproximadamente 200 μV/°C.

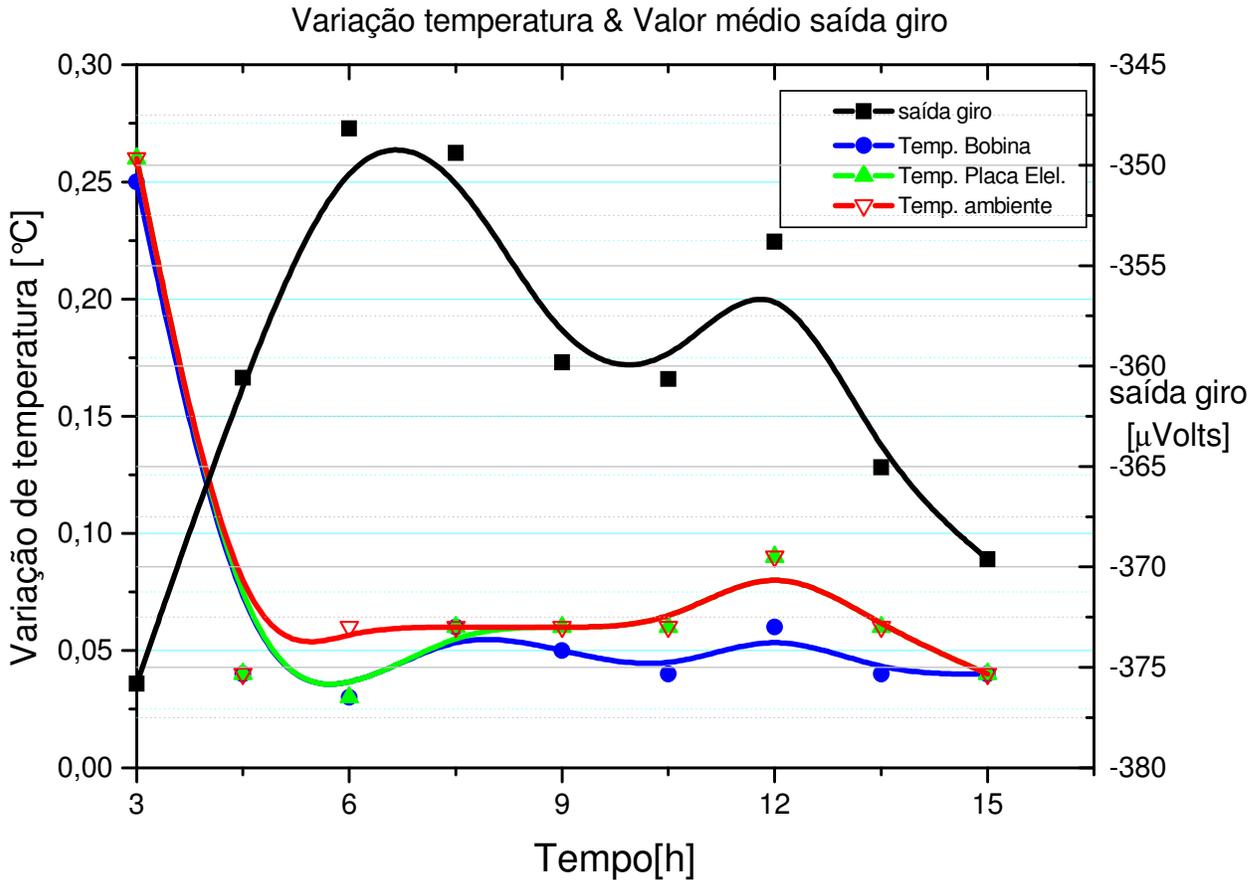


Figura 110. O sinal médio de saída do giro em função da variação da temperatura.

8.4. Análise Comparativa

Neste tópico apresenta-se os resultados anteriores organizados em tabelas e gráficos para uma comparação entre os 7 girômetros experimentados.

O gráfico abaixo, Figura 111, representa a saída do processador desenvolvido submetido à rotação da terra local (5,91%/h). Verifica-se uma relação sinal ruído de 17,3 dB para uma banda equivalente de 20Hz.

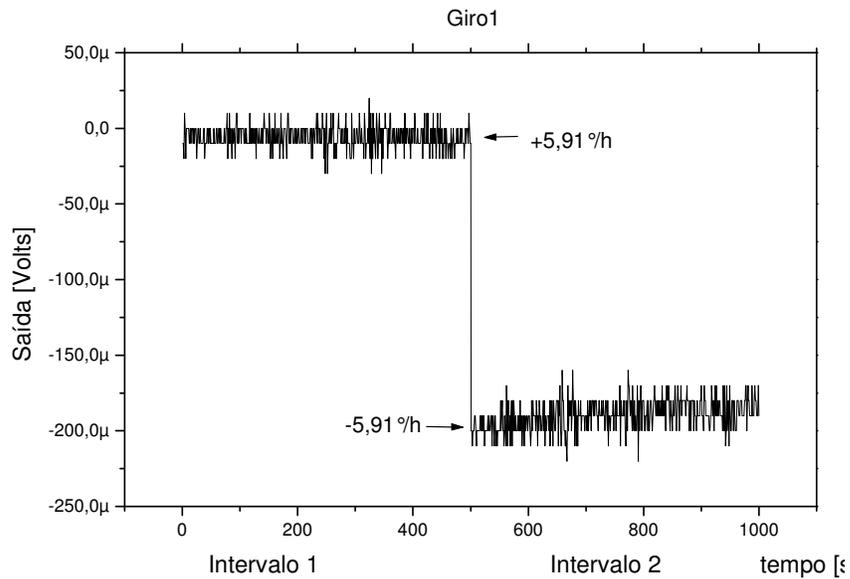


Figura 111. Resposta do giro 1 à rotação da terra em dois sentidos.

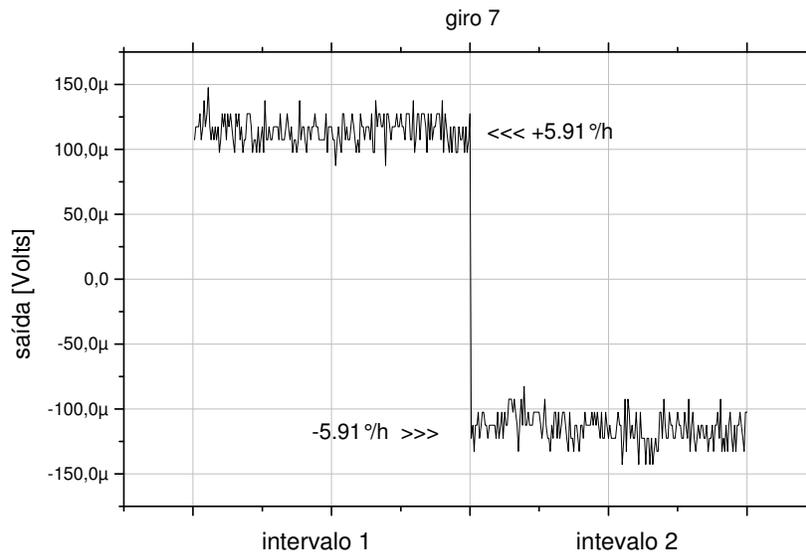


Figura 112. Resposta do giro 1 à rotação da terra em dois sentidos.

A Figura 112 que mostra a saída do Giro 7 submetido à rotação da terra local em dois sentidos. A razão sinal ruído apresentada é de 20,4dB para uma banda de 20Hz.

Para se fazer uma comparação mais fácil os dados de cada giro submetido à rotação da terra estão apresentados na Tabela 19. As colunas Média foram feitas

tomando-se o valor médio para as medidas realizadas no intervalo 1 sob a rotação de $-5,91\%/h$ e no intervalo 2 rotação de $+5,91\%/h$. Para mensurar o ruído embutido na medida foi tomado o desvio padrão de cada intervalo. A coluna SNR é a razão sinal ruído tomando-se como sinal a metade do degrau de rotação.

Tabela 19. Resumo das medidas dos 7 girômetros submetidos à rotação da terra.

	Intervalo 2		Intervalo 1		SNR(db)	degrau/2 [Volts]	Offset [Volts]
	Média [Volts]	Ruído [Vrms]	Média [Volts]	Ruído [Vrms]			
Giro1	-188,60u	11,25u	-23,90u	15,84u	17,3	82,35u	-106,25
Giro2	- 919,20u	13,94u	-807,90u	8,72u	16,1	55,65u	-863,6u
Giro3	-189,58u	10,54u	-5,74u	8,09u	21,1	91,92u	-97,66u
Giro4	-108,10u	13,43u	195,85u	14,08u	21,1	152,0u	+43,85u
Giro5	10,80u	16,89u	-320,24u	18,60u	19,8	165,5u	-154,8u
Giro6	340,56u	22,01u	-41,58u	28,90u	21,5	191,1u	149,5u
Giro7	-52,85u	10,86u	-282,25u	11,54u	20,4	114,7u	-167,5u

A faixa dinâmica considerando entre a rotação da terra e a rotação de $\pm 10\%/s$ é apresentada na Tabela 20 para os 7 giros.

Tabela 20. Faixa dinâmica para a rotação da terra.

	Saída rotação [$\pm 5,91\%/h$] ±[Volts]	Saída para 10%/s ±[Volts]	Faixa dinâmica ($\pm 10\%/s$ /rotação terra local) [db]
Giro1	82,6u	617,86m	77,5
Giro2	55,7u	504,28m	79,1
Giro3	91,9u	463,09m	74,0
Giro4	152,0u	754,40m	73,9
Giro5	165,5u	881,71m	74,5
Giro6	191,1u	592,76m	69,8
Giro7	114,7u	609,13m	74,5

Os gráficos das Figuras 113 e 114 mostram as saídas em volts dos 7 giros submetidos à mesa giratória nas rotações de $\pm 1\%/s$ até $\pm 10\%/s$.

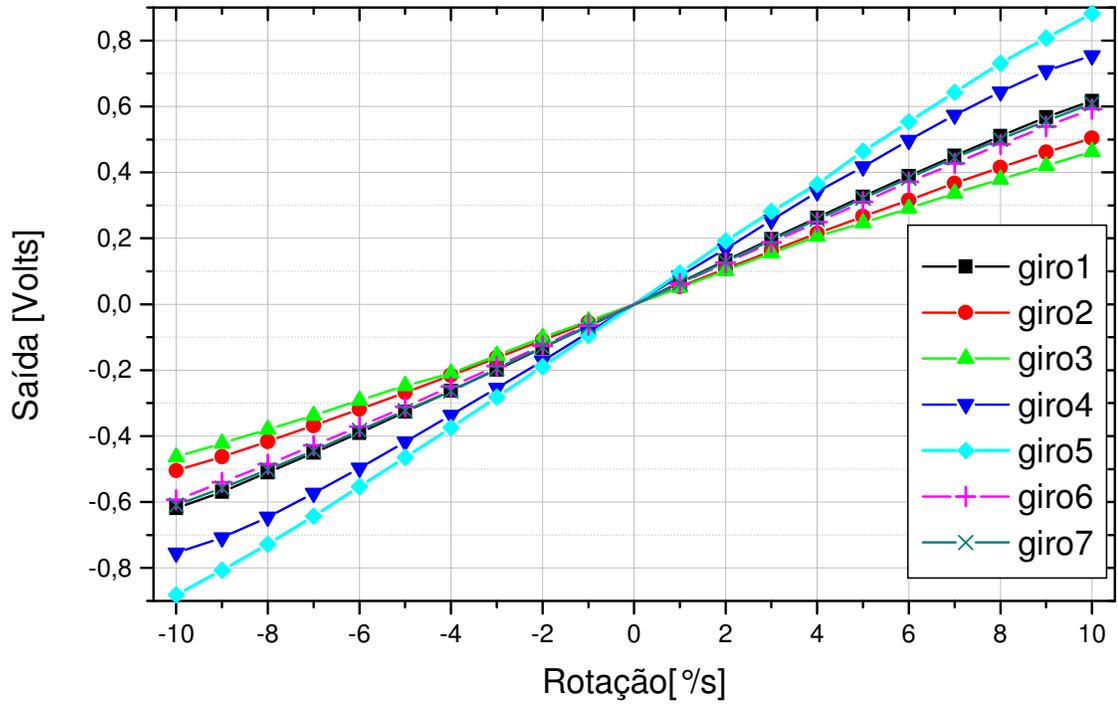


Figura 113. Saída em volts dos 7 girômetros submetidos a rotações de $\pm 1\%$ até $\pm 10\%$.

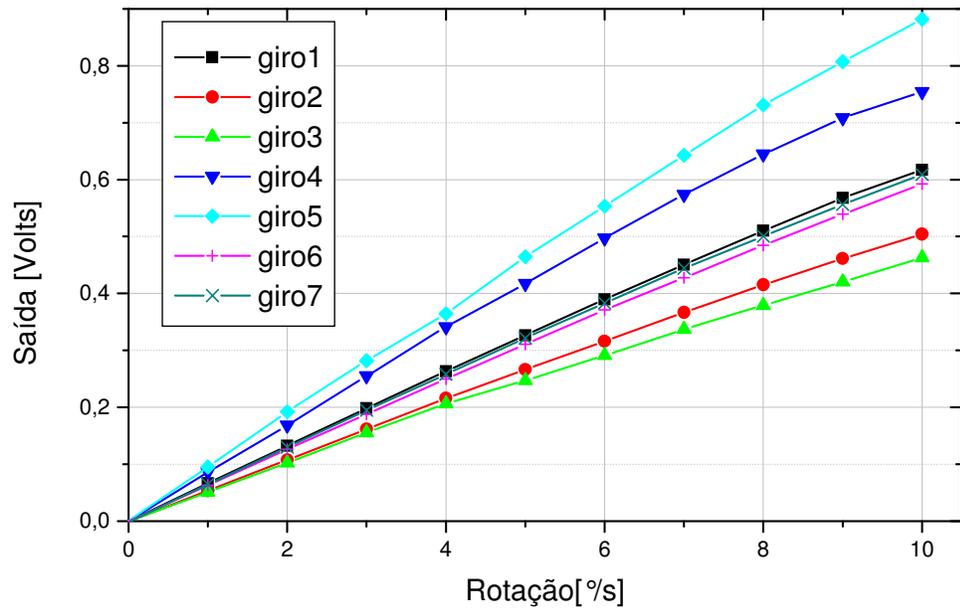


Figura 114. Saída em volts dos 7 girômetros submetidos a rotações de $+1\%$ até $+10\%$.

No t3pico 8.2 foi apresentada uma aproxima33o linear para cada giro tomando a faixa de $\pm 3\%$ em torno do zero para se ter uma medida da linearidade destes gir33metros. A Tabela 21 resume os resultados das regress33es lineares realizadas sobre as dados adquiridos experimentalmente.

Tabela 21. Aproxima33o linear para rota33es na faixa de $\pm 3\%$.

	Offset Saída (coeficiente linear) [Volts]	Ganho (coeficiente angular) [Volts/%s]
Giro1	-190u	66,12m
Giro2	-690u	53,97m
Giro3	102u	51,45m
Giro4	525u	84,94m
Giro5	405u	94,42m
Giro6	-983u	62,68m
Giro7	-642u	64,99m

Em tabelas anteriores foram citados o termo satura33o, isto significa que a mesa girat33ria foi submetida a uma rota33o que saturasse o conversor AD dos gir33metros.

Abaixo, na Tabela 22, temos os valores em Volts fornecidos pelos giros. Tamb33m apresenta-se uma extrapola33o linear para se obter em que rota33o cada giro atingiria seu fundo de escala.

Tabela 22. Extrapola33o para o valor m33ximo de sa33da em %s e %h.

	aproxima33o linear faixa de $\pm 3\%$		Satura33o (valor m33ximo na sa33da)		
	coeficiente Linear [uV]	coeficiente Angular [mV/%s]	satura33o do ADC [mV]	extrapola33o linear p/a satura33o	
				[%s]	[%h]
Giro1	-190,00	66,12	0,72671	11,0	39577
Giro2	-690,00	53,97	0,59458	11,0	39707
Giro3	102,00	51,45	0,56719	11,0	39680
Giro4	525,00	84,94	0,97627	11,5	41355
Giro5	405,00	94,42	1,04	11,0	39637
Giro6	-983,00	62,68	0,74021	11,8	42570
Giro7	-642,00	64,99	0,74122	11,4	41094

A Tabela 23 re33ne a SNR para rota33o da terra e o ganho de cada giro. Observa-se que n33o h33 uma rela33o entre essas caracter33sticas .

Tabela 23. SNR organizada em ordem crescente.

	SNR	Ganho [Volts/%s]
Giro2	16,1	53,97m
Giro1	17,3	66,12m
Giro5	19,8	94,42m
Giro7	20,4	64,99m
Giro3	21,1	51,45m
Giro4	21,1	84,94m
Giro6	21,5	62,68m

No t3pico 8.2 foi calculado o erro de linearidade para cada giro na faixa de $\pm 10\%$. A refer3ncia tomada foi a aproxima33o linear mostrada na Tabela 15. A Figura 115 mostra os erros relativos percentuais para os gir3metros. Observa-se dois conjuntos de giros com comportamentos parecidos, Giros 3 e 4 com erro de linearidade de aproximadamente 10% e os outros com erro em torno de 6% de linearidade. A Tabela 24 mostra os erros de linearidade para a rota33o de 10%.

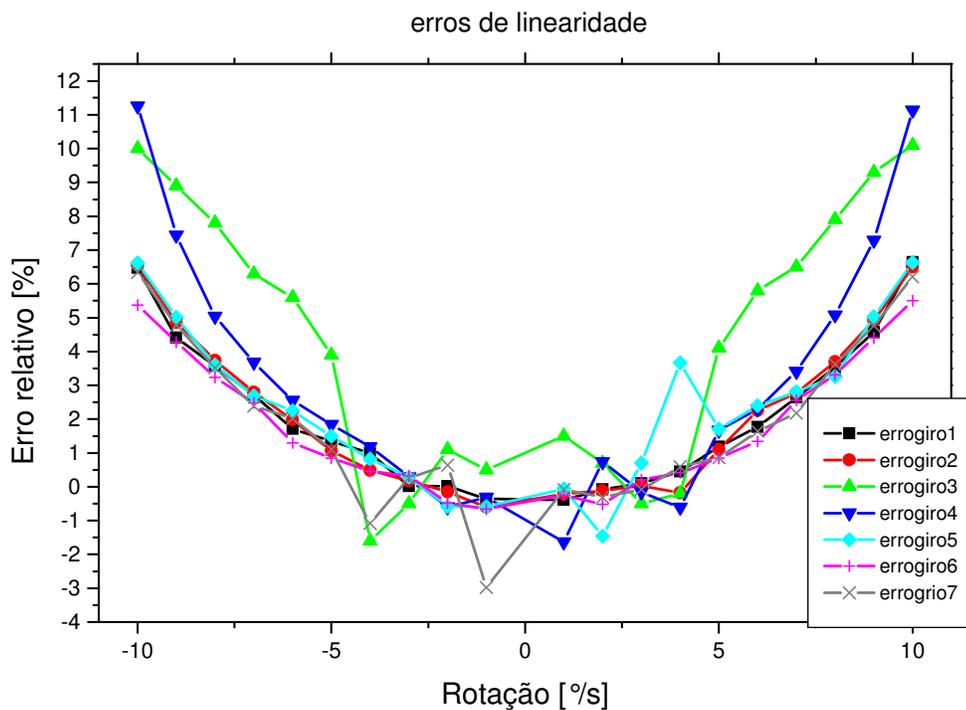


Figura 115. Erro relativo percentual de linearidade.

Tabela 24. Erro relativo de linearidade para 10°/s

	Erro para 10°/s [%]
Giro1	6,6
Giro2	6,6
Giro3	10,1
Giro4	11,3
Giro5	6,6
Giro6	5,5
Giro7	6,3

Uma comparação pode ser feita entre as saídas do primeiro protótipo do circuito de médias e o atual circuito desenvolvido para o detector de médias. (Figura 116)

O circuito atual apresenta uma relação sinal ruído de aproximadamente 20,5dB, banda de 20 Hz, enquanto que o primeiro protótipo próximo de 15,5dB para uma banda de 10Hz. A melhora pode ser percebida visualmente, o traço vermelho é mais estreito que o traço preto. Considerando-se uma frequência de corte de 10Hz o ruído do circuito atual, pontos em vermelho, ainda cairia aproximadamente 40%.

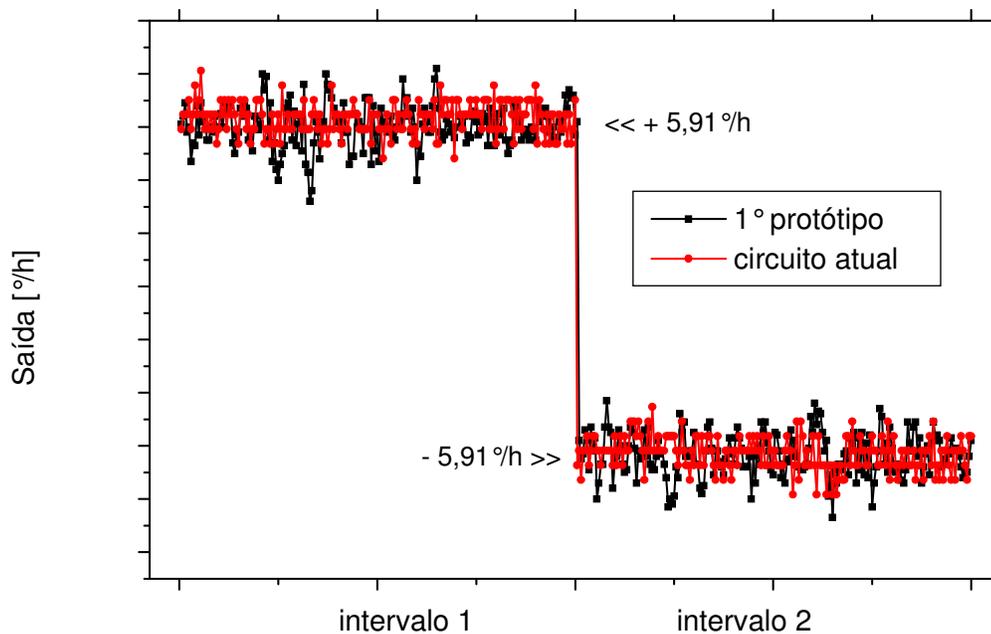


Figura 116. Comparação da SNR para a rotação da terra entre dois protótipos.

9. Considerações Finais

Este trabalho procura tornar transparente o resultado do conhecimento adquirido durante o estudo e desenvolvimento do processamento eletrônico do sinal de um girômetro a fibra óptica. Somos parte de uma equipe que visa dominar a tecnologia envolvida em sistemas inerciais com girômetros a fibra óptica. Nossa principal tarefa foi desenvolver o processamento eletrônico do sinal do interferômetro de Sagnac. O caminho principal foi o de buscar informações na literatura para entender os efeitos envolvidos e estudar técnicas de processamento já publicadas. Deste conjunto de informações criar ou adaptar técnicas de processamento do sinal do giro. Durante o decorrer de nosso estudo algumas idéias foram discutidas e avaliadas por estudos preliminares ou por meio de simulações numéricas. Percebia-se o gradativo amadurecimento dos conhecimentos. As reuniões, mesmo que informais, entre pesquisadores foram de grande valia no momento de avaliar os estudos já efetuados e também o de direcionar os novos esforços.

Visto que a principal contribuição deste trabalho foi a de conseguir e experimentar um sistema eletrônico com capacidade e especificação suficiente para navegação inercial. Outra contribuição importante foi a de deixar um caminho desbravado para os que forem seguir nesta linha de trabalho.

O estudo foi feito e as variáveis de projeto foram delineadas e assim indicando e fornecendo parâmetros de contorno que auxiliem no projeto de um processamento eletrônico envolvido em um girômetro à fibra óptica.

Modificações como a divisão pelo valor dc e não pelo valor de pico da corrente do fotodiodo foram sugeridas e experimentadas por protótipo. Principalmente pela facilidade de se medir o valor dc que implica em menos erros e estabilidade do fator de escala eletrônico. Este procedimento pode ser aplicado em outras técnicas como forma de melhoria na performance, sem grande modificações.

Tendo como perspectiva o aumento da potência óptica fornecida pela fonte de luz foram feitos estudos para a técnica Mean Value e Lock-in do comportamento do mínimo sinal detectável considerando a limitação pelo ruído de intensidade relativo, *excess noise*. Nestes estudos foram considerados como contribuições para o ruído total apenas as componentes em fase com o sinal do giro, ou seja, harmônicas ímpares da frequência de modulação óptica, f_m .

Uma possível melhoria a ser implementada seria o cancelamento de ruído de intensidade eletronicamente o que garantiria melhor performance do processador implementado, já que o ruído shot seria o limitante do mínimo sinal detectável.

Como sugestão de trabalhos futuros está no uso do sinal do giro integrado e de dupla integração tanto para técnicas analógicas e digitais, cruzamentos de zero.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] RALPH A. Bergh, H. C. Lefèvre, and Herbert J. Shaw. **An Overview of Fiber-Optic Gyroscopes**, Journal of Lightwave Technology. Vol. LT-2, Nº 2, April 1984
- [2] EZEKIEL, S. and Arditty, H.J. **Fiber Optic Rotation Sensors and Related Technologies** Springer Series in Optical Sciences. v. 32, Verlag Berlin Heidelberg New York, 1982.
- [3] LEIDERMAN, R., Matos, C.J.S., Valente, L.C.G., e Braga, A.M.B. **Desenvolvimento de um Sistema de Medição de Deformações Utilizando Redes de Bragg em Fibras Ópticas**. Anais do COTEQ 97, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Outubro, 1997, pp. 11-14.
- [4] GRATAN, K.T.V., and Meggitt, B.T., **Optical Fiber Sensor Technology**. Chapman & Hall, London, 1995
- [5] VALI, V. E SHORTHILL, R.W. **Fiber Ring interferometers**, Appl. Optics, 15, 1009. (1976)
- [6] LEFÈVRE, H., **Fiber-optic Gyroscopes**.1993 ARTECH HOUSE, INC.,Norwood-MA ISBN 0-89006-537-3
- [7]ALMEIDA, J.C.J., **Nova técnica de processamento de sinais no domínio do tempo de giroscópios interferométricos de Sagnac a fibra óptica**, Campinas: UNICAMP, 2001, tese de doutorado em Engenharia Elétrica
- [8] BURNS, W. K., “**Optical Fiber Rotation sensing**”, Academic Press, San Diego, 1994.
- [9] RABELO, R. C., **Redução de ruídos ópticos em giroscópios à fibra óptica birrefringente**. Dissertação de mestrado. CTA. 1998.
- [10] RABELO, R. C., de Carvalho, R. T. e Blake, J., **SNR enhancement of intensity noise-limited FOGs**, Journal of Lightwave Technology, vol. 18, no.12, pp. 2146-2150, 2000.
- [11] BURNS, W. K., Moeller, R. P. e Dandridge, A., **Excess noise in fiber gyroscope sources**, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 2, no. 8, pp. 606-608, 1990.
- [12] ARRUDA, J. U., **Optical noise interferometry and fiber-optic sensors**, Ph.D. Thesis, Texas A&M University, May 1999.
- [13] YARIV, A., **Optical Electronics**, Oxford Press, New York, 1991.

- [14] FERREIRA, E. C., **Nova técnica de processamento de sinais de girômetros a fibra óptica para sistemas de navegação inercial.** Tese de Livre Docência, UNICAMP, agosto/2001..
- [15] FERREIRA, E. C., F. F. de Melo and J. A. SIQUEIRA DIAS. **Precision analog demodulation technique for open-loop Sagnac fiber optic gyroscopes.** - REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS 78, 024704 (2007)
- [16] FERREIRA, E. C. e Melo, F. F., **Uma nova técnica para a medição de sinais de giroscópios a fibra óptica,** III Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial, IPQM, Rio de Janeiro, outubro/2001, pp. 54-58.
- [17] Rodriguez, R. B. G., **Uma nova técnica de detecção de sinais de giroscópios a fibra óptica usando zero-crossing com clock síncrono.** Dissertação de Mestrado, UNICAMP, junho/1999.
- [18] MELO, F. F. de Melo, Rossetto, J. F. e Ferreira, E. C **Análise numérica da influência dos ruídos presentes na demodulação síncrona para um girômetro a fibra óptica.** IV Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial. 2004.
- [19] BLAKE, J. e Kim, I. S., **Optics Letters**, vol. 19, No. 20, pp 1648-1650, 1994.
- [20] CARLSON, A. B. **Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication.** McGraw Hill. 1975
- [21] ALMEIDA, J.C.J. **Técnicas de Processamento de Sinais em Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial,** Campinas: UNICAMP, 1996, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica

REFERÊNCIAS CONSULTADAS

ARMENISE, M. N., CIMINELLI, C., LEONARDIS, F. et al. **gyroscope technologies for space applications**. Via Orabona.Vol. 4. 2004.

ARRUDA, J and BLAKE.J. **Mode-partition noise interferometric conversion function**. Optics Letters. Vol. 23, n 15.1998

Burr-Brown, OPA655 wideband, unity gain stable, FET input operational amplifier data sheet (Burr-Brown Corporation, 1997).

CULSHAW, B. and GILES, I. P. **Fibre Optic Gyroscope**. J. Phys. E: Sci. Instrum. Vol. 16, 1983.

CULSHAW, B. **The optical fibre Sagnac interferometer: an overview of its principles and applications**. Meas. Sci. Technol. N. 17. 2006.

FERREIRA, E. C.; FERNANDES, A & SIQUEIRA DIAS, J. A. **Implementação de uma nova técnica para demodulação digital em giroscópios a fibra óptica**. V Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial, 2007.

IWATSUKI, K. **Excess Noise Reduction in Fiber Gyroscope Using Broader Spectrum Linewidth Er-doped Superfluorescent Fiber Laser**.IEEE Photonics Technology letters. Vol. 3. n. 3. March, 1991.

Linear Technology, LT1016 ultrafast precision 10 ns comparator data sheet (Linear Technology Corporation, 1991).

MITROFANOV, O. **Laser excess noise reduction in optical phase-shift measurements**. Applied Optics. Vol. 42. n. 14. May. 2003.

POLYNKIN, P.; ARRUDA, J. and BLAKE, J. **All-optical noise-subtraction scheme for a fiber-optic gyroscope**. Optics Letters. Vol. 25, n 3.2000.

SANDOVAL-ROMERO, G. E., NIKOLAEV, V. A. **Limite de detección de un giroscopio de fibra óptica usando una fuente de radiación superluminiscente**. Revista Mexicana de Física. N. 49. Abril. 2002.

STEFFES, M. **Noise Analysis for High-Speed Op Amps**. Applications Report. January, 2005.

Vishay Siliconix, **DG613 High-speed, low glitch D/CMOS analog switches data sheet** (Vishay Siliconix, 1999)

TAYLOR, HENRY F., **Intensity Noise and Spontaneous Emission Coupling in Superluminescent Light Sources**. IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS VOL.26, NO 1, JANUARY 1990

TSELIKOV, A, ARRUDA, J. U. de, and BLAKE J., **Zero-Crossing Demodulation for Open-Loop Sagnac Interferometers** JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 16, NO. 9, SEPTEMBER 1998 1613

Alves, F.D.P.; De Carvalho, R.T.; Oliveira, J.E.B.,**Demodulação de Sinal de Giroscópio a Fibra Óptica: Resultados Experimentais Utilizando Técnica de Cruzamentos de Zero**

LEE, BYOUNGHO, **Review of the present status of optical fiber sensors**. Optical Fiber Technology 9 (2003) 57-79 (available online at www.sciencedirect.com)

YUREK, AILEEN M., TAYLOR, HENRY F. **Quantum Noise in Superluminescent Diodes** IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS, VOL. QE-22, NO. 4, APRIL 1986

H. Lin *, S.C. Huang, **Fiber-optics multiplexed interferometric current sensors**, Sensors and Actuators A 121 (2005) 333–338

Lee, Chung E. and Henry F. Taylor, **Intensity Noise in Long-Wavelength Superluminescent Sources**, IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS. VOL. 27. NO 5. MAY 1991

Bogdan Szafraniec, and Glen A. Sanders, **Theory of Polarization Evolution in Interferometric Fiber-Optic Depolarized Gyros**, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 17, NO. 4, APRIL 1999

LIU, R. Y. and ADAMS, G. W., **Interferometric Fiber-Optic Gyroscopes: A Summary of Progress**. Honeywell Systems and Research Center. IEEE 1990

Heckman, Dwayne W. (Boeing) and Michael Baretela (United States Navy), **Interferometric Fiber Optic Gyro Technology(IFOG)** IEEE AES Systems Magazine, December 2000

Geen, John A. (*Analog Devices, Inc.*), **Progress in Integrated Gyroscopes** IEEE A&E SYSTEMS MAGAZINE, NOVEMBER 2004

Salehi, Mohammad Reza and Béatrice Cabon, **Theoretical and Experimental Analysis of Influence of Phase-to-Intensity Noise Conversion in Interferometric Systems**, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 22, NO. 6, JUNE 2004

Taylor, Henry F. **Intensity Noise and Spontaneous Emission Coupling in Superluminescent Light Sources**, IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS. VOL. 26. NO. I , JANUARY 1990

WYSOCKI, P. F., DIGONNET, M. J. F. and KIM, B. Y. **Spectral Characteristics of High-Power 1.5 μ m broad-Band Superluminescent Fiber Sources.** IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS. VOL.2 NO. 3 MARCH 1990

POST, E. J. **Sagnac Effect**, REVIEWS OF MODERN PHYSICS VOL. 39 NO.2 APRIL 1967

Emge, S., S. Bennett, R. Dyott, J. Brunner and D. Allen (Andrew Corporation) **Reduced Minimum Configuration Fiber Optic Gyro for Land Navigation Applications**, IEEE AES Systems Magazine, April 1997

[8] SILVA, A.C., BESCH, G. V.L. e OLIVEIRA, J.F.B. **O giroscópio à fibra óptica.** In: II Encontro de iniciação científica e pós graduação do ITA. Anais. 1998.

[22] JENKINS, T. E. **Optical Sensing Techniques and Signal Processing.** Prentice- Hall International (UK) Ltd, 1987.

[] ALMEIDA, J.C.J. **Técnicas de Processamento de Sinais em Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial**, Campinas: UNICAMP, 1996, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.

Apêndice I

"UMA NOVA TÉCNICA PARA MEDIÇÃO DE SINAIS DE GIROSCÓPIOS A FIBRA ÓPTICA"

Elnatan Chagas Ferreira, Fernando Ferreira de Melo

Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação Departamento de Eletrônica e Microeletrônica - UNICAMP/FEEC/DEMIG - Cidade Universitária Zeferino Vaz - Campinas-SP, tel: 0xx19-3788-4896, e-mail : ffm@fee.unicamp.br, elnatan@fee.unicamp.br

1. RESUMO

O presente trabalho apresenta uma nova técnica para medição de sinais de girômetro a fibra óptica (GFO). Esta técnica utiliza um processamento eletrônico que baseia-se principalmente no fato de que a diferença das médias dos semiciclos negativos do sinal ac de um girômetro de Sagnac é proporcional à rotação medida pelo sensor. Procura-se esclarecer as propriedades dessa nova técnica, discorrendo sobre sua faixa dinâmica teórica máxima (132dB), mínimo sinal detectável ($0,58\mu\text{rad}$) e o seu fator de escala.

Este trabalho é complementado com alguns resultados experimentais obtidos a partir um protótipo do novo processador. Estas medidas preliminares foram feitas utilizando-se um sinal de GFO emulado e também o sinal de um GFO disponibilizado pelo Instituto de Estudos Avançados, vinculado ao Centro Técnico Aeroespacial, IEAv/CTA. Tomando-se um amplificador *Lock-in* como referência, a razão sinal ruído do processador em estudo (15.5dB) mostrou-se melhor em aproximadamente 5dB, quando o GFO estava submetido a uma rotação de $5.91\%/h$.

2. INTRODUÇÃO

Girômetros a fibra óptica são sensores que possibilitam a detecção de velocidade de rotação com elevada sensibilidade em uma grande faixa dinâmica. Atualmente no Brasil, a parte óptica desse tipo de sensor já alcançou um estágio bastante avançado, mas o mesmo não ocorreu com a parte eletrônica do girômetro. Assim, este trabalho vem somar mais uma parcela no intuito de recuperar esse atraso. Além disso vale ressaltar a importância estratégica desses sensores ópticos em aplicações aeroespaciais, área de grande interesse para o IEAv/CTA. O Departamento de Eletrônica e Microeletrônica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp, DEMIG/FEEC/UNICAMP, também está envolvido em pesquisas nessa área. Neste trabalho apresenta-se uma nova maneira de demodular o sinal de um GFO. Trata-se de uma técnica que utiliza um processamento eletrônico eficiente, que é caracterizado principalmente pelo uso do valor da diferença das médias dos semiciclos negativos da componente ac da tensão de saída do amplificador de transimpedância. Apresenta-se também alguns resultados experimentais utilizando-se um GFO disponibilizado pelo IEAv, nos quais o processador protótipo mostrou-se visivelmente melhor do que um amplificador *Lock-in*, considerado como equipamento de referência nas medidas. Por último são apresentadas algumas conclusões sobre o trabalho.

3. A DESCRIÇÃO DA TÉCNICA

Esta técnica baseia-se no fato que a diferença dos valores médios dos semiciclos negativos, ilustrados na figura 1, do sinal ac do giro está relacionado com a diferença de fase de Sagnac, $\Delta\phi_s$,

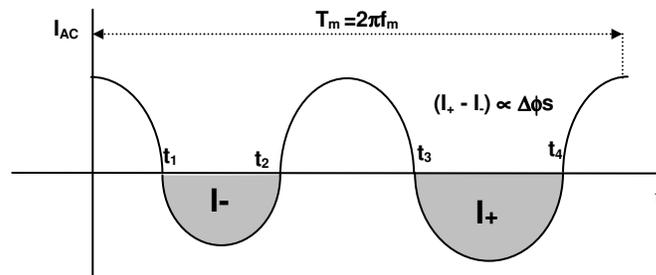


Figura 1: Princípio de operação da nova técnica de medição de sinais de GFO.

A parte *ac* do sinal do GFO, I_{AC} , é dada por [1]:

$$I_{AC}(t) = I_0 \left\{ \left[\sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos \Delta\phi_s \right. \\ \left. - I_0 \left\{ \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin((2n-1)\omega_m t) \right\} \sin \Delta\phi_s \right\} \quad (1)$$

Para pequenos valores de $\Delta\phi_s$, a equação (1) pode ser aproximada por:

$$I_{AC}(t) = I_0 \left\{ \left[\sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \right. \\ \left. - I_0 \left\{ \sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin((2n-1)\omega_m t) \right\} \Delta\phi_s \right\} \quad (2)$$

Definindo-se I^- o valor médio do primeiro semiciclo negativo e I^+ o valor médio do segundo semiciclo negativo, pode-se, então, determiná-los como [3]:

$$I^- = \frac{\int_{t_1}^{t_2} I_{AC}(t) dt}{t_2 - t_1} \quad (3)$$

e

$$I^+ = \frac{\int_{t_3}^{t_4} I_{AC}(t) dt}{t_4 - t_3} \quad (4)$$

onde t_1 , t_2 , t_3 e t_4 são os cruzamentos de zero do sinal como mostrado na figura 1.

Uma forma simples foi encontrada para resolver as equações (3) e (4), de modo a se obter uma solução analítica que relacione a diferença de fase Sagnac, $\Delta\phi_s$, com os valores médios I^+ e I^- . A função característica de transferência pode ser obtida multiplicando-se o sinal *ac* do GFO por um sinal S_m , indicado na figura 2. Em seguida o sinal de saída do multiplicador é fornecido a um filtro passa-baixas de ganho unitário na banda passante. O circuito equivalente para esta operação está apresentado na figura 3.

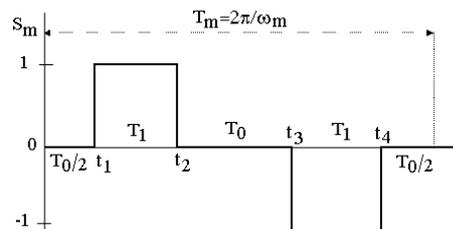


Figura 2: Sinal modulador S_m

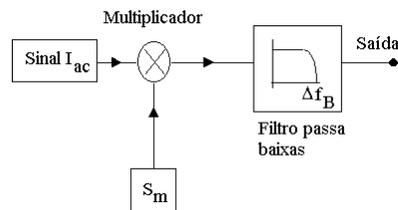


Figura 3: Circuito equivalente.

Os cruzamentos de zeros do sinal de um GFO são bem conhecidos [2] e para pequenos sinais de $\Delta\phi_s$, podem ser expressos por:

$$t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = T_1 = \frac{2}{\omega_m} \arccos\left(\frac{\arccos[J_0(\phi_m)]}{\phi_m}\right) \quad (5)$$

$$t_3 - t_2 = T_0 = 2t_1 = \frac{\pi}{\omega_m} - T_1 \quad (6)$$

onde T_0 e T_1 são os intervalos de tempo mostrados na figura 2.

O sinal modulador S_m sendo expandido em série de Fourier pode ser expresso por:

$$S_m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{b_n}{(2n-1)\pi} (-1)^{n-1} \text{sen}\left[(2n-1)\frac{\omega_m T_1}{2}\right] \cdot \text{sen}[(2n-1)\omega_m t] \quad (7)$$

A equação (7) mostra que o sinal modulador é uma somatória de senóides de múltiplas frequências ímpares de ω_m , cujas amplitudes são função de T_1 e, por conseguinte, da profundidade de modulação, ϕ_m .

A saída $S\Delta\phi_s$ do circuito da figura 3 pode ser encontrada através das equações (2) e (7) e será expressa por:

$$S\Delta\phi_s = \sum_{n=1}^{\infty} G_{2n-1} \Delta\phi_s = G_T \cdot \Delta\phi_s \quad \text{para } n=1, 2, 3 \dots \quad (8)$$

onde G_T é o ganho do sistema e G_{2n-1} é denominado como o ganho por harmônica da $(2n-1)$ -ésima harmônica, e é dado por:

$$G_{2n-1} = \frac{I_0}{2} J_{2n-1}(\phi_m) b_{2n-1} \quad (9)$$

onde

$$b_n = \frac{4}{(2n-1)\pi} (-1)^{n-1} \text{sen}\left[(2n-1)\frac{\omega_m T_1}{2}\right] \quad \text{para } n=1, 2, 3 \dots \quad (10)$$

Os estudos realizados indicam que a técnica garante uma perda de apenas 4dB de faixa dinâmica teórica máxima quando comparada à performance de um detector ideal que é de aproximadamente 136dB [3]. Está técnica é capaz medir um sinal mínimo de 0,58 μrad para uma potência de 10 μW , banda de 1Hz e $\phi_m \cong 2,2\text{rad}$ considerando apenas o ruído *shot* do fotodiodo predominante no sistema.

4. IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

Depois que o sinal do girômetro é convertido em tensão por um amplificador de transimpedância, passa-se à obtenção das tensões médias, V_+ e V_- , dos semiciclos negativos da parte *ac* deste sinal. A figura 4 mostra o diagrama em blocos da técnica proposta. Pode-se observar que as entradas do detector de médias são o sinal do modulador de fase e a parte *ac* do sinal do GFO. A saída do sistema é a diferença dos valores médios dos semiciclos negativos, que é proporcional à rotação medida pelo sensor.

Um primeiro protótipo da técnica foi implementado em placa padrão para avaliações preliminares deste processamento.

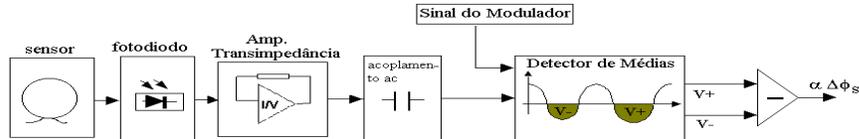


Figura 4: Diagrama em blocos

Para testar o circuito detector de médias utilizou-se um *setup* com dois geradores de sinais que fornecem duas ondas senoidais de 100 e 200kHz defasadas de 90° entre si. A soma delas emula o sinal do GFO para caracterizar o protótipo. Observa-se que a equação (2), com $n = 1$, é a soma de um seno com um coseno, portanto, analogamente, a amplitude do sinal de 100kHz emula o desvio de fase, $\Delta\phi_s$. O ganho teórico do detector de médias é $\frac{\sqrt{2}}{\pi}$, aproximadamente 0,45, que pode ser encontrado considerando os intervalos de tempo das equações (5) e (6), como sendo $t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = T_m / 4$. Isso é equivalente a dizer que foram considerados apenas os dois primeiros harmônicos do sinal do GFO. A figura 5 mostra uma sobreposição da curva teórica e alguns pontos experimentais em uma faixa de 3 décadas. Pode-se notar que é possível medir diferenças da ordem de microradianos.

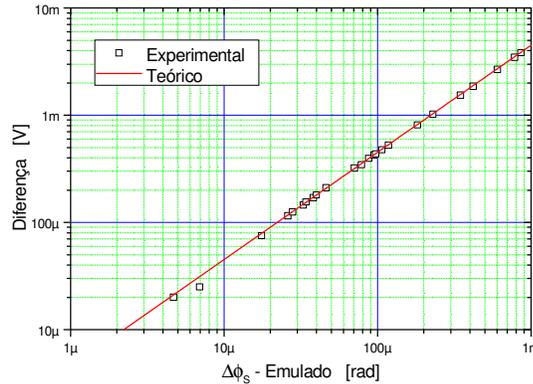


Figura 5: Gráfico da função de transferência do detector de médias teórico e experimental, (com ganho de 10).

Utilizando um GFO disponibilizado pelo IEAv, o processamento protótipo foi utilizado para medir a rotação da terra local que é aproximadamente 5.91°/h. Essa rotação representa um desvio de fase de 94μrad para este GFO em específico. As medidas foram feitas simultaneamente pelo protótipo da nova técnica e por um amplificador *Lock-in*. Primeiramente o sistema mediu a rotação em um sentido, depois interrompeu-se a medição. Em seguida inverteu-se a bobina sensora e novamente iniciou-se as medidas. Os resultados podem ser vistos nas figuras 6.a) e 6.b). A razão sinal ruído medida foi de aproximadamente 15.5dB para o protótipo e 10.4dB para o *Lock-in*, e ainda a banda equivalente do *Lock-in* era um pouco menor.

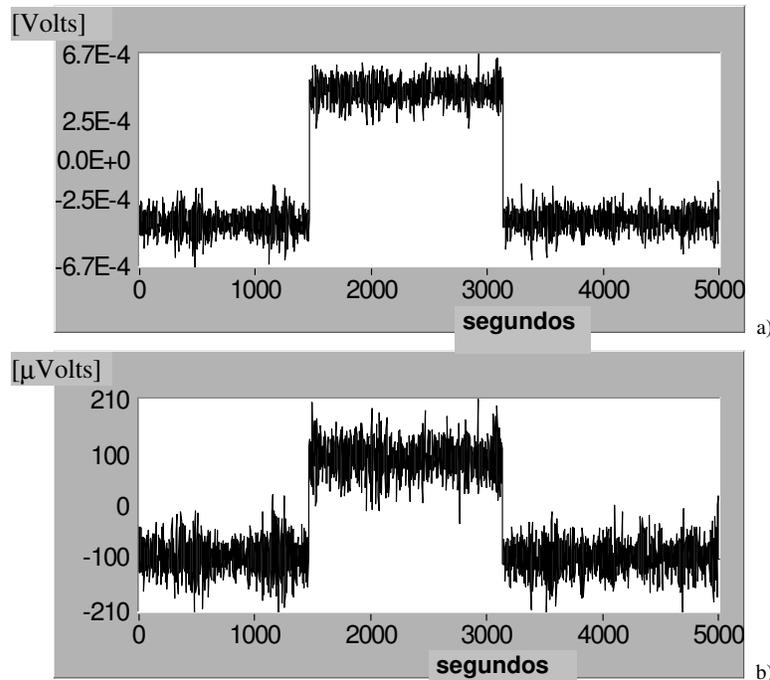


Figura 6: a) sinal de saída do protótipo; b) sinal de saída do amplificador *Lock-in*; em ambos os casos o degrau representa duas vezes a rotação local da terra.

Outras medidas de maior duração também foram feitas e apontaram para as variações com a temperatura de 0.24°/h°C para o *Lock-in* e 0.04°/h°C para o protótipo, o qual é muito próximo do valor esperado que era de 0.06°/h°C. Pode-se ainda afirmar que para este GFO especificamente, a incerteza do sistema é menor que $\pm 0.08^\circ/h$.

Simulações indicam que, se a saída do detector de médias for dividida pelo valor de pico ac do sinal do amplificador de transimpedância, pode-se medir o desvio de fase de Sagnac com um erro de não linearidade menor que ± 60 ppm num intervalo de ± 0.7 rad, para uma amplitude de modulação aproximadamente igual a π . Além disso, a divisão pelo valor de pico ac deixa a medida do desvio de fase independente da potência do laser utilizado no GFO.

5. CONCLUSÕES

Foi apresentada aqui uma nova técnica de demodulação de sinal de GFO, que é baseada na diferença das médias dos semiciclos negativos da parte ac do sinal de saída do amplificador de transimpedância. Neste trabalho foi mostrada uma formulação matemática para descrever o princípio de funcionamento da técnica. Além disso, foram apresentados resultados experimentais medidos por um protótipo que implementa o processamento proposto. Utilizou-se para estas medidas um GFO disponibilizado pelo IEAv/CTA. Mostrou-se que o protótipo da técnica foi capaz de medir desvios de fase menores que $10\mu\text{rad}$ e apresentou razão sinal ruído melhor que a do amplificador *Lock-in* utilizado nos testes.

Por fim, pode-se dizer que os resultados das medidas, comparados com os do amplificador *Lock-in*, foram relevantes o suficiente para motivar a continuação dos trabalhos de aprimoramento desta técnica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BURNS, W. K.M. **Optical Fiber Rotation Sensing**. Washington, DC: Academic Press, Inc., p.34, 1994.
- [2] RODRÍGUEZ, R. B. G., **Uma Nova Técnica de Detecção de Sinais de Giroscópio a Fibra Óptica usando “Zero Crossing” com Clock Síncrono**. Dissertação de Mestrado. Unicamp, junho de 1999;
- [3] CHAGAS, E. F., **Nova Técnica de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial**. Tese de Livre Docência. Unicamp, agosto de 2001.

Apêndice II

ANÁLISE NUMÉRICA DA INFLUÊNCIA DOS RUÍDOS PRESENTES NA DEMODULAÇÃO SÍNCRONA PARA UM GIRÔMETRO A FIBRA ÓPTICA

Fernando F. Melo, Jônatas F. Rossetto, Elnatan C. Ferreira

*Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Eletrônica e Microeletrônica*

UNICAMP/FEEC/DEMIG - Cidade Universitária Zeferino Vaz, Campinas/SP,

CEP13081-970, CXP6101. Tel/Fax: (019) 3788-4896

e-mail: ffm@demic.fee.unicamp.br, jonatas@demic.fee.unicamp.br,
elnatan@fee.unicamp.br

Abstract— This work presents numerical results concerning the limitations imposed by noise sources to the performance of a FOG with dynamic modulation. Three analogical techniques of demodulation for the detected optical signal are compared. The limits evaluated for an ideal synchronous demodulation scheme, based on the first harmonic of the detected optical signal, are compared with the results of a demodulation scheme already proposed by the authors and also with the results of a new demodulation scheme based on the time integral of the AC component of the detected optical signal. The influence of the modulation depth on the electronic scale factor is also studied, and it is shown that it is possible to reduce this influence selecting the FOG modulation depth.

Keywords— FOG, demodulation, integral, electronic, optical, noise.

Resumo— Neste trabalho é estudado numericamente as limitações impostas pelas fontes de ruído, no desempenho de um GFO com modulação dinâmica. Analisa-se comparativamente três técnicas de demodulação analógicas do sinal óptico detectado. Os limites obtidos para um esquema de demodulação síncrona ideal, baseado na primeira harmônica do sinal óptico detectado, são comparados com os resultados de um esquema de demodulação já proposto pelos autores e também com os resultados de um novo esquema de demodulação baseado na integral ao longo do tempo da componente AC do sinal óptico detectado. A influência da profundidade de modulação sobre o fator de escala eletrônico também é estudada, mostrando que é possível reduzir esta influência selecionando a profundidade de modulação do GFO.

Palavras-chave— GFO, demodulação, analógica, integral, óptico, ruído

1. Introdução

O desenvolvimento de tecnologias para a área de navegação inercial é uma atividade estratégica e vital para os setores aeronáutico e aeroespacial. Há mais de duas décadas, girômetros baseados no interferômetro de *Sagnac* vêm se consolidando como uma tecnologia chave para se alcançar o alto desempenho requerido por aplicações com especificações rigorosas, como por exemplo, as encontradas nos sistemas de navegação inercial embarcados em veículos lançadores de satélites.

Os girômetros a fibra óptica, GFO, apresentam atualmente faixas dinâmicas elevadas (acima de 100dB) e resoluções que podem alcançar $0,2''/h$ para uma banda de 1Hz com uma estabilidade da ordem de $0,003''/h$. Além disso, um GFO é um elemento sensor compacto e sem partes móveis, o que os torna uma excelente alternativa para aplicações onde a imunidade a vibrações mecânicas é um requisito importante.

Duas competências tecnológicas são fundamentais para o desenvolvimento de GFO capaz de atender as especificações acima citadas. O domínio da tecnologia óptica necessária a implementação de um GFO possui alto valor intelectual agregado, pois as características ópticas a serem atendidas representam um desafio tecnológico. O domínio da tecnologia eletrônica, necessária a implementação do sistema de processamento de sinal do GFO, representa também um ativo intelectual importante e vital para se obter a melhor performance do sistema óptico utilizado.

No Brasil, o Instituto de Estudos Avançados do Centro Técnico Aeroespacial já logrou avanços importantes no desenvolvimento de um GFO capaz de atender as especificações necessárias para sistemas de navegação inercial de precisão. Através de uma colaboração, o Departamento de Eletrônica e Microeletrônica da UNICAMP vem trabalhando no desenvolvimento de sistemas eletrônicos dedicados ao processamento do sinal proveniente dos GFOs desenvolvidos pelo IEAv.

Este trabalho concentra esforços na segunda competência identificada, procurando definir parâmetros importantes para orientar o projeto de sistemas eletrônicos capazes de processar o sinal óptico, proveniente de um girômetro a fibra óptica baseado no interferômetro de *Sagnac*. Estes parâmetros indicam os limites teóricos passíveis de serem obtidos com um sistema real levando em consideração uma série de fatores capazes de afetar a performance de um GFO. As análises apresentadas colocam em perspectiva diferentes técnicas para o processamento eletrônico do sinal de um GFO, tendo em vista o compromisso entre a facilidade de implementação da técnica e a performance passível de ser obtida

2. Aspectos Teóricos Básicos

O Princípio de funcionamento de um girômetro interferométrico é baseado no efeito de *Sagnac* [1], para o qual afirma-se que dois feixes de luz propagando-se em direções opostas a partir do mesmo ponto, num circuito fechado, experimentarão uma diferença de comprimento do caminho óptico se o meio de propagação estiver submetido a uma rotação. A medida desta diferença de caminho óptico, é proporcional a rotação absoluta. Esta diferença de caminho óptico se reflete no “defasamento” dos feixes de luz e é conhecida como desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$. A figura 1 apresenta um diagrama básico para um girômetro a fibra óptica com modulação dinâmica, no qual o campo óptico é gerado por um diodo superluminescente, SLD.

Para um girômetro cujo caminho óptico é uma bobina circular, esta defasagem é expressa por,

$$\Delta\phi_s = \frac{2\pi LD}{\lambda c} \Omega = F_s \Omega \quad (1)$$

na qual c é a velocidade da luz no vácuo, λ é o comprimento de onda central do SLD, L é o comprimento da fibra óptica utilizada na bobina de diâmetro D e Ω é a rotação absoluta medida em (rad/s).

Um valor típico para o fator de escala óptico, F_s , de um GFO no qual $L=1km$, $D=12cm$ e $\lambda=810nm$, é $F_s=3,1s$. Assim, um desvio de fase igual a $3,1\mu rad$ é equivalente a uma rotação de $0,2^\circ/h$. A principal característica de performance de um girômetro é a menor rotação possível de ser obtida, no caso de um GFO, este parâmetro está diretamente relacionado ao menor desvio de fase possível de ser detectado. Este trabalho visa investigar quais fatores afetam este limite de performance.

O elemento piezelétrico, PZT, é responsável por aplicar uma variação periódica ao caminho óptico de um dos dois campos contra-propagantes na bobina de fibra, tal modulação dinâmica é necessária para se discriminar o sentido da rotação medida, uma vez que a resposta do interferômetro ao desvio de fase é representada por uma função par. Em função das características eletro-mecânicas do PZT, esta modulação é uma função trigonométrica, cuja frequência, f_m , depende da frequência própria da bobina sensor (tipicamente o inverso do tempo de trânsito da luz ao longo do comprimento L). A amplitude desta modulação de fase é conhecida como a profundidade de modulação, ϕ_m , do GFO.

Nesta configuração a corrente detectada no fotodetector, $I_D(t)$, é uma função do desvio de fase de *Sagnac*, $\Delta\phi_s$, e da profundidade de modulação, ϕ_m , isto é,

$$I_D(t) = \frac{I_0}{2} \left[1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_m \sin(\omega_m t)) \right] \quad (2)$$

na qual I_0 é a corrente correspondente a máxima potência óptica detectada, P_0 , isto é,

$$I_0 = RP_0 \quad (3)$$

na qual R é a responsividade do detector utilizado.

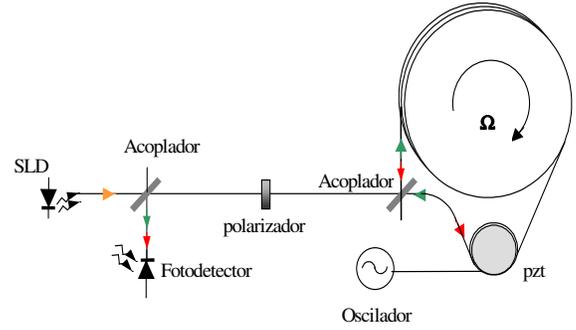


Figura 1. Esquema básico de um GFO.

A corrente fotodetectada é geralmente escrita na sua forma expandida em uma série de Fourier, assim,

$$I_D(t) = \frac{I_0}{2} \left\{ 1 + \left[J_0(\phi_m) + 2\sum_n J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos\Delta\phi_s \right\} - \frac{I_0}{2} \left\{ 2\sum_n J_{2n-1}(\phi_m) \sin(2n-1)\omega_m t \right\} \sin\Delta\phi_s \quad (4)$$

onde n é um número inteiro e $J_k(x)$ é a função de Bessel do primeiro tipo de ordem k .

A equação (4) explicita a distribuição espectral da corrente fotodetectada e representa a base para o estudo de técnicas capazes de obter o desvio de fase de *Sagnac*. Observa-se que as componentes espectrais de $I_D(t)$ encontram-se em frequências múltiplas da frequência da modulação dinâmica.

As análises subsequentes se dedicam a estudar situações limites nas quais $\Delta\phi_s \ll 1$, isto é baixas taxas de rotação. Nesta condição tem-se que $\sin(\Delta\phi_s) \sim \Delta\phi_s$ e $\cos(\Delta\phi_s) \sim 1$, conseqüentemente, a informação correspondente ao desvio de fase está contida apenas nas componentes espectrais cujas frequências são múltiplos inteiros e ímpares da frequência de modulação, f_m .

Denomina-se de técnica de demodulação, uma técnica capaz de processar o sinal fotodetectado (2) como o propósito de obter o desvio de fase de *Sagnac*. A equação (4) geralmente é escrita em termos das suas componentes DC e AC, isto é

$$I_D(t) = I_D^{DC} + I_D^{AC}(t) \quad (5)$$

na qual I_D^{DC} representa o valor médio do sinal fotodetectado e $I_D^{AC}(t)$ representa a parcela referentes as componentes espectrais com frequências não nulas.

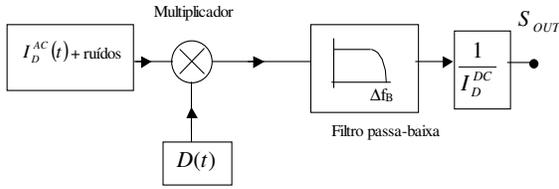


Figura 2. Esquema genérico de demodulação do sinal fotodetectado.

Um esquema genérico de demodulação está apresentado na figura 2. Neste esquema o sinal de interesse, $I_D^{AC}(t)$, é multiplicado por um sinal demodulador $D(t)$, o resultado da multiplicação é filtrado por um filtro passa-baixa, gerando um sinal o qual é então dividido por I_D^{DC} para a obtenção do sinal S_{OUT} , proporcional ao desvio de fase. O estágio divisor é necessário para suprimir a sensibilidade de S_{OUT} com relação à potência óptica de emissão do SLD.

Se as componentes espectrais do sinal $D(t)$ estiverem em sincronia com as componentes espectrais de $I_D^{AC}(t)$ diz-se que o esquema da figura 2 realiza uma demodulação síncrona do sinal fotodetectado.

A técnica de demodulação síncrona de referência consiste em um sinal demodulador sincronizado apenas com a primeira harmônica do sinal $I_D^{AC}(t)$. Isto é, o sinal demodulador é tal que,

$$D(t) = \text{sen}(2\pi f_m t) \quad (6)$$

é possível mostrar que

$$S_{OUT} = \frac{J_1(\phi_m)}{1 + J_0(\phi_m)} \Delta\phi_s \quad (7)$$

Esta técnica é implementada em laboratório utilizando um amplificador *Lock-In*, que é um equipamento capaz de realizar com grande precisão a demodulação síncrona, com apenas uma harmônica, de um sinal arbitrário. No entanto, por se tratar de um equipamento de laboratório sua utilização em aplicações embarcadas é inconveniente tanto pelo custo quanto pelas dimensões do equipamento.

A técnica de demodulação da primeira harmônica do sinal $I_D^{AC}(t)$, feita com o uso de um *Lock-In*, é considerada como referência para se avaliar a performance das outras técnicas abordadas neste trabalho. Assim, um esforço considerável é despendido no intuito de se desenvolver técnicas de demodulação capazes de obter o mesmo desempenho de um *Lock-In*, sem apresentar os inconvenientes de custo e dimensão, visando manter uma performance semelhante.

Antes de iniciar o estudo das técnicas de demodulação propostas, é conveniente avaliar-se quais fatores afetam a performance da demodulação síncrona utilizando um *Lock-In*. A performance de girômetros, baseados no efeito *Sagnac* ocorrendo em fibras ópticas, é limitada principalmente por duas fontes de ruído intrínsecas a este tipo de sensor, sendo

elas, o chamado ruído de intensidade óptica e o ruído na detecção do sinal modulado [2,3,4].

O ruído de intensidade óptica está presente inerentemente na geração da luz pelo dispositivo semiconductor utilizado. O ruído na detecção do sinal modulado é inerente ao processo de geração de pares elétron-lacuna no fotodiodo detector, este ruído também é conhecido como ruído *Shot* [5].

A densidade de potência espectral do ruído *Shot*, η_{SHOT} , é dada por [2,4]

$$\eta_{SHOT} = qI_0 \left(1 + J_0(\phi_m) \right) \quad (8)$$

na qual q é a carga do elétron, I_0 é a máxima corrente detectada pelo fotodiodo. Esta densidade de ruído possui um perfil espectral plano, com frequência de corte muito maior que as frequências de corte envolvidas na demodulação.

O ruído de intensidade tem densidade de potência espectral, η_{INT} , dada por, [2,3]:

$$\eta_{INT} = \frac{I_0^2}{\Delta\nu} \quad (9)$$

na qual $\Delta\nu$ é a largura espectral da fonte luminosa. Semelhantemente ao *Shot*, o ruído de intensidade possui um perfil espectral plano, com frequência de corte muito maior que as frequências de corte envolvidas na demodulação.

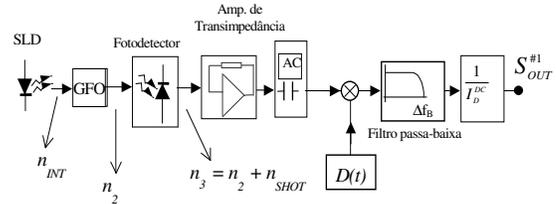


Figura 3. Esquema para demodulação síncrona do sinal fotodetectado

A figura 3 apresenta um esquema para a demodulação síncrona do sinal fotodetectado apresentando com mais detalhes como os ruídos se propagam na demodulação. A densidade espectral do ruído de intensidade é atenuada pelo valor RMS da função de transferência do GFO, F_{RMS} , isto é,

$$\eta_2 = F_{RMS}^2 \eta_{INT} \quad (10)$$

na qual $(F_{RMS})^2$ é tal que,

$$F_{RMS}^2 = \frac{1}{2} \left[\frac{(1 + J_0(\phi_m))^2}{2} + \sum_{n=1}^N J_{2n}^2(\phi_m) \right] \quad (11)$$

na qual N é o número de harmônicas da função de transferência do GFO.

Após o fotodetector, a densidade espectral do ruído de intensidade se soma com a densidade espectral do ruído *Shot*, isto é,

$$\eta_3 = \eta_2 + \eta_{\text{SHOT}} \quad (12)$$

O bloco de acoplamento AC é utilizado para obter $I_D^{AC}(t)$ a partir do sinal $I_D(t)$. Este bloco também é importante para remover as componentes de ruído de baixa frequência, as quais poderiam degradar o sinal S_{OUT} após o filtro passa-baixa.

A densidade espectral de ruído após o fotodetector, η_3 , é então multiplicada pelo sinal demodulador. A multiplicação leva as componentes de ruído centradas em torno das harmônicas do sinal demodulador para a faixa de frequências definida pela frequência de corte do filtro passa-baixa, Δf_B . Considerando que o sinal demodulador pode ser escrito genericamente como um somatório de senos, com frequências múltiplas ímpares da frequência de modulação, tem-se

$$D(t) = \sum_{n=1}^{N_d} k_n \sin \left[2\pi(2n-1)f_m t \right] \quad (13)$$

na qual k_n define a amplitude da n -ésima harmônica do sinal demodulado e N_d define o número de harmônicas do sinal $D(t)$.

Mostra-se que o valor RMS do sinal S_{OUT} , devido aos ruídos avaliados será tal que,

$$S_{\text{OUT}}^{\text{NOISE}} = \frac{1}{I_0 \left[1 + J_0(\phi_m) \right]} \left[2\eta_3 \Delta f_B \sum_{n=1}^{N_d} k_n^2 \right]^{1/2} \quad (14)$$

Para a técnica de demodulação da primeira harmônica do sinal $I_D^{AC}(t)$, realizada pelo *Lock-In*, tem-se que $N_d=1$ e $k_1=1$, assim utilizando as equações (7) e (14) é possível mostrar que o mínimo desvio de fase passível de ser detectado por esta técnica será então,

$$\Delta\phi_S^{\text{min}} = \frac{1}{I_0 J_1(\phi_m)} \left[2(F_{\text{RMS}}^2 \eta_{\text{INT}} + \eta_{\text{SHOT}}) \Delta f_B \right]^{1/2} \quad (15)$$

Assim, avaliando-se a propagação do ruído de intensidade e do ruído *Shot*, é possível determinar qual o menor desvio de fase possível de ser obtido com uma dada técnica de demodulação síncrona.

O valor de $\Delta\phi_S^{\text{min}}$ define a resolução das medidas do desvio de fase, e quando convertido para o seu equivalente em rotação, Ω^{min} , permite definir o *RWC* (“*Random Walk Coefficient*”), parâmetro mais comum para sistemas de navegação inercial,

$$\text{RWC} = \frac{\Omega^{\text{min}}}{60\sqrt{\Delta f_B}} \equiv \left[\frac{\circ}{\sqrt{h}} \right] \quad (16)$$

Observar-se que $\Delta\phi_S^{\text{min}}$, na equação (15), deve apresentar alguma dependência com a profundidade de modulação ϕ_m . Na verdade, é possível mostrar que existe um valor ótimo para a profundidade de modulação na qual se obtém a melhor performance do GFO em questão. Para um GFO tal que, $\Delta f_B=1\text{Hz}$,

$P_0=10\mu\text{W}$, $R=0,5\text{A/W}$ e $F_5=3\text{s}$, a “técnica do *Lock-In*” apresenta a sua melhor performance para $\phi_m=2,22\text{rad}$ na qual obtém-se que $\Delta\phi_S^{\text{min}}=0,69\mu\text{rad}$, equivalente a $\Omega^{\text{min}} \sim 0,047^\circ/h$ ou um $\text{RWC}=0,00079^\circ/h^{1/2}$.

Para um GFO de alta performance, como o Honeywell GG1320, tem-se que $\text{RWC}=0,0035^\circ/h^{1/2}$, ou seja muito esforço de engenharia deve ser despendido na obtenção de resultados próximos aos limites de performance.

Não obstante as limitações impostas pelos ruídos presentes na demodulação do sinal fotodetectado, a resolução do GFO pode ser afetada pela instabilidade no chamado fator de escala eletrônico, ou a sensibilidade da técnica de demodulação, *Sens*. Para técnica do *Lock-In*, o fator de escala eletrônico é tal que,

$$\text{Sens} = \frac{J_1(\phi_m)}{1 + J_0(\phi_m)} \quad (17)$$

Observar-se que o único parâmetro capaz de afetar a sensibilidade da técnica é a profundidade de modulação ϕ_m . Na prática, este parâmetro pode apresentar variações devido tanto ao sinal elétrico que aciona o PZT quanto à deriva térmica deste elemento, sendo esta segunda variação a mais relevante. Torna-se interessante operar o GFO com uma profundidade de modulação que minimize a dependência de *Sens* com ϕ_m . Muitas vezes esta dependência pode degradar a resolução do sistema sensor de modo mais proeminente que os ruídos o fazem. Algumas técnicas de demodulação, como por exemplo a *Zero-Crossing*, apresentam um fator de escala altamente dependente da profundidade de modulação, acarretando a degradação da performance em função desta dependência.

O tópico 4 apresenta uma discussão mais detalhada sobre o compromisso existente os pontos de operação para ϕ_m e a questão da mínima resolução possível de ser obtida e a supra-citada dependência do fator de escala eletrônico.

Neste ponto, todos os conceitos importantes para o estudo de uma técnica de demodulação síncrona do sinal fotodetectado já foram apresentados, assim se inicia o estudo da performance de duas técnicas de demodulação propostas pelos autores.

2.1 Técnica #1

A primeira técnica a ser apresentada, a qual denomina-se aqui de técnica #1, foi desenvolvida através da observação de algumas características apresentadas pelo sinal $I_D(t)$ com relação ao desvio de fase $\Delta\phi_S$ [6,7].

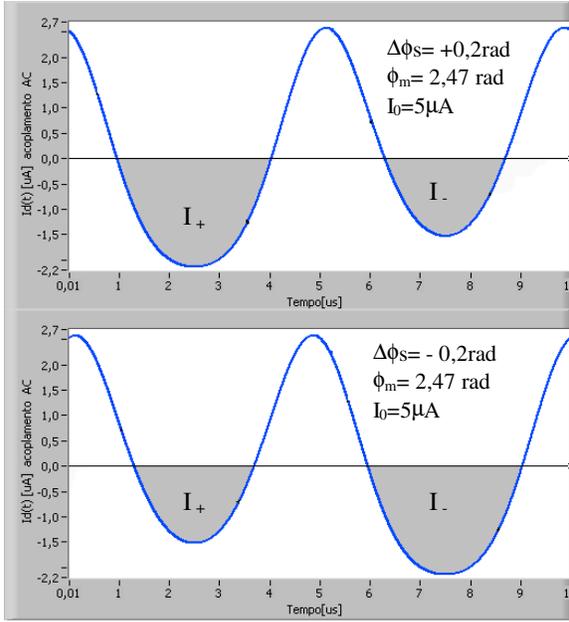


Figura 4. Sinal $I_D(t)$ para diferentes valores do desvio de fase.

A figura 4 apresenta o comportamento da corrente fotodetectada para dois valores distintos de $\Delta\phi_s$. É possível observar que as áreas I_+ e I_- variam com o desvio de fase de *Sagnac*. Assim, a técnica #1 utiliza um sinal de demodulação capaz de, após o bloco multiplicador, isolar estas áreas de um modo útil para que o sinal de saída S_{OUT} represente a dependência com $\Delta\phi_s$. O sinal de demodulação utilizado é tal que,

$$D(t) = \sum_{n=1}^{Nd} k \sin\left[2\pi(2n-1)f_m t\right] \quad (18)$$

na qual

$$k_n = (-1)^{n-1} \frac{4}{(2n-1)\pi} \sin\left[(2n-1)\frac{2\pi f_m T}{2}\right] \quad (19)$$

$$T_1 = \frac{2}{\omega_m} \arccos\left[\frac{\arccos[J_0(\phi_m)]}{\phi_m}\right] \quad (20)$$

Tal como feito para a técnica do *Lock-In*, é possível mostrar que o sinal de saída para a técnica #1 será,

$$S_{OUT} = \left\{ \frac{1}{1+J_0(\phi_m)} \sum_{n=1}^N k J_{2n-1}(\phi_m) \right\} \Delta\phi_s = Sens^{\#1} \Delta\phi_s \quad (21)$$

na qual $Sens^{\#1}$ é o fator de escala eletrônico para a técnica #1.

Propagando o ruído de intensidade e o ruído *Shot*, pelo esquema de demodulação, é possível mostrar que o valor RMS do sinal S_{OUT} devido a estes ruídos, será dado por

$$S_{NOISE} = \frac{1}{I_0 \left(1+J_0(\phi_m)\right)} \left[2\eta_3 \Delta f_B \sum_{n=1}^N k^2 \right]^{1/2} \quad (22)$$

Utilizando-se as equações (21) e (22) verifica-se que o mínimo desvio de fase passível de ser obtido com a técnica #1 é tal que,

$$\Delta\phi_s^{\min} = \frac{1}{I_0 \sum_{n=1}^N k J_{2n-1}(\phi_m)} \left[2\eta_3 \Delta f_B \sum_{n=1}^N k^2 \right]^{1/2} \quad (23)$$

Para um GFO com, $\Delta f_B = 1\text{Hz}$, $P_0 = 10\mu\text{W}$, $R = 0,5\text{A/W}$ e $F_S = 3\text{s}$ é possível mostrar que a técnica #1 apresenta sua melhor performance para uma profundidade de modulação, $\phi_m = 2,13\text{rad}$ com uma resolução de $\Delta\phi_s^{\min} = 0,80\mu\text{rad}$, é equivalente a uma rotação de $\Omega^{\min} \sim 0,055^\circ/\text{h}$ ou um $RWC = 0,00096^\circ/\text{h}^{1/2}$.

2.2 Técnica #2

A segunda técnica de demodulação proposta, a qual denomina-se aqui de técnica #2, se preocupa em proporcionar uma diminuição da degradação do sinal de saída através da utilização da componente AC do

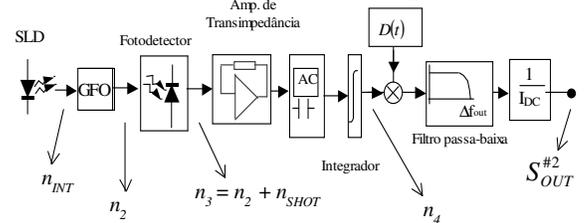


Figura 5. Esquema de demodulação para o sinal integrado.

sinal fotodetectado integrada ao longo do tempo. A figura 5 apresenta o esquema de demodulação utilizado pela técnica #2. O bloco integrador realiza a integral de $I_D^{AC}(t)$, a qual então será demodulada.

A partir da equação (4) é possível mostrar que a integral, ao longo do tempo, da componente AC do sinal fotodetectado é tal que,

$$\int I_D^{AC}(t) dt = \frac{I_0}{2\pi f_m} \left\{ \cos(\Delta\phi_s) \sum_{n=1}^N \frac{J_{2n}(\phi_m)}{2n} \sin(4n\pi f_m t) \right\} + \frac{I_0}{2\pi f_m} \left\{ \sin(\Delta\phi_s) \sum_{n=1}^N \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{2n-1} \cos(2\pi(2n-1)f_m t) \right\} \quad (24)$$

A figura 6 apresenta o comportamento no tempo da integral da componente AC do sinal fotodetectado para dois valores do desvio de fase de *Sagnac*. Para fins de análise, considera-se um integrador ideal, com ganho unitário na frequência de modulação f_m .

A técnica #2 de demodulação utiliza a dependência das áreas A_+ e A_- com $\Delta\phi_s$ para obter

um sinal de saída S_{OUT} proporcional ao desvio de fase. A técnica #2 utiliza um sinal de demodulação que, após o bloco multiplicador, isola estas áreas de modo útil para que o sinal de saída seja sensível ao desvio de fase. O sinal de demodulação, utilizado na técnica #2, é tal que,

$$D(t) = \sum_{n=1}^{Nd} k_n \cos[2\pi(2n-1)f_m t] \quad (25)$$

na qual,

$$k_n = \frac{4}{(2n-1)\pi} (-1)^{n-1} \quad (26)$$

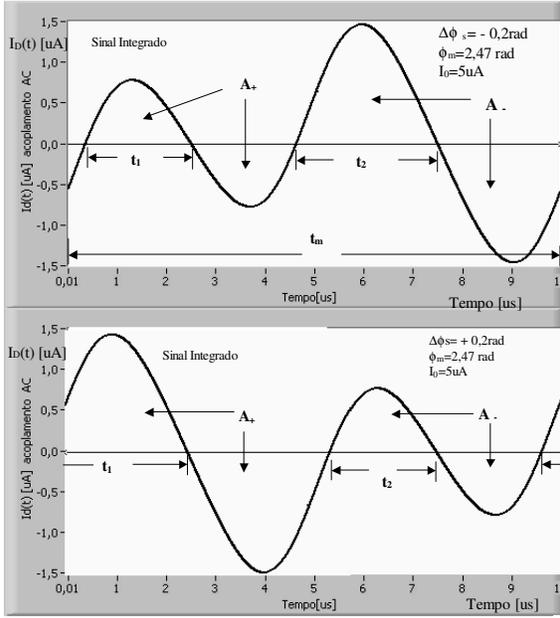


Figura 6. Integral de $I_D^{AC}(t)$ ao longo do tempo para dois valores diferentes do desvio de fase.

Utilizando a equação (24) e (25) é possível mostrar que o sinal de saída do esquema demodulador é tal que,

$$S_{OUT} = \left\{ \frac{1}{1+J_0(\phi_m)} \sum_{n=1}^N k_n \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{(2n-1)} \right\} \Delta\phi_s = Sens^{\#2} \Delta\phi_s \quad (27)$$

na qual, $Sens^{\#2}$ é o fator de escala eletrônico da técnica #2.

No esquema de demodulação proposto para a técnica #2, a propagação dos ruídos deve ser realizada com cautela, tendo em vista a função de transferência do bloco integrador, o qual afeta o perfil da densidade espectral do ruído, η_3 . Assim, após o integrador, é possível mostrar que a densidade espectral de ruído, η_4 , é tal que,

$$\eta_4(f) = \frac{f}{f_m} \eta_3 \quad (28)$$

Considerando que a frequência de corte do filtro passa-baixa é muito menor que a frequência de modulação, $\Delta f_B \ll f_m$, é possível mostrar que o valor

RMS do sinal de saída devido aos ruídos avaliados será tal que,

$$S_{NOISE} = \frac{1}{I_0 \left(1 + J_0(\phi_m) \right)} \left\{ 2\Delta f_B \eta_3 \sum_{n=1}^N \frac{k_n^2}{(2n-1)} \right\}^{1/2} \quad (29)$$

Para um GFO com, $\Delta f_B = 1\text{Hz}$, $P_0 = 10\mu\text{W}$, $R = 0,5\text{A/W}$ e $F_S = 3\text{s}$ é possível mostrar que a técnica #2 apresenta sua melhor performance para uma profundidade de modulação, $\phi_m = 2,17\text{rad}$ com uma resolução de $\Delta\phi_s^{\text{min}} = 0,73\mu\text{rad}$, equivalente a uma rotação de $\Omega^{\text{min}} \sim 0,050^\circ/\text{h}$ ou um $RWC = 0,00084^\circ/\text{h}^{1/2}$.

3. Análise Comparativa entre as Técnicas de Demodulação.

Faz-se aqui uma comparação entre as três técnicas analógicas discutidas. Como citado anteriormente, as saídas dos sistemas detectores são divididas pelo valor DC da corrente do fotodiodo. Além de se conseguir a dessensibilização do fator de escala em relação às variações da potência óptica, o parâmetro I_{DC} é uma grandeza fácil de ser medida.

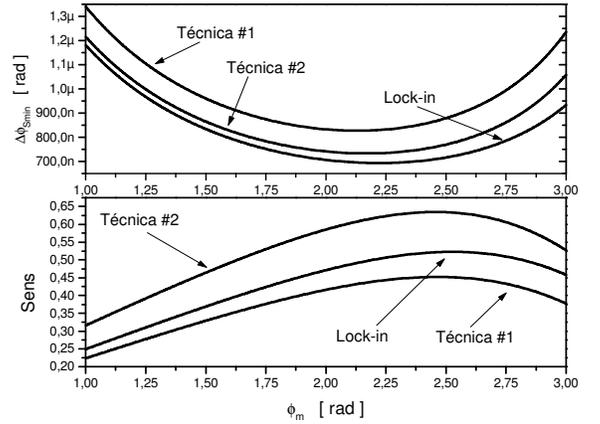


Figura 7. Gráficos de $\Delta\phi_s^{\text{min}}$ e fator de escala eletrônico em função da profundidade de modulação ($P_0 = 10\mu\text{W}$, $R = 0,5\text{A/W}$).

Pode-se observar na figura 7 que as sensibilidades das três técnicas apresentam um ponto de derivada nula com relação à profundidade de modulação. Isto é interessante, pois operando-se nesse ponto, variações em ϕ_m afetam menos o fator de escala eletrônico. Na figura 7 também se pode observar o comportamento do menor desvio fase de Sagnac detectável pelas técnicas, em função da profundidade de modulação. Pode-se verificar que os pontos de mínimo destas curvas, são levemente deslocados em relação aos pontos de máximo das curvas de sensibilidade. A tabela 1 ilustra os valores de $\Delta\phi_s^{\text{min}}$ para e os respectivos valores da profundidade de modulação na qual se obtém a

máxima sensibilidade e o menor desvio de fase detectável.

Pela tabela 1 observa-se que o mínimo sinal detectável se degrada muito pouco quando se opera na profundidade de modulação que fornece o maior fator de escala eletrônico. Assim, em virtude da influência de ϕ_m sobre o fator de escala eletrônico, o melhor compromisso está em operar com um valor para ϕ_m em que as sensibilidades apresentam seus máximos.

Outro ponto de comparação está no porque se trabalhar com o sinal integrado do GFO (Técnica #2). A figura 8 mostra o mínimo sinal detectável pelas três técnicas em função da máxima potência óptica detectada. Observa-se que a melhor performance será alcançada pelo *Lock-In*. A técnica #1 [6] possui o limite teórico também mostrado na figura 8. Normalizando a diferença entre as performances do *Lock-In* e da técnica #1, do ponto de vista no menor sinal detectável, a técnica #2 apresentou uma melhora de 64%. Além disso, a técnica #2 possui sensibilidade 40% maior que a da técnica #1. Estas observações justificam a implementação da técnica #2. Além disso, a técnica #2 pode ser implementada eletronicamente a partir de pequenas alterações no circuito eletrônico utilizado pela técnica #1. Esta última já implementada experimentalmente.

Tabela 1: Valores de $\Delta\phi_s^{min}$ para ϕ_m nas posições de máxima sensibilidade e de menor $\Delta\phi_s^{min}$.

Técnica	ϕ_m [rad]		$\Delta\phi_s^{min}$ [μ rad]	
	$\Delta\phi_s^{min}$ ótimo	Sens. Max.	$\Delta\phi_s^{min}$ ótimo	Sens. Max.
Lock-In	2,223	2,528	0,690	0,742
TÉCNICA #1	2,130	2,466	0,827	0,869
Técnica #2	2,170	2,458	0,754	0,782

Para as técnicas de *Zero-Crossing*, demodular o sinal integrado da componente AC da corrente fotodetectada, significa obter uma maior sensibilidade, principalmente em vista dos pequenos desvios de fase necessários para GFOs de alta performance.

Dois fatores podem ser identificados como limitadores do desempenho de um GFO, primeiramente o ruído de intensidade impõe um limite para o mínimo desvio de fase detectável. Assim, técnicas que explorem a redução da contribuição deste ruído no processo de demodulação são importantes para o avanço na performance do GFO. A redução do ruído de intensidade também pode ser obtida com o aumento da largura espectral da fonte luminosa utilizada no GFO.

Um outro fator interessante para a melhoria no desempenho de um GFO consiste na elevação do fator de escala óptico do GFO, através do aumento do comprimento da fibra óptica, ou do diâmetro da bobina sensor. No entanto tais alterações podem afetar a máxima potência detectada, levando a uma situação de compromisso entre o desempenho e o fator de escala óptico.

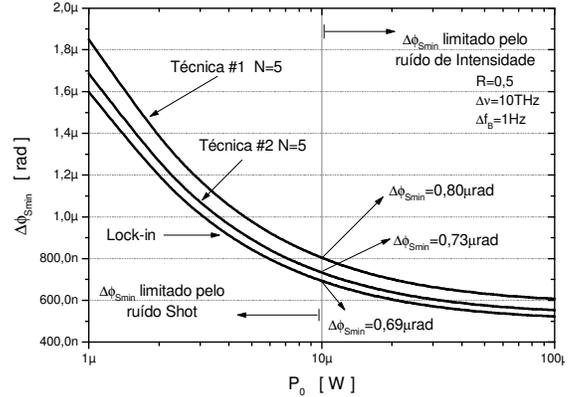


Figura 8.: Gráficos de $\Delta\phi_s^{min}$ em função da potência óptica.

4. Conclusões

Neste trabalho estudou-se a influência dos ruídos majoritários presentes na demodulação síncrona do sinal óptico proveniente de girômetros a fibra óptica baseados no interferômetro de *Sagnac*.

As duas técnicas de demodulação propostas foram avaliadas tendo como referência a demodulação síncrona da primeira harmônica do sinal fotodetectado (Técnica *Lock-In*). As comparações mostram que as técnicas propostas permitem alcançar desempenhos semelhantes aos obtidos com a técnica de referência.

Diversos aspectos que são capazes de influenciar o desempenho de um GFO não foram contemplados neste estudo, entre elas tem-se as variações no fator de escala geométrico, os efeitos de segunda ordem causados pela distorção harmônica do sinal que aciona o PZT, os efeitos de segunda ordem causados pelo *jitter* na frequência de modulação e a influência de campos magnéticos nas medidas obtidas.

Trabalhos futuros devem contemplar estudos experimentais relativos às técnicas propostas operando conjuntamente com os GFOs desenvolvidos pelo IEAv/CTA.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer à Divisão de Fotônica do Instituto de Estudos Avançados do Centro Técnico Aeroespacial, pela cooperação que contribuiu para o desenvolvimento e continuidade deste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] Burns, W. K., "Optical Fiber Rotation sensing", Academic Press, San Diego, 1994.
- [2] Rabelo, R. C., de Carvalho, R. T. e Blake, J., "SNR enhancement of intensity noise-limited FOGs", Journal of Lightwave Technology, vol. 18, no.12, pp. 2146-2150, 2000.
- [3] Burns, W. K., Moeller, R. P. e Dandridge, A., "Excess noise in fiber gyroscope sources", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 2, no. 8, pp. 606-608, 1990.
- [4] Arruda, J. U., "Optical noise interferometry and fiber-optic sensors", Ph.D. Thesis, Texas A&M University, 1999.
- [5] Yariv, A., "Optical Electronics", Oxford Press, New York, 1991.
- [6] Ferreira, E. C. e Melo, F. F., "Uma nova técnica para a medição de sinais de giroscópios a fibra óptica", III Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial, IPQM, Rio de Janeiro, outubro/2001, pp. 54-58, mídia eletrônica.
- [7] Ferreira, E. C., "Nova técnica de processamento de sinais de girômetros a fibra óptica para sistemas de navegação inercial", Tese de Livre Docência, UNICAMP, agosto/2001.
- [8] Rodriguez, R. B. G., "Uma nova técnica de detecção de sinais de giroscópios a fibra óptica usando zero-crossing com clock síncrono", Dissertação de Mestrado, UNICAMP, junho/1999.