



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



RODRIGO MOREIRA BACURAU

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO PARA
GIROSCÓPIOS INTERFEROMÉTRICOS A FIBRA ÓPTICA DE MALHA
FECHADA

CAMPINAS
2017

RODRIGO MOREIRA BACURAU

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO PARA
GIROSCÓPIOS INTERFEROMÉTRICOS A FIBRA ÓPTICA DE MALHA
FECHADA

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

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Coorientador: Prof. Dr. Anderson Wedderhoff Spengler

Esse exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Rodrigo Moreira Bacurau, orientada pelo Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira, e coorientada pelo Prof. Dr. Anderson Wedderhoff Spengler.

CAMPINAS
2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CNPq, 141822/2014-7; CAPES, 1365730

ORCID: <http://orcid.org/http://orcid.org/00>

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

B139p Bacurau, Rodrigo Moreira, 1988-
Projeto e implementação de um sistema eletrônico para giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha fechada / Rodrigo Moreira Bacurau. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

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

1. Giroscópios. 2. Eletrônica. 3. Ruído. 4. Modulação digital. I. Ferreira, Elnatan Chagas, 1955-. II. Spengler, Anderson Wedderhoff, 1986-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Design and implementation of an electronic system for closed-loop interferometric fiber optic gyroscopes

Palavras-chave em inglês:

Gyroscopes

Electronics

Noise

Digital modulation

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Títuloção: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Elnatan Chagas Ferreira [Orientador]

Osni Lisboa

Josiel Urbaninho de Arruda

Leandro Tiago Maneira

José Antônio Siqueira Dias

Data de defesa: 22-11-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Rodrigo Moreira Bacurau RA: 134137

Data da Defesa: 22 de novembro de 2017

Título da Tese: Projeto e Implementação de um Sistema Eletrônico Para Giroscópios Interferométricos a Fibra Óptica de Malha Fechada.

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

Dr. Osni Lisbôa (Optsensys)

Dr. Josiel Urbaninho de Arruda (FUNCATE)

Prof. Dr. Leandro Tiago Manera (FEEC/UNICAMP)

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

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

Dedico este trabalho à minha família e à memória do meu avô Acenil

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar à minha família, principalmente aos meus pais Maria do Socorro e Francisco, cujo apoio incondicional tornou possível essa realização pessoal e profissional. Amo vocês.

À minha bela esposa Aldiane, por estar presente ao meu lado durante todo o doutorado, me apoiando sempre, especialmente nos momentos mais difíceis. Estamos juntos.

Ao meu orientador Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira, pela confiança, companheirismo, amizade e pela excelente orientação durante o mestrado e doutorado. Espero poder um dia retribuir para a sociedade toda a dedicação e apoio recebidos.

Ao meu coorientador Anderson Spengler, pelo apoio técnico dado durante o desenvolvimento deste projeto e pela amizade.

A todos colegas da UNICAMP que desenvolveram, sob orientação do Prof. Elnatan, teses e dissertações no tema giroscópios interferométricos a fibra óptica. O sucesso desse trabalho também é resultado do trabalho de vocês, obrigado.

Aos colegas, professores da UNICAMP e em especial, aos amigos do “DEMIC”: Adelson, Alcides, Anderson, Bernadete, Débora, Eliane, Flávio, Hugo, Heitor, Luis, Marllon, Marcelo, Maurício, Paulo, Paulão, Pedro, Prof. Marco, Reynaldo, Sérgio, Tércio, Tisciane e Wellington que acompanharam e de alguma forma contribuíram com a realização deste trabalho. Agradeço também ao Prof. Siqueira pela ajuda, conselhos e companheirismo. Agradeço em especial ao meu amigo Alex, por ser um parceiro de vida e de trabalho; o desenvolvimento dessa tese e dos artigos foi muito mais fácil com o seu apoio.

A todos da empresa Optsensys, que gentilmente cedeu o conjunto óptico utilizado no desenvolvimento desse projeto; em especial ao Dr. Osni Lisboa, pela atenção e pelo suporte técnico e científico. Espero e acredito que essa parceria ainda dará muitos outros frutos.

Ao Dr. Fausto de Oliveira Ramos do DCTA/IAE/ASE-C pelo apoio ao projeto através da disponibilização dos melhores e mais completos laboratórios para ensaios de giroscópios no Brasil: o laboratório de Identificação, Navegação Controle e Simulação –

LINCS. Agradeço também ao Ferri pelo apoio técnico e paciência durante a realização dos ensaios.

Aos membros da banca examinadora, Dr. Osni Lisbôa, Dr. Josiel Urbaninho de Arruda, Dr. Leandro Tiago Manera, Dr. José Antônio Siqueira Dias pela disponibilidade e valiosas contribuições dadas.

À nossa querida ex-secretária de departamento, Ester, pelo agradável convívio e apoio aos alunos, e à "Jaque", nossa atual secretária, pela alegria contagiante e apoio.

Aos meus amigos Felipe, Kécia, Serginho e Willian; mesmo distantes, parte de vocês vive em mim.

Aos meus eternos orientadores e amigos da UNIVASF Profs. Brauliro, Fabrício e Ricardo. Obrigado pelo apoio que vocês continuam me dando.

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

Light + Light does not Always give more light, but may in certain circumstances give darkness.

(Max Born)

Resumo

Os giroscópios interferométricos a fibra óptica (IFOGs) são partes fundamentais dos sistemas de navegação inercial, utilizados no controle de atitude de satélites e navegação de foguetes, submarinos, aviões e mísseis. Esses dispositivos estão sujeitos a embargos de comercialização internacional, sendo o domínio dessa tecnologia fundamental para garantia da soberania do Brasil. Nesta tese, é apresentado o desenvolvimento de um novo sistema eletrônico para IFOGs de malha fechada de classe inercial, que inclui o circuito de modulação, demodulação, controle e comunicação, bem como, novas técnicas de modulação, condicionamento e processamento de sinais. Foi realizada uma análise detalhada das não idealidades do sistema de modulação: não linearidade, modulação de intensidade do modulador opto-integrado (MIOC) e reflexões na interface MIOC/interferômetro de Sagnac. Objetivando minimizar os efeitos negativos destas não idealidades, foi proposta uma nova técnica de modulação baseada na modulação de dois níveis. Essa nova técnica preserva todas as vantagens da modulação de dois níveis clássica (não gera *offsets* significativos devido às reflexões ópticas e maximiza o fundo de escala do IFOG) e elimina sua limitação (controle do fator de escala deficiente em baixas velocidades angulares). Também é apresentado neste trabalho, um modelo teórico para o *angle random walk* (ARW) de IFOGs com modulação digital. Esse modelo permite: estimar o ARW de um giroscópio a partir de suas configurações ópticas e eletrônicas, identificar a profundidade de modulação que minimiza o ARW para uma determinada potência óptica e estimar a melhoria no ARW com o aumento da potência óptica. Além disso, o modelo proposto permite identificar quais componentes limitam o desempenho do sistema. Foi construído um circuito eletrônico completo para IFOGs, nos quais todas as técnicas propostas foram implementadas. O sistema eletrônico desenvolvido neste trabalho é consideravelmente mais simples do que os desenvolvidos anteriormente e apresenta desempenho excepcional, sendo capaz de amostrar o sinal de Sagnac com excelente resolução e baixo ruído. Ensaios com o sistema desenvolvido, utilizando sinal óptico emulado, indicam que o circuito de demodulação desenvolvido é capaz de implementar giroscópios com deriva de $2,5 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\text{h}$ e ARW de $1,7 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$, valores semelhantes ao do melhor IFOG comercial da atualidade. Ensaios com o giroscópio completo, utilizando um conjunto óptico com fator de escala de 3,04 s, apresentaram

deriva de $1,9 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\text{h}$, ARW de $5,4 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$, estabilidade do fator de escala menor que 1 ppm (com temperatura constante) e erro de não linearidade máximo de ± 3 ppm (para um fundo de escala de $\pm 50 \text{ }^\circ/\text{s}$). Esses valores de desempenho são comparáveis com os dos melhores IFOGs desenvolvidos no mundo.

Palavras-chave: Giroscópio, Girômetro, IFOG, Eletrônica, Ruído, Modulação.

Abstract

Interferometric fiber-optic gyroscopes (IFOGs) are a fundamental part of inertial navigation systems used in satellite attitude control and navigation of rockets, submarines, airplanes and missiles. These devices are subject to embargoes of international commercialization and, therefore, mastering this technology is fundamental to the sovereignty of Brazil. The development of a new electronic system for inertial class closed-loop IFOGs, including the modulation, demodulation, control and communication circuit, as well as new modulation, conditioning and signal processing techniques, is presented in this thesis. A detailed analysis of the non-idealities of the modulation system (non-linearity of the modulation circuit, intensity modulation of the multi-functional integrated optical chip (MIOC) and reflections at the interface MIOC/Sagnac interferometer) was performed. Aiming to minimize the negative effects of these non-idealities, a new modulation technique based on the two-level modulation is proposed. This new technique preserves all the advantages of classical two-level modulation (it does not generate significant offsets due to optical reflections and extends IFOG's full scale) and eliminates its limitation (poor scale factor control at low angular velocity). We also present in this thesis a theoretical model for the angle random walk (ARW) of IFOGs with digital modulation. This model allows for the estimation of the ARW of a gyroscope from its optical and electronic configurations, to identify the depth of modulation that minimizes the ARW for a given optical power, and to estimate the gain in the ARW with the increase of optical power. In addition, the proposed model allows identifying which components generate performance bottleneck in the system. A complete electronic circuit for IFOGs was built in which all proposed techniques were implemented. The electronic system developed in this work is considerably simpler than others previously developed and presents exceptional performance, being able to sample the Sagnac signal with excellent resolution and low noise. Tests with the developed system, using emulated optical signal, indicate that the developed demodulation circuit is able to implement gyroscopes with bias as low as $2,5 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\text{h}$ and ARW as low as $1,7 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$, values similar to those of the best commercial IFOGs currently available. Tests with the full gyroscope (using an optical system with a scale factor of 3.04 s) showed a bias of $1,9 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\text{h}$, ARW of $5,4 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$, scale factor stability of less than 1 ppm (constant

temperature) and a maximum non-linearity error of ± 3 ppm (for a full scale of ± 50 °/s). These performance figures are comparable to those of the best developed IFOGs in the world.

Keywords: Gyroscope, Gyro, IFOG, Electronics, Noise, Modulation.

Lista de Figuras

Figura 1. Malha interferométrica utilizada para demonstrar o efeito de Sagnac [21].	30
Figura 2. Feixes contrapropagantes em uma malha circular de fibra óptica: (a) com rotação igual a zero e (b) com rotação diferente de zero [8].	31
Figura 3. Curva de saída de um interferômetro a fibra óptica representando a corrente de saída do fotodetector em função da defasagem de Sagnac.	33
Figura 4. Configuração clássica IFOG [10].	35
Figura 5. Sinal de saída de um giroscópio óptico com modulação senoidal.	36
Figura 6. Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [13].	39
Figura 7. Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo) [13].	40
Figura 8. Imagens do osciloscópio mostrando o sinal de modulação (traço superior) e do sinal de saída do interferômetro (traço inferior) do giroscópio proposto em [39] quando: a) o ganho de 2π é menor do que o ideal, b) o ganho de 2π está corretamente ajustado e c) o ganho de 2π é maior do que o ideal.	42
Figura 9. Modulação de 4 níveis e sinal de saída: (a) sinal de saída quando não há erro na profundidade de modulação e o giroscópio é mantido em repouso; (b) sinal de saída quando há desvio na profundidade de modulação e o giroscópio é mantido em repouso e (c) sinal de saída quando o giroscópio é submetido a rotação, mas não há erro na profundidade de modulação [41].	44
Figura 10. Modulação de 4 níveis modificada: (a) níveis de tensão aplicados no modulador e (b) defasagens induzidas [13].	45
Figura 11. Modulação de quatro níveis modificada e sinal de saída do giroscópio: (a) giroscópio em repouso e (b) giroscópio submetido à rotação [45].	45
Figura 12. Modulação de quatro níveis e seis fases [13].	48
Figura 13. Modulação de quatro níveis e seis fases modificada [13].	48
Figura 14. Comparação de desempenho das tecnologias de giroscópios comerciais em 2012 [2].	53
Figura 15. Diagrama esquemático simplificado do sistema eletrônico de IFOGs.	56
Figura 16. Primeira versão do circuito eletrônico para IFOGs.	58
Figura 17. Diagrama esquemático dos componentes digitais do sistema eletrônico para giroscópios.	59
Figura 18. Diagrama esquemático do circuito de aquisição do IFOG desenvolvido.	61
Figura 19. Ganho do amplificador de transimpedância do circuito de modulação (normalizado pelo resistor de realimentação): (a) sem capacitância na malha de realimentação; (b) com uma capacitância de 100 fF, (c) com uma capacitância de 200 fF e (d) com uma capacitância de 500 fF.	64

Figura 20. Ganho de tensão do amplificador de transimpedância do circuito de modulação: (a) sem capacitância na malha de realimentação; (b) com uma capacitância de 100 fF, (c) com uma capacitância de 200 fF e (d) com uma capacitância de 500 fF.....	65
Figura 21. Sinal de saída do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição do IFOG (sinal amarelo): (a) com uma capacitância de 250 fF na malha de realimentação e (b) com uma capacitância de 500 fF na malha de realimentação.....	66
Figura 22. Sinal de modulação (verde) e sinal saída do amplificador de transimpedância (amarelo).....	68
Figura 23. Sinal de modulação (verde), sinal de entrada do conversor AD do circuito de demodulação (amarelo), sinal de controle de início de conversão (ciano) e sinal de indicação de fim de conversão (magenta) – amplificador de transimpedância com ganho de 100 k: (a) transições entre fases de modulação (b) detalhamento da transição de fases.	69
Figura 24. Sinal de modulação (verde), sinal de entrada do conversor AD do circuito de demodulação (amarelo), sinal de controle de início de conversão (ciano) e sinal de indicação de fim de conversão (magenta) – amplificador de transimpedância com ganho de 200 k: (a) transições entre fases de modulação (b) detalhamento da transição de fases.	70
Figura 25. Sinal de modulação (verde), sinal de entrada do conversor AD do circuito de demodulação (amarelo), sinal de controle de início de conversão (ciano) e sinal de indicação de fim de conversão (magenta) – amplificador de transimpedância com ganho de 300 k: (a) transição sem <i>reset</i> (b) transição com <i>reset</i>	71
Figura 26. Diagrama simplificado do circuito de modulação de IFOGs de malha fechada.....	72
Figura 27. Não linearidade integral inicial do circuito de modulação.	76
Figura 28. Não linearidade integral do circuito de modulação com a substituição de vários componentes.	77
Figura 29. Não linearidade integral das duas opções de DA de 16 <i>bits</i> utilizados no modulador: (a) AD5543 [68] e (b) DAC8811 [72].	77
Figura 30. Não linearidade integral do circuito de modulação usando apenas $\frac{1}{4}$ da excursão do AD.....	78
Figura 31. Resultado do ensaio de medição da modulação de intensidade do MIOC.....	80
Figura 32. Rotação equivalente causada pela modulação de intensidade.	81
Figura 33. Reflexões na interface do MIOC com a bobina de fibra óptica.	81
Figura 34. Modulação utilizada para verificação do efeito da reflexão na interface MIOC/bobina de fibra óptica.	84
Figura 35. Variação de potência óptica nas Fases 3 a 8 em função da amplitude das Fases 1 e 2.....	85
Figura 36. Interferência das Fases 1 e 2 na medida da defasagem de Sagnac nas demais fases.	85
Figura 37. Versão preliminar (PCB face dupla) da segunda versão do circuito eletrônico para IFOGs: (a) face superior e (b) face inferior.	87

Figura 38. Versão final (PCB 4 camadas) da segunda versão do circuito eletrônico para IFOGs: (a) face superior e (b) face inferior.	87
Figura 39. <i>Layers</i> da versão final da PCB do circuito eletrônico para IFOGs: (a) primeira <i>layer</i> (circuitos analógicos), (b) segunda <i>layer</i> (plano de terra), (c) terceira <i>layer</i> (plano de alimentação) e (d) quarta <i>layer</i> (circuitos digitais).	88
Figura 40. Painel de controle do sistema de aquisição de dados do giroscópio.	93
Figura 41. Circuito eletrônico do giroscópio conectado ao emulador do sistema óptico.	94
Figura 42. Painel de controle do sistema de emulação do conjunto óptico de giroscópios.	95
Figura 43. ARW em função da potência da fonte luminosa e a contribuição dos ruídos térmicos, <i>shot</i> e de intensidade [79].	100
Figura 44. Curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e ruído <i>shot</i> em função da profundidade de modulação [1].	101
Figura 45. Curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e do <i>excess photon noise</i> em função da profundidade de modulação [1].	102
Figura 46. Curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e ruído térmico em função da profundidade de modulação [1].	102
Figura 47. ARW de um IFOG em função da profundidade de modulação para diferentes valores de potência luminosa [81].	103
Figura 48. ARW de um IFOG em função da potência recebida pelo fotodetector para diferentes valores de profundidade de modulação [81].	103
Figura 49. ARW de um IFOG em função da profundidade de modulação para diferentes valores de resistor de transimpedância [81].	103
Figura 50. Sinal obtido pelo circuito de aquisição de um IFOG de malha fechada com modulação de 2 níveis.	106
Figura 51. Processo de demodulação do sinal do giroscópio com modulação de 2 níveis.	107
Figura 52. Sinais de modulação e de saída do giroscópio.	108
Figura 53. Densidades espectrais dos ruídos de tensão e corrente do Amp-Op utilizado na implementação do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição do IFOG desenvolvido (OPA2356 [67]).	111
Figura 54. Densidade espectral dos ruídos presentes no IFOG em função da profundidade de modulação.	112
Figura 55. Tensão de saída do amplificador de transimpedância e sensibilidade do demodulador em função da profundidade de modulação.	115
Figura 56. ARW teórico e pontos medidos para o IFOG desenvolvido.	115
Figura 57. ARW em função da potência óptica incidente no fotodetector e da profundidade de modulação.	117
Figura 58. ARW do giroscópio na profundidade de modulação ótima em função da potência óptica incidente no fotodetector.	117

Figura 59. Modulação de dois níveis e dois períodos e a defasagem induzida por essa modulação.....	121
Figura 60. Defasagem induzida pela modulação de dois níveis e dois períodos e sinal de saída do giroscópio em duas situações: rotação nula e profundidade de modulação ajustada (sinal azul) e rotação diferente de zero e profundidade de modulação ajustada (sinal vermelho).....	122
Figura 61. Defasagem induzida pela modulação de dois níveis e dois períodos e sinal de saída do giroscópio quando a profundidade de modulação está desajustada.....	123
Figura 62. Velocidade angular e temperatura do circuito eletrônico do giroscópio em ensaio estático, com sinal óptico emulado.....	130
Figura 63. Curva da Variância de Allan para giroscópio com sinal óptico emulado.	131
Figura 64. Espectro da velocidade angular em ensaio estático, com sinal óptico emulado: (a) com o modulador ligado e (b) com o modulador desabilitado.....	132
Figura 65. Resultados dos ensaios para verificação de zona-morta.....	133
Figura 66. Diagrama esquemático do giroscópio completo.....	134
Figura 67. Sistema óptico: (a) bobina de fibra óptica e circuito de condicionamento do laser e (b) sistema encapsulado em caixa metálica.....	135
Figura 68. Montagem experimental dos ensaios estáticos com o giroscópio.....	136
Figura 69. Sinal de saída do giroscópio quando submetido à inversão de rotação.	136
Figura 70. Velocidade angular e temperatura do giroscópio adquiridos em ensaio estático para análise através de Variância de Allan.	138
Figura 71. Espectro da velocidade angular em ensaio estático para o giroscópio completo: (a) frequência de 0 a 50 Hz e (b) detalhes na frequência de 0 a 10 Hz.	139
Figura 72. Curva Variância de Allan do giroscópio completo em ensaio estático.	139
Figura 73. Montagem do giroscópio na mesa rotativa para ensaios dinâmicos.....	140
Figura 74. Resultado do ensaio para verificação da dependência térmica e estabilidade do fator de escala do giroscópio.....	141
Figura 75. Dados utilizados para verificação da estabilidade do fator de escala do giroscópio.....	142
Figura 76. Segmento do ensaio para verificação da dependência térmica do giroscópio.....	144
Figura 77. Velocidade angular em função da temperatura.	145
Figura 78. Sinal de saída do giroscópio no ensaio de linearidade (± 59 °/s).....	148
Figura 79. Erro de não linearidade com relação ao fundo de escala (± 59 °/s).....	148
Figura 80. Erro de não linearidade com relação ao fundo de escala (± 50 °/s).....	149
Figura 81. Erro de não linearidade com relação ao fundo de escala (± 50 °/s), segundo ensaio.	150
Figura 82. Diagrama esquemático do circuito de alimentação do IFOG desenvolvido..	166

Figura 83. Diagrama esquemático do circuito de controle e comunicação do IFOG desenvolvido.....	167
Figura 84. Diagrama esquemático do circuito de aquisição do IFOG desenvolvido.....	168
Figura 85. Diagrama esquemático do circuito de modulação do IFOG desenvolvido. ...	169
Figura 86. Diagrama esquemático do circuito de emulação do conjunto óptico de IFOGs.	170

Lista de Abreviações

AD	Analógico/Digital
AEB	Agência Espacial Brasileira
ARW	<i>Angle Random Walk</i>
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CI	Circuito Integrado
CPLD	Dispositivo Lógico Complexo Programável
CTA	Centro Técnico Aeroespacial
DA	Digital/Analógico
DCTA	Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial
DDS	Sintetizador Digital de Sinais
DEMIC	Departamento de Eletrônica e Microeletrônica
DSIF	Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTG	<i>Dinamic-Tuned Gyroscopes</i>
ED-SFS	<i>Erbium-Doped Super-Fluorescent Fiber Source</i>
FEEC	Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
FINEP	Financiadora de Estudos e Projetos
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HRG	<i>Hemispherical Resonant Gyro</i>
IAE	Instituto de Aeronáutica e Espaço
IEAv	Instituto de Estudos Avançados

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFIR	<i>Interpolated Finite Impulse Response</i>
IFOG	<i>Interferometric Fiber Optic Gyroscope</i>
InGaAs	<i>Indium Gallium Arsenide</i>
INL	<i>Integral Nonlinearity</i>
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
INS	<i>Inertial Navigation Systems</i>
ITA	Instituto Tecnológico da Aeronáutica
LINCS	Laboratório de Identificação, Navegação, Controle e Simulação
LSB	<i>Less Significant Bit</i>
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
MIOC	<i>Multi-functional Integrated Optical Chip</i>
MTCR	Regime de Controle de Tecnologia de Mísseis
PC	<i>Personal Computer</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PER	Razão de Extinção de Polarização
PNAE	Programa Nacional de Atividades Espaciais
PSD	Densidade Espectral de Ruído
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RLG	<i>Ring Laser Gyroscopes</i>
SIA	Sistemas de Navegação Inercial para Aplicação Aeroespacial
SLED	<i>Superluminescent Diode</i>
SMD	<i>Surface-Mount Technology</i>
SMG	<i>Spinning Mass Gyro</i>
SNR	Razão Sinal-Ruído

SPI	<i>Serial Peripheral Interface Bus</i>
UNICAMP	Universidade Estadual de Campinas
UNIVASF	Universidade Federal do Vale do São Francisco
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VCO	Oscilador Controlado por Tensão
VLS	Veículo Lançador de Satélites

Sumário

Capítulo 1	23
Introdução	23
1.1 Contextualização	23
1.2 Objetivos.....	26
1.3 Organização do texto.....	27
Capítulo 2	29
Giroscópios interferométricos a fibra óptica.....	29
2.1 Princípio de funcionamento de giroscópios interferométricos: Efeito Sagnac... 29	
2.2 Implementações práticas de giroscópios interferométricos a fibra óptica	33
2.2.1 Modulação dinâmica	34
2.2.2 Giroscópios de malha fechada.....	36
2.2.2.1 Modulação digital.....	38
2.3 Parâmetros de desempenho dos giroscópios interferométricos a fibra óptica.. 49	
2.4 Evolução dos giroscópios interferométricos a fibra óptica	52
Capítulo 3	55
Desenvolvimento de um novo sistema eletrônico para giroscópios interferométricos a fibra óptica.....	55
3.1 Estrutura do sistema eletrônico do giroscópio	55
3.2 Circuito de aquisição	61
3.3 Sistema de modulação	71
3.3.1 Não linearidade do circuito de modulação.....	74
3.3.2 Modulação de intensidade do modulador opto-integrado.....	79
3.3.3 Reflexões ópticas na interface do MIOC com a fibra óptica	81
3.4 Projeto da placa de circuito impresso.....	86
3.5 Sistema de aquisição de dados do giroscópio	92
3.6 Emulador do conjunto óptico do giroscópio.....	93
Capítulo 4	97
Análise de ruídos em giroscópios interferométricos a fibra óptica.....	97
4.1 Ruídos em giroscópios interferométricos a fibra óptica.....	97
4.2 Densidade espectral de ruído em giroscópios interferométricos a fibra óptica 104	
4.3 Conversão da densidade espectral de ruído do IFOG para ARW	107
4.4 Análise de ruído do giroscópio desenvolvido.....	110

Capítulo 5	120
Nova técnica de modulação digital para giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha fechada	120
5.1 Modulação de dois níveis e dois períodos.....	120
5.1.1 Excursão do sistema de modulação e rotação de fundo de escala com a modulação de dois níveis e dois períodos.....	124
Capítulo 6	129
Resultados experimentais e discussão.....	129
6.1 Ensaio com o conjunto óptico emulado	129
6.2 Ensaio com o giroscópio completo	133
6.2.1 Ensaio estático.....	135
6.2.1.1. <i>Angle random walk</i> e deriva.....	137
6.2.2 Ensaio dinâmico.....	140
6.2.2.1. Estabilidade do fator de escala.....	141
6.2.2.2. Sensibilidade térmica do fator de escala	143
6.2.2.3. Linearidade do fator de escala.....	147
Capítulo 7	153
Conclusões e trabalhos futuros.....	153
7.1 Conclusões.....	153
7.2 Trabalhos futuros.....	157
Referências	159
Apêndice A – Diagramas esquemáticos dos circuitos de aquisição, demodulação, controle, comunicação e alimentação do IFOG desenvolvido	166
Apêndice B – Diagrama esquemático do circuito eletrônico de emulação do conjunto óptico de IFOGs.....	170
Apêndice C – <i>Script</i> MATLAB desenvolvido para a análise de ruído e ARW de IFOGs	171

Capítulo 1

Introdução

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

1.1 Contextualização

Os sistemas de navegação inercial - INs (do inglês *Inertial Navigation Systems*), também conhecidos como plataformas inerciais, são dispositivos mecânicos e/ou eletrônicos capazes de determinar a posição e orientação de objetos móveis a partir da medição da aceleração linear e da velocidade angular, e a posterior integração e processamento dessas grandezas. Os INs são constituídos por acelerômetros e giroscópios (ou girômetros), usualmente um sensor de cada tipo para cada um dos eixos de medição, podendo haver elementos redundantes ou mesmo elementos adicionais como magnetômetros ou a fusão sensorial com GPS. INs são utilizados em uma grande gama de aplicações, incluindo navegação de aviões, submarinos, navios, foguetes e mísseis de cruzeiro.

Os giroscópios são partes fundamentais dos INs e, para aplicação em navegação inercial de veículos lançadores de satélites (VLSs) e controle de atitude de satélites, devem ter desempenhos excepcionais. Os giroscópios são os componentes dos sistemas de navegação inercial com requisitos mais difíceis de serem alcançados [1].

A tecnologia predominante dos giroscópios até a segunda metade do século XX era a mecânica. Esses equipamentos utilizavam a conservação de momento angular para medir a rotação [1, 2]. Na década de 1960, a marinha dos Estados Unidos iniciou o estudo de novas tecnologias para medir rotações, elas resultaram nos primeiros giroscópios

ópticos. Primeiramente, foram desenvolvidos *os Ring Laser Gyroscopes* (RLG) e depois, como desdobramento da pesquisa, os giroscópios interferométricos em fibra óptica – IFOGs (*Interferometric Fiber Optic Gyroscopes*) [2, 3].

Dentre as tecnologias utilizadas em giroscópios de alto desempenho, os giroscópios interferométricos a fibra óptica têm se mostrado uma das mais promissoras. Quando comparado com tecnologias concorrentes, como RLG, os IFOGs apresentam, em geral, melhor desempenho (menor deriva e *Angle Random Walk* (ARW)) [1, 3, 4]. Além disso, os giroscópios a fibra óptica apresentam outras vantagens quando comparados com as tecnologias concorrentes: não possuem partes móveis, podem ser produzidos em pequenas dimensões físicas, são leves, possuem tempo de vida longo, apresentam relativo baixo custo, são robustos e resistentes a impactos e vibrações mecânicas [1-5]. Essas vantagens fazem com que os giroscópios a fibra óptica sejam a escolha atual para aplicações na aviação de alto desempenho, na área militar e na indústria aeroespacial.

O domínio da tecnologia de INs e IFOGs de alto desempenho é essencial para os setores militar, naval e aeroespacial, com alto valor agregado e sujeita a embargos de comercialização internacional; embargos que vêm há muitos anos afetando o programa espacial brasileiro [6]. Os sistemas inerciais utilizados em todos os foguetes lançados pelo Brasil, foram comprados da Rússia e da França na década de 90, sob objeções do governo dos Estados Unidos. Atualmente, o governo americano continua dificultando a compra de componentes utilizados nos projetos em andamento [6]. A comercialização e o desenvolvimento de INs e seus componentes críticos, como os IFOGs, sofrem severas restrições no mercado internacional, sendo regulados pelo Regime de Controle de Tecnologia de Mísseis (MTCR, na sigla em inglês). A tecnologia de IFOGs está restrita aos Estados Unidos, Rússia, China, Coreia, Índia, Paquistão, Israel, Japão e países europeus que atuam em consórcio [7]. Dessa forma, fica evidente que o domínio da tecnologia de IFOGs é fundamental para o sucesso dos projetos aeroespaciais e militares, e para a garantia da autonomia e soberania do Brasil.

No Brasil, o desenvolvimento dos IFOGs foi iniciado no Instituto de Estudos Avançados (IEAv) do Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial (DCTA), no início da década de 1980 (naquela época denominado Centro Técnico Aeroespacial - CTA). Atualmente, a pesquisa e o desenvolvimento de IFOGs são feitos no Brasil, em parceria, por pesquisadores do IEAv, da empresa Optsensys (fundada por ex-pesquisadores do

IEAv), do Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE/DCTA), do Instituto Tecnológico da Aeronáutica (ITA), do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) e também do Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica (DSIF) da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

A UNICAMP tem atuado, desde 1997, na investigação teórica e experimental de giroscópios interferométricos a fibra óptica sob supervisão do Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira. O Dr. Elnatan concluiu sua tese de livre docência em instrumentação eletrônica intitulada “Nova Técnica de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial” em 2001 [8], e a partir de então, realizou vários projetos em parceria com o IAE, concluiu três orientações de mestrado e duas de doutorado sobre o tema. Foram concluídas as seguintes dissertações de Mestrado: “Uma nova técnica de detecção de sinais de giroscópio a fibra óptica usando '*zero-crossing*' com *clock*síncrono”, em 1999 [9]; “Estudo e Compensação da Deriva Térmica, Estabilidade do Fator de Escala e Linearização de um Circuito de Condicionamento e Processamento de Sinais de Girômetro Interferométrico a Fibra Óptica”, em 2009 [10] e “Implementação de uma nova técnica para demodulação digital de sinal de giroscópio a fibra óptica”, em 2009 [11]. Foram também concluídas as seguintes teses de doutorado: “Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica”, em 2009 [12] e “Técnica de Condicionamento e Processamento de Sinais para Girômetros a Fibra Óptica com Malha Fechada Óptica”, em 2014 [13].

Nesses trabalhos foram estudadas, propostas, e verificadas experimentalmente, diferentes técnicas de modulação, demodulação e compensação de efeitos espúrios, tanto de giroscópios de malha aberta quanto de malha fechada. Os projetos com IFOGs realizados na UNICAMP têm como característica o caráter prático das pesquisas. Esses projetos resultaram em protótipos funcionais, artigos [14, 15] e patentes [16, 17].

Para o desenvolvimento de um sistema de navegação inercial para aplicações aeroespaciais, previstas no Programa Nacional de Atividades Espaciais (PNAE), a Agência Espacial Brasileira (AEB) estabeleceu o Projeto Sistemas de Navegação Inercial para Aplicação Aeroespacial (SIA) no ano 2005. O projeto SIA foi realizado pelo IEAv, IAE, ITA, INPE, e um consórcio de cinco empresas nacionais do setor de tecnologia aeroespacial,

entre elas a Optsensys. Esse projeto foi financiado pela Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) com verbas dos Fundos Setoriais da ordem de R\$ 41.000.000,00 (quarenta e um milhões de reais) [18]. O grupo de pesquisa em IFOGs da UNICAMP, sob supervisão do professor Dr. Elnatan Chagas Ferreira, colaborou com o projeto SIA no desenvolvimento do sistema eletrônico do giroscópio interferométrico a fibra óptica utilizado no sistema de navegação inercial.

Em 2014, o diretor do INPE Leonel Perondi, declarou que a indústria espacial brasileira já domina cerca de 80% da produção de um satélite e que, o grande gargalo do programa espacial brasileiro ainda é o domínio completo do sistema de controle de atitude e de órbita de satélites, cujo giroscópio é o componente mais crítico [19].

Considerando a importância estratégica do domínio da tecnologia de IFOGs para o Brasil, o grande investimento humano e financeiro expendido na área nos últimos anos e os resultados promissores alcançados até então, é imperativa a continuidade das pesquisas em giroscópios interferométricos a fibra óptica no país. Nesse sentido, propôs-se nesse trabalho a pesquisa e construção de um novo sistema eletrônico de modulação, demodulação e controle para IFOGs de malha fechada de alto desempenho.

1.2 Objetivos

O objetivo desse trabalho foi identificar os fatores que limitam o desempenho dos IFOGs de malha fechada e desenvolver novas técnicas de modulação e de aquisição de sinais que melhorem o ARW, a deriva, a estabilidade do fator de escala e a linearidade desses sensores.

Para alcançar esses objetivos foi necessário:

- Construir um novo circuito eletrônico para modulação e aquisição de sinais de IFOGs de malha fechada que implemente as técnicas propostas e permita aquisição de sinais do IFOG com baixo ruído;
- Identificar e compreender as imperfeições do sistema de modulação do IFOG construído e propor técnicas para suprimi-las;
- Estudar as técnicas de modulação de IFOGs existentes e propor uma nova modulação que melhore o desempenho do IFOG;

- Analisar, teoricamente, as fontes de ruídos ópticos e eletrônicos presentes nos IFOGs, propor um modelo para o ARW, e validar o modelo experimentalmente com o IFOG construído;
- Identificar a profundidade de modulação que otimiza o desempenho do IFOG construído;
- Desenvolver um sistema eletrônico para emulação da parte óptica do giroscópio, permitindo assim a análise de desempenho do IFOG independentemente do conjunto óptico.

1.3 Organização do texto

O restante dessa tese está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentado o princípio de funcionamento dos giroscópios interferométricos a fibra óptica. Neste capítulo, são apresentados os princípios físicos do interferômetro de Sagnac, as técnicas de modulação dinâmica e a arquitetura dos dois tipos de giroscópios interferométricos a fibra óptica: de malha aberta e de malha fechada.

No Capítulo 3, é apresentado o projeto, construção e teste do circuito eletrônico para IFOGs de malha fechada desenvolvido. Nesse capítulo, são discutidos os detalhes técnicos do projeto, como a escolha dos componentes eletrônicos e o projeto do *layout* da placa de circuito impresso. São detalhados os circuitos de modulação, controle e demodulação do giroscópio desenvolvido. Também é apresentada uma análise detalhada das imperfeições presentes no sistema de modulação: não linearidade, modulação de intensidade do modulador opto-integrado (MIOC) e reflexões dos sinais ópticos na interface “MIOC/bobina de fibra óptica”.

No Capítulo 4, é apresentada uma análise teórica e a verificação experimental dos ruídos ópticos e eletrônicos presentes nos IFOGs. Considerando as características específicas do giroscópio desenvolvido, é apresentada uma análise do ARW em função da potência da fonte luminosa e da profundidade de modulação, permitindo a identificação da configuração que otimiza o desempenho do IFOG.

No Capítulo 5, é apresentada uma nova técnica de modulação para IFOGs de malha fechada que elimina os problemas existentes nas técnicas propostas

anteriormente, permitindo assim, a interrogação do giroscópio desenvolvido com ARW, deriva e linearidade excepcionais.

No Capítulo 6, são apresentados e discutidos os resultados dos ensaios realizados com o giroscópio construído utilizando as técnicas desenvolvidas nesse trabalho. Inicialmente, são apresentados os “ensaios estáticos”, realizados através da medição da rotação da Terra. Em seguida, são apresentados os resultados dos ensaios dinâmicos, realizados em mesas rotativas.

Por fim, no Capítulo 7, são apresentadas as conclusões da pesquisa realizada nessa tese. Também são discutidos e apresentadas propostas de trabalhos futuros que podem melhorar ainda mais o desempenho do IFOG desenvolvido.

Capítulo 2

Giroscópios interferométricos a fibra óptica

Neste capítulo, é apresentado o princípio de funcionamento dos giroscópios interferométricos a fibra óptica. Inicialmente, são descritos os princípios físicos envolvidos no funcionamento desses dispositivos. Em seguida, são apresentadas as técnicas de modulação dinâmica e a arquitetura dos dois tipos de giroscópios interferométricos a fibra óptica: de malha aberta e de malha fechada. Também são descritas as modulações dinâmicas digitais utilizadas em giroscópios de malha fechada. Por fim, são apresentados os principais parâmetros utilizados para avaliação de desempenho de giroscópios, o estado da arte dos IFOGs e os principais desafios técnicos envolvidos na construção de IFOGs de alto desempenho.

2.1 Princípio de funcionamento de giroscópios interferométricos: Efeito Sagnac

O uso da luz para medição de rotação foi proposto em 1911 por Max von Laue e demonstrado pela primeira vez em 1913 por George Sagnac [20]. Sagnac mostrou que duas ondas que se propagam em direções opostas em uma malha interferométrica adquirem uma diferença de fase quando o interferômetro sofre rotação em seu eixo (Figura 1); esse fenômeno foi denominado efeito Sagnac. Essa diferença de fase se deve ao aumento do caminho percorrido por um dos feixes e a diminuição do caminho percorrido pelo feixe contrapropagante e é, portanto, proporcional à rotação absoluta.

capacidade de eliminar efeitos ambientais na malha interferométrica é um dos principais fatores que determinam a qualidade do girômetro. Uma das formas mais eficazes de eliminar ou minimizar esses efeitos espúrios, é fazendo com que as duas ondas contrapropagantes passem pelo mesmo caminho óptico, de forma que, ambas sofrerão os mesmos efeitos ambientais ao longo do caminho, que por fim virão, em sua maioria, a se cancelar mutuamente, conforme o princípio da reciprocidade [25]. Várias técnicas aplicadas na construção da bobina de fibra óptica utilizada no girômetro, como por exemplo, o emprego da geometria octopolar, visam o autocancelamento de efeitos externos [26].

O efeito de Sagnac em uma bobina de fibra óptica pode ser explicado através da observação da dinâmica dos feixes de luz no interior da fibra. A Figura 2 representa o funcionamento de um interferômetro hipotético contendo somente uma volta de fibra óptica.

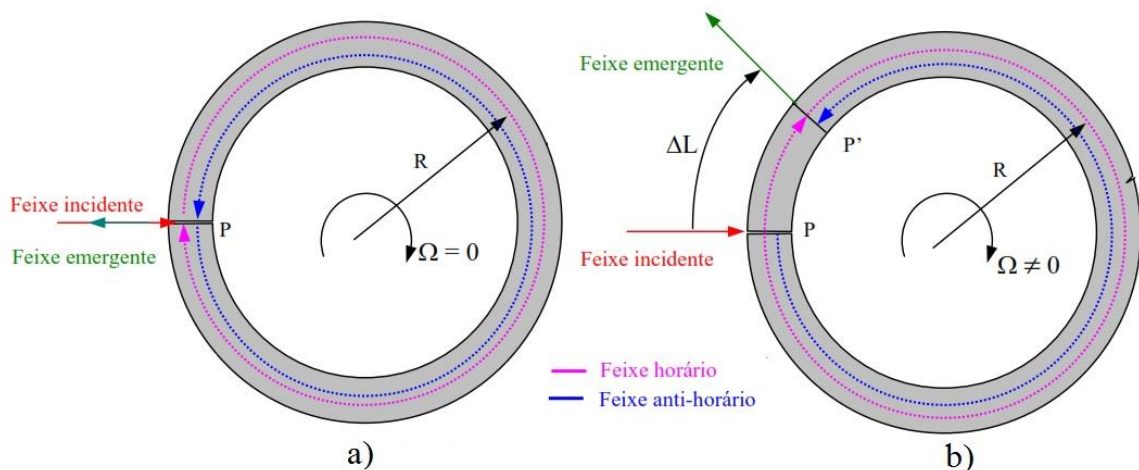


Figura 2. Feixes contrapropagantes em uma malha circular de fibra óptica: (a) com rotação igual a zero e (b) com rotação diferente de zero [8].

O feixe luminoso incidente é dividido em dois e inseridos no ponto P da malha interferométrica, de forma que cada um dos feixes se propaguem em direções opostas. Quando o interferômetro não sofre rotação do seu eixo (Figura 2 a)), os caminhos percorridos pelas ondas contrapropagantes são iguais, e como os feixes luminosos possuem a mesma velocidade c em ambas as direções, ambos se encontram no ponto de injeção em fase após o tempo de trânsito $\tau = 2\pi R/c$. Quando o eixo do interferômetro é rotacionado com velocidade Ω (Figura 2 b)), o ponto P se move para o ponto P' durante o tempo de propagação τ formando um ângulo $\Omega\tau$. A diferença do tempo de propagação dos feixes contrapropagantes é dada por:

$$\Delta\tau = \frac{(2\pi + \Omega\tau)R}{c} - \frac{(2\pi - \Omega\tau)R}{c} = \frac{2\Omega\tau R}{c}. \quad (1)$$

Substituindo τ por $2\pi R/c$, tem-se:

$$\Delta\tau = \frac{4\pi R^2 \Omega}{c^2} = \frac{4A\Omega}{c^2}, \quad (2)$$

em que, A é a área da malha circular. Para uma onda de frequência ω , essa diferença de tempo resulta em uma diferença de fase de:

$$\Delta\phi = \omega\Delta\tau = \frac{4A\Omega\omega}{c^2}. \quad (3)$$

Essa equação pode ser reescrita em termos do comprimento total da fibra L , do diâmetro da malha circular D , e do comprimento de onda da luz no meio λ , resultando em:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi LD}{\lambda c} \Omega = F_s \Omega, \quad (4)$$

em que, F_s é o fator de escala óptico do giroscópio. O fator de escala relaciona a defasagem de Sagnac ($\Delta\phi$) com a velocidade angular que o interferômetro é submetido (Ω), e possui unidade de tempo. Quanto maior é o fator de escala, maior é a sensibilidade do giroscópio.

A Equação (4), deduzida para um interferômetro à fibra óptica com um único *loop*, também é válida para um interferômetro com um número de voltas qualquer [21].

Como pode ser visto na Equação (4), o fator de escala depende do diâmetro da bobina óptica, do comprimento da fibra óptica e do comprimento de onda da fonte de luz do interferômetro. Como não é possível variar muito o comprimento de onda utilizado devido à limitação dos componentes ópticos disponíveis comercialmente, a forma prática de aumentar a sensibilidade do IFOG é através do aumento do comprimento da fibra utilizada e diâmetro da bobina. O comprimento da fibra é limitado pela perda de potência óptica, de forma que os giroscópios de alto desempenho utilizam bobinas com 1 a 5 km de fibra óptica. Há pesquisas em andamento no sentido de produzir fibras com menores perdas que permitam a construção de giroscópios maiores, com cerca de 10 km de fibra óptica [1].

Como pode ser observado na Equação (4), qualquer mudança no comprimento de onda, comprimento da fibra ou variação do diâmetro do giroscópio, fenômenos que ocorrem com a variação de temperatura, levam à mudança no fator de escala. A

estabilidade do fator de escala é de suma importância para o desempenho do giroscópio, pois qualquer mudança não compensada desse parâmetro resulta em medidas erradas da rotação, especialmente para grandes velocidades angulares. Por isso, para que não haja leituras incorretas, qualquer variação do fator de escala deve ser prontamente identificada e compensada.

Outro parâmetro importante dos IFOGs é o tempo de trânsito, que consiste no tempo necessário para que o feixe luminoso percorra toda a malha interferométrica. O tempo de trânsito é definido pela razão entre comprimento total da fibra L e a velocidade da luz na fibra c :

$$\tau = \frac{L}{c}. \quad (5)$$

2.2 Implementações práticas de giroscópios interferométricos a fibra óptica

A corrente de saída do fotodetector de um interferômetro de Sagnac é expressa por [10]:

$$I_d = \frac{I_0}{2}(1 + \cos \Delta\phi_s), \quad (6)$$

em que, I_0 é a corrente máxima de saída do fotodetector e $\Delta\phi_s$ é a defasagem de Sagnac induzida pela rotação. Na Figura 3, é apresentada a curva de resposta do interferômetro.

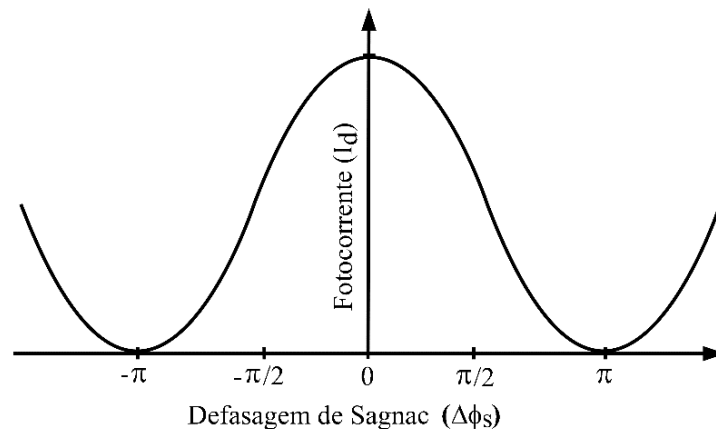


Figura 3. Curva de saída de um interferômetro a fibra óptica representando a corrente de saída do fotodetector em função da defasagem de Sagnac.

A partir da Equação (6) e da curva de resposta, é possível observar que o giroscópio interferométrico a fibra óptica possui resposta cossenoidal, o que permite inferir três importantes propriedades desse dispositivo: (i) a sensibilidade para pequenas rotações é baixa; (ii) a resposta do interferômetro é uma função par, o que impede a determinação do sentido de rotação e, (iii) a rotação é medida através da obtenção da potência do sinal óptico de saída, de forma que flutuações da potência da fonte luminosa causam erros nas medições [8].

2.2.1 Modulação dinâmica

Para eliminar os problemas anteriormente enumerados, implementações práticas de IFOGs utilizam modulação dinâmica. A modulação dinâmica desloca a resposta do interferômetro para um ponto de maior sensibilidade e permite a identificação do sentido de rotação. A modulação é feita inserindo-se no caminho óptico um modulador que gera atrasos nos sinais contrapropagantes equivalentes à defasagem de Sagnac.

O modulador óptico pode ser construído enrolando-se uma fibra óptica na superfície externa de um cilindro de material piezoelétrico cujas paredes internas e externas são cobertas de cobre. A defasagem é induzida pelo modulador através da aplicação de tensão elétrica nos terminais do dispositivo piezoelétrico, que por sua vez, induz mudanças na dimensão radial do cilindro e, conseqüentemente, variação no caminho óptico do feixe luminoso. Esse modulador deve ser instalado em uma das extremidades da bobina de fibra óptica, de forma que os feixes de luz contrapropagantes percorram o modulador em tempos diferentes, e dessa maneira, sofram defasagem não-recíproca. Na Figura 4, é apresentado o esquema de um IFOG com a inclusão do modulador de fase.

Os moduladores utilizados em IFOGs também podem ser do tipo opto-integrados – MIOC (*Multi-functional Integrated Optical Chip*) de LiNbO_3 . Esses dispositivos possuem a vantagem de operar em frequências maiores do que os compostos por cilindro piezoelétrico e fibra óptica (na ordem de 300 MHz), porém, apresentam alto custo e são de difícil aquisição devido a embargos. Os IFOGs de malha fechada (explicados a seguir), que são geralmente modulados por ondas quadradas, possuem componentes em altas frequências no sinal de modulação, e requerem, portanto, o uso de moduladores do tipo MIOC. Já os IFOGs de malha aberta que utilizam modulação senoidal, podem ser

construídos utilizando-se moduladores piezoelétricos, o que torna seu custo consideravelmente menor do que os de malha fechada.

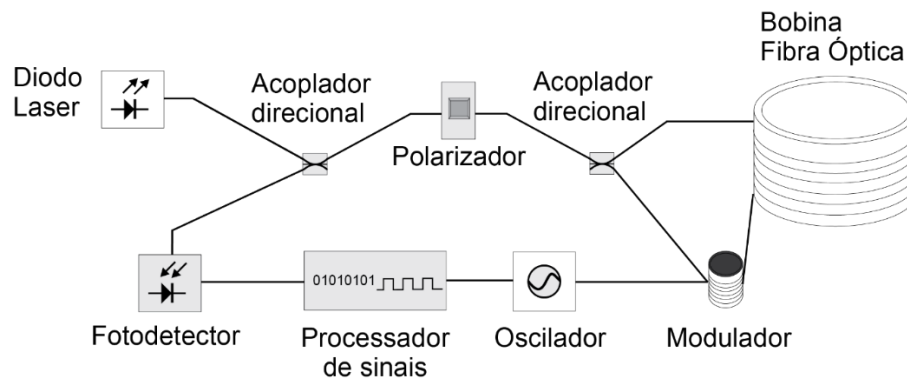


Figura 4. Configuração clássica IFOG [10].

Nos giroscópios de malha aberta, é utilizada, geralmente, modulação cossenoidal, que pode ser expressa da seguinte forma:

$$\Delta\phi(t) = \phi_m \cos(\omega_m t), \quad (7)$$

em que, ϕ_m é a profundidade de modulação e ω_m é a frequência de modulação. Tipicamente, ω_m é igual a $1/2\tau$, frequência conhecida como frequência própria do giroscópio [8]. A corrente de saída do fotodetector após a inclusão do modulador é:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s(t) + \phi_m \cos(\omega_m t))]. \quad (8)$$

A expansão dessa equação em série de Fourier, resulta em uma função dependente da função de Bessel de primeira espécie e de ordem n. Essa dedução e mais detalhes sobre o sinal de saída de giroscópios de malha aberta com modulação senoidal são apresentados em [8].

O sinal de saída de um giroscópio com modulação senoidal de frequência igual a $1/2\tau$ é apresentado na Figura 5. Observa-se que, quando não há rotação, o sinal de saída do giroscópio apresenta somente componentes harmônicos pares do sinal de modulação, ao passo que, quando submetido à rotação, o interferômetro gera componentes ímpares. Nesse tipo de giroscópio, a amplitude das harmônicas ímpares do sinal de saída é proporcional à defasagem de Sagnac e contém, portanto, a informação da velocidade angular [8].

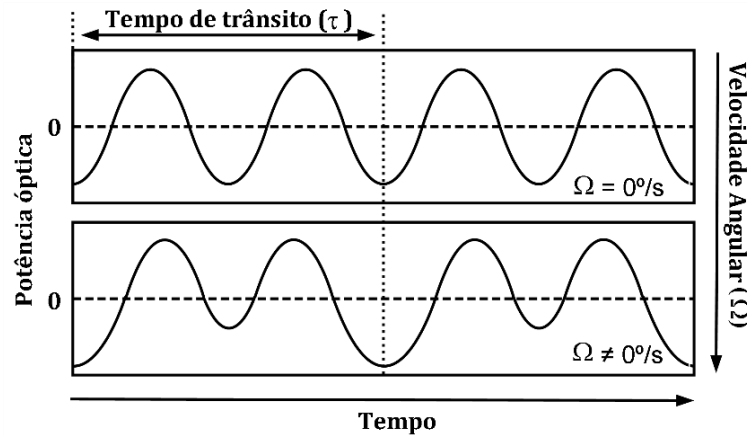


Figura 5. Sinal de saída de um giroscópio óptico com modulação senoidal.

Várias técnicas foram desenvolvidas ao longo dos anos para extrair a velocidade angular do sinal de saída de giroscópios de malha aberta: detecção síncrona utilizando amplificadores do tipo *Lock-in* [2, 27, 28]; detecção de cruzamento de zeros [9, 29]; detecção baseada na área dos semiciclos negativos [8, 14, 15]; entre outras [30].

Os giroscópios interferométricos de fibra óptica se dividem em dois grupos: de malha aberta e de malha fechada. O princípio de funcionamento dos giroscópios apresentados até aqui se refere aos dispositivos de malha aberta, pois como pôde ser observado, nesses sensores não há nenhuma realimentação utilizando o sinal medido. Nessa arquitetura, a rotação é obtida diretamente da conversão do sinal óptico em tensão elétrica. Apesar de ser utilizada até os dias de hoje, e permitir a construção de giroscópios com bom desempenho, os IFOGs de malha aberta apresentam, em geral, menor fundo de escala e linearidade do que os de malha fechada [2, 28, 30-33].

2.2.2 Giroscópios de malha fechada

Objetivando suprimir as limitações dos IFOGs de malha aberta, foram propostas diferentes arquiteturas de giroscópios de malha fechada. A malha desses IFOGs é fechada através da aplicação de um sinal de realimentação no modulador de fase óptico com intensidade proporcional ao sinal de Sagnac e sentido oposto. Esse sinal cancela a diferença de fase devida à rotação e mantém a potência óptica de saída do interferômetro no valor equivalente à rotação nula. Nos giroscópios de malha fechada, a velocidade angular é proporcional ao valor utilizado na realimentação da malha de controle para manter a rotação em zero. A técnica de malha fechada não insere nenhum componente físico na arquitetura óptica proposta para giroscópios de malha aberta.

Atualmente, tanto os giroscópios de malha aberta quanto os de malha fechada são temas de pesquisas e são produzidos por várias empresas no mundo, sendo que o primeiro possui a vantagem de ser mais simples e, conseqüentemente, apresentar menor custo, enquanto os giroscópios de malha fechada, apresentam melhor desempenho, porém maior complexidade e custo de produção.

De acordo com Bergh [33], o objetivo de se fechar a malha óptica dos giroscópios é estender para grandes velocidades angulares a performance conseguida com sistemas de malha aberta em baixas velocidades. A técnica de malha fechada permite a construção de giroscópios com saída intrinsecamente linear e com fundo de escala, em geral, superior aos de malha aberta, possibilitando assim, a construção de dispositivos com maior faixa dinâmica. Além disso, os giroscópios de malha fechada apresentam, em geral, melhor controle da profundidade de modulação e menor deriva (*bias drift*) do que os de malha aberta [2, 28, 30-33].

O primeiro giroscópio interferométrico de malha fechada foi construído em 1979 por Cahill e Udd [34]. Esse giroscópio de malha fechada, assim como os de malha aberta existentes, utilizava modulação dinâmica senoidal. A leitura do sinal utilizado pelo controlador de malha fechada era obtida através da medida da amplitude da primeira harmônica do sinal de saída do interferômetro. Esse sinal, proporcional à mudança da velocidade de rotação, era enviado a um integrador cuja tensão de saída era proporcional à velocidade de rotação. A saída do integrador era ligada a um oscilador controlado por tensão (VCO), responsável por gerar uma diferença de frequência relativa entre os feixes contrapropagantes para cancelar a diferença de fase devido à rotação. O VCO possuía uma saída digital cuja frequência era proporcional à taxa de rotação; esse sinal digital era utilizado para medição de velocidade. Esse primeiro giroscópio de malha fechada, construído com 100 m de fibra óptica enrolada em um cilindro de 27 cm de diâmetro, tinha um desempenho ruim, sendo incapaz medir rotações menores do que 0,5 °/s com um fundo de escala de 30 °/s.

Em 1981, Davis e Ezekiel construíram um giroscópio óptico de malha fechada semelhante ao proposto em [34], utilizando um modulador opto-integrado e 200 m de fibra óptica enrolada em uma bobina de 19 cm de diâmetro. Ele apresentou ruído e deriva na faixa de $0,1 \text{ }^\circ/\sqrt{h}$ e $0,1 \text{ }^\circ/h$, respectivamente [35].

Em 1983, Kim et al. propuseram uma nova técnica para giroscópios de malha fechada com modulação senoidal [36]. Nessa técnica, o sinal para anular a rotação era uma onda senoidal com frequência igual ao dobro da frequência do sinal de modulação dinâmica e a amplitude proporcional à velocidade de rotação. Dessa forma, o sinal de modulação era composto por duas senoides, uma para prover a modulação dinâmica (com frequência igual à frequência própria), somada a uma senoide com o dobro da frequência própria, amplitude proporcional à velocidade de rotação e fase contrária. Segundo os autores, essa técnica tem a vantagem de minimizar a dependência do fator de escala com o comprimento de onda da fonte de luz.

Em 1984, Kim e Shaw propuseram uma nova técnica de modulação para giroscópios de malha fechada que utilizava um sinal de modulação com formato dente de serra [37]. Nessa técnica, a defasagem de Sagnac era compensada através do controle da frequência do sinal dente de serra (o que pode ser interpretado como controle da inclinação da rampa de subida do sinal dente de serra), que era somado ao sinal de modulação senoidal. Um modulador composto por cilindro de material piezoelétrico foi utilizado na construção do primeiro giroscópio empregando essa técnica. Como esse tipo de modulador não é capaz de produzir um sinal dente de serra (devido a sua resposta em frequência limitada), o sinal dente de serra foi aproximado pela soma de dois termos senoidais. Nesse giroscópio, a velocidade angular era proporcional à frequência do sinal dente de serra. Essa técnica permite a leitura da velocidade angular com melhor linearidade do que as propostas mencionadas anteriormente. Em 1985, Ebberg e Schiffner construíram um giroscópio baseado na realimentação com sinal dente de serra utilizando um modulador opto-integrado, o que permitiu a construção de um sinal do tipo dente de serra quase ideal [38].

2.2.2.1 Modulação digital

Em 1985, Lefèvre et al. propuseram um novo tipo de modulação digital para giroscópios de malha fechada [39]. Essa modulação era composta pela soma síncrona de dois sinais: um quadrado e uma rampa digitalizada. O sinal quadrado (dois níveis) era utilizado para modular dinamicamente o giroscópio, levando-o para um ponto de operação com maior sensibilidade e permitindo a identificação do sentido de rotação. A rampa digitalizada era utilizada para fechar a malha do giroscópio, inserindo um sinal

com mesma intensidade e sentido oposto à defasagem de Sagnac, de modo a manter a saída do interferômetro com sinal equivalente à rotação nula.

Essa modulação introduziu três novos conceitos que são aplicados até hoje nos giroscópios de malha fechada: a modulação digital, a modulação dinâmica de dois níveis e o controle da profundidade de modulação.

A modulação proposta em [39], representada na Figura 6, consiste em um sinal quadrado com frequência igual à frequência própria ($1/2\tau$) e amplitude de $\pi/2$ radianos. Nessa modulação, a defasagem de Sagnac era obtida a partir da diferença de dois níveis consecutivos do sinal de saída do interferômetro.

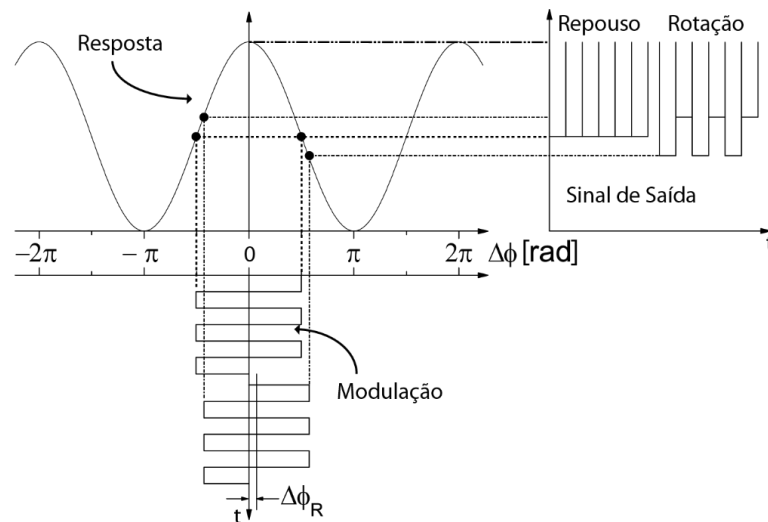


Figura 6. Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [13].

De acordo com Arditty et al., a modulação dinâmica digital apresenta vantagens sobre a modulação analógica senoidal, como o fato de não apresentar *drift* na saída DC do circuito de demodulação [40]. Esses autores batizaram, em 1989, esse tipo de giroscópio de “*All-Digital*”, em contraste ao termo “*All-Fiber*” utilizado para giroscópios com modulação senoidal e modulador baseado em material piezoelétrico.

Para fechar a malha desse giroscópio, era utilizado um sinal dente de serra sincronamente somado ao sinal quadrado. Porém, ao contrário do proposto em modulações anteriores, o sinal dente de serra não era composto por uma rampa analógica, mas sim por uma rampa digitalizada formada por degraus com duração igual ao tempo de trânsito do giroscópio, conforme ilustrado na Figura 7.

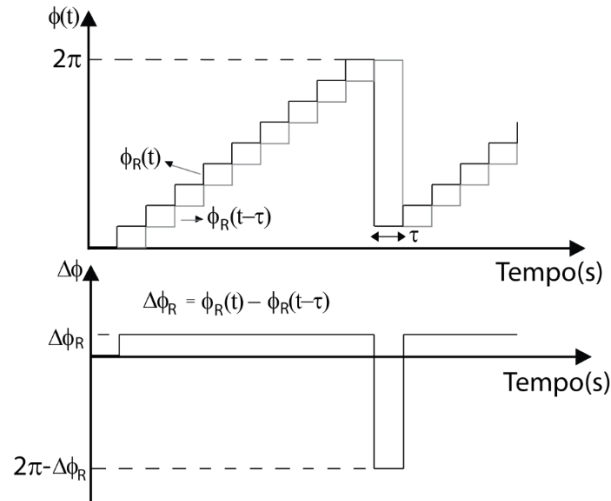


Figura 7. Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo) [13].

A rampa de realimentação gera uma defasagem contrária à defasagem de Sagnac, cancelando-a e mantendo a saída do fotodetector em um ponto equivalente à rotação nula. Dependendo do sentido de rotação a rampa possui inclinação positiva ou negativa. A rotação medida por esse tipo de giroscópio é proporcional à inclinação da rampa.

Conforme pode ser visto na Figura 7, a rampa de realimentação precisa ser reinicializada quando atinge um valor de pico pré-definido, no caso 2π radianos. A reinicialização é necessária porque o circuito que aplica a tensão no modulador possui limites máximo e mínimo de tensão de saída. No giroscópio proposto em [39], a rampa digital era gerada por um conversor DA e a reinicialização para zero ocorria automaticamente devido ao estouro do valor digital enviado ao DA.

O sinal de modulação dinâmica somado à rampa de realimentação são aplicados na malha óptica através de um modulador opto-integrado (MIOC). O modulador insere na malha óptica uma defasagem de Sagnac, que é função da tensão elétrica aplicada em seus terminais. Entretanto, essa relação “tensão aplicada/defasagem induzida” possui dependência térmica [41-43]. Além disso, a tensão de referência do conversor DA utilizado para controlar o modulador, bem como, o ganho do *driver* de saída do circuito de modulação, são sensíveis às variações térmicas [43]. Essas dependências precisam ser compensadas para que não ocorram desvios nos níveis do sinal de modulação e, conseqüentemente, deriva na velocidade angular. Dessa forma, para que seja possível a construção de um IFOG com baixa deriva, são necessários o monitoramento e a compensação de variações da profundidade de modulação do giroscópio.

Uma importante inovação proposta em [39], foi a implementação de uma segunda malha fechada de controle para identificação e correção de variações na profundidade de modulação, técnica conhecida como controle do fator de escala ou controle de 2π . Para esse controle, foram utilizadas as saídas do giroscópio imediatamente anteriores e posteriores à reinicialização da rampa. Para que esse controle seja possível, o degrau de reinicialização da rampa, ou seja, a amplitude do sinal dente de serra, deve ser múltiplo de 2π radianos. Como a resposta do giroscópio é cossenoidal, caso o ganho do modulador esteja corretamente ajustado, um salto de 2π radianos (ou múltiplo desse valor) não causa variação no nível do sinal de saída. Dessa forma, a diferença da saída do giroscópio antes e depois ao salto de 2π eram utilizadas para cálculo do desvio da profundidade de modulação e posterior ajuste.

Dessa forma, a modulação aplicada no MIOC, consistia de um sinal dente de serra discretizado (usado para compensar a defasagem de Sagnac) sincronamente somado a uma onda quadrada para modulação dinâmica (sinal utilizado para levar o interferômetro a um ponto de maior sensibilidade). Sendo assim, o giroscópio proposto em [39] apresenta duas malhas fechadas de realimentação, uma para medida de rotação e outra para controle da profundidade de modulação. Essa técnica, denominada malha fechada dual, é geralmente aplicada nos IFOGs atuais.

Idealmente, a saída do giroscópio com a modulação proposta em [39], e representada na Figura 6, pode ser expressa como:

$$I_m = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s + \Delta\phi_r + \Delta\phi_m)], \quad (9)$$

em que, I_m é a corrente de saída do fotodetector, I_0 a corrente de saída máxima, $\Delta\phi_s$ a defasagem de Sagnac induzida pela rotação, $\Delta\phi_r$ a defasagem induzida no giroscópio pela rampa de realimentação para fechar a malha e $\Delta\phi_m$ a modulação dinâmica. Considerando que a modulação dinâmica consiste em um sinal quadrado de amplitude $\pm\pi/2$ e período igual a duas vezes o tempo de trânsito (2τ), a diferença do sinal de saída no instante t e no instante $t - \tau$ pode ser descrita como:

$$I_m(t) - I_m(t - \tau) = \Delta I_m = \frac{I_0}{2} \left[\cos\left(\Delta\phi_s + \Delta\phi_r + \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(\Delta\phi_s + \Delta\phi_r - \frac{\pi}{2}\right) \right]. \quad (10)$$

Quando a malha fechada encontra-se estável, ou seja, a saída do interferômetro é equivalente à rotação nula, $\Delta\phi_s$ é igual em módulo a $\Delta\phi_r$ e com sinal oposto, de forma que a diferença do sinal de saída (ΔI_m) é igual a zero.

Na Figura 8, são mostradas fotos da tela do osciloscópio com o sinal de modulação (rampa somada com a modulação quadrada) e o sinal de saída do giroscópio proposto em [39]. Nesse sistema, assim como nos propostos por [37] e [38], a leitura da velocidade angular era realizada através de pulsos digitais, gerados a cada estouro do conversor DA do modulador. Nos giroscópios modernos, a velocidade angular é obtida das unidades de processamento (FPGAs, CPLDs, DSPs ou microcontroladores) por meio de comunicação digital, geralmente através de barramento RS-422.

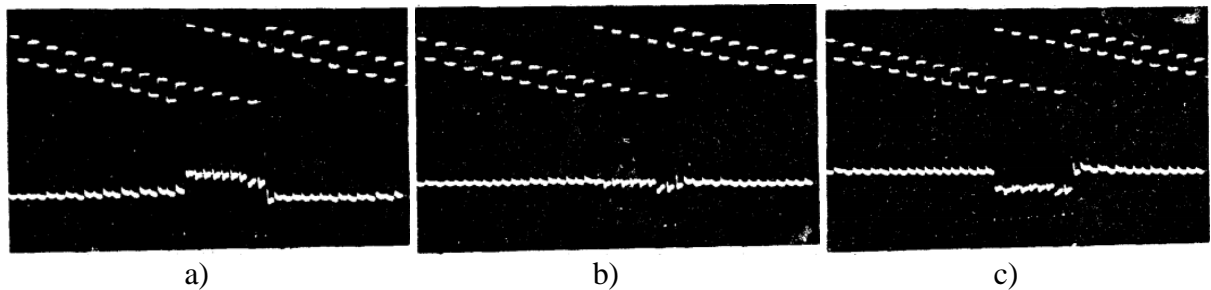


Figura 8. Imagens do osciloscópio mostrando o sinal de modulação (traço superior) e do sinal de saída do interferômetro (traço inferior) do giroscópio proposto em [39] quando: a) o ganho de 2π é menor do que o ideal, b) o ganho de 2π está corretamente ajustado e c) o ganho de 2π é maior do que o ideal.

Em 1986, Lefèvre et al. construíram um IFOG de malha fechada, utilizando as técnicas propostas em [39]. Esse giroscópio era composto por um diodo superluminescente (SLED) de 0,5 mW, um MIOC de LiNbO_3 , uma bobina de fibra óptica PM (mantenedora de polarização) de 250 m, um diodo tipo avalanche de silício e uma placa eletrônica de controle. Esse giroscópio apresentou ARW de $0,002 \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$, *offset* na ordem de $0,1 \text{ }^\circ/\text{h}$, estabilidade térmica de $\pm 0,3 \text{ }^\circ/\text{h}$ em uma faixa de $15 \text{ }^\circ\text{C}$ e linearidade do fator de escala de 100 ppm [44].

O giroscópio *All-Digital* proposto em [40] implementou todos os conceitos anteriormente descritos em [39] e [44]. Ele foi construído com 200 m de fibra óptica enrolado em uma bobina de 6,9 cm de diâmetro, utilizando como fonte de luz um SLED com comprimento de onda centrado em 830 nm, modulado por um MIOC de LiNbO_3 . Esse giroscópio apresentou ARW de $0,008 \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$ e fundo de escala de $\pm 500 \text{ }^\circ/\text{s}$.

Giroscópios interferométricos de fibra óptica de malha fechada utilizam, na sua forma mais simples, a modulação de dois níveis proposta em [39] e [40] e os degraus de reinicialização para controle da estabilidade da profundidade de modulação. Apesar de essa técnica permitir a leitura do sensor com excelente linearidade e baixo ruído, possui a limitação de não permitir a verificação e controle adequados da profundidade de modulação em baixas rotações, devido ao grande período entre as reinicializações. Objetivando suprimir essa limitação, outras modulações foram propostas.

Lefèvre et al. Propuseram, em 1994, uma nova modulação digital de quatro níveis com o objetivo de resolver o problema do controle da profundidade de modulação para baixas rotações presente nos giroscópios com modulação digital de dois níveis [41]. Na modulação proposta, os níveis da modulação têm duração igual à metade do tempo de trânsito ($\tau/2$), diferentemente da modulação de dois níveis, em que cada nível tem duração igual ao tempo de trânsito (τ). Os quatro níveis dessa modulação podem ser descritos, consecutivamente, como: $\phi_0/2$, $a\phi_0/2$, $-\phi_0/2$, $-a\phi_0/2$, que geram, respectivamente, diferenças de fase de ϕ_0 , $a\phi_0$, $-\phi_0$, $-a\phi_0$. Os valores de a e ϕ_0 devem satisfazer à condição $\cos(\phi_0) = \cos(a\phi_0)$. Nesse artigo, foi utilizado $a = 2$ e $\phi_0 = 2\pi/3$ radianos [41].

Nessa técnica de modulação, erros na profundidade de modulação geram um sinal quadrado com o dobro da frequência própria ($1/\tau$), ao passo que defasagens de Sagnac geram sinais com frequência igual à frequência própria ($1/2\tau$), conforme ilustrado na Figura 9.

O giroscópio com a modulação de quatro níveis implementado em [41] apresentou fundo de escala de ± 1100 °/s, ARW de $0,015$ °/ \sqrt{h} , deriva de $0,1$ °/h e linearidade do fator de escala de 100 ppm. O conjunto óptico desse giroscópio era composto por uma bobina de 32 mm de diâmetro com 200 m de fibra PM, iluminada por SLED com comprimento de onda central em 840 nm e um modulador de LiNbO_3 .

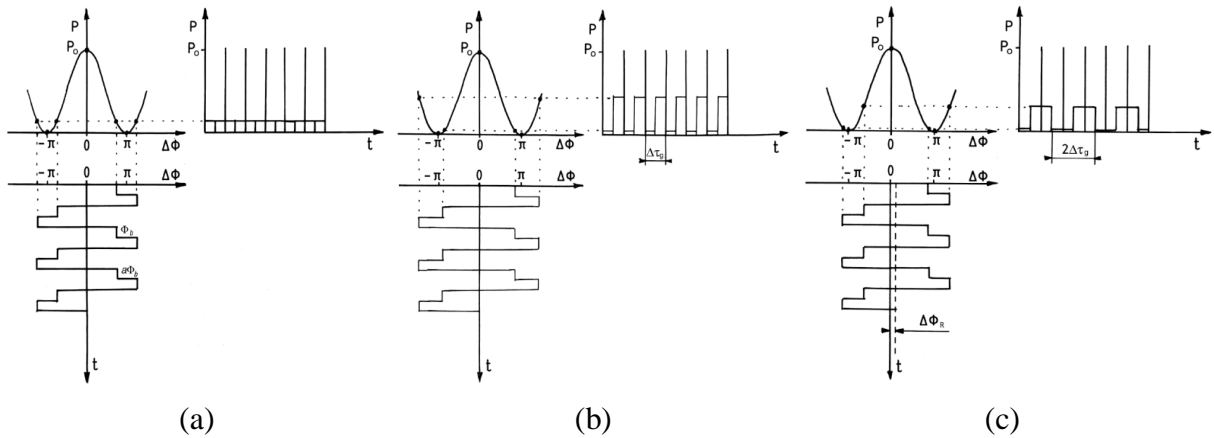


Figura 9. Modulação de 4 níveis e sinal de saída: (a) sinal de saída quando não há erro na profundidade de modulação e o giroscópio é mantido em repouso; (b) sinal de saída quando há desvio na profundidade de modulação e o giroscópio é mantido em repouso e (c) sinal de saída quando o giroscópio é submetido a rotação, mas não há erro na profundidade de modulação [41].

Apesar do bom desempenho, o giroscópio com a modulação de quatro níveis proposta por Lefèvre et al. em [41], apresenta uma importante desvantagem quando comparado com os giroscópios que utilizam modulação de dois níveis. Por usar modulação com frequência igual ao dobro da utilizada em giroscópios com modulação de dois níveis, os giroscópios com a modulação de quatro níveis requerem que os conversores DA e AD dos circuitos de modulação e demodulação operem com frequência duas vezes maiores. O aumento da frequência de operação dos conversores DA e AD resulta no aumento do custo desses dispositivos e a deterioração do ruído dos sinais gerados e amostrados, que por sua vez, leva ao aumento do ARW do giroscópio. Esse problema é ainda mais acentuado em giroscópios construídos com poucos metros de fibra óptica, que possuem tempo de trânsito menores, requerendo assim, conversores mais rápidos.

Nos experimentos realizados em [45], a modulação de quatro níveis comparada com a modulação de dois níveis, melhorou a deriva do giroscópio de $0,0513 \text{ }^\circ/\text{h}$ para $0,0389 \text{ }^\circ/\text{h}$ e levou a estabilidade do fator de escala de 93 ppm para 35 ppm.

Em [13] é apresentada uma variação da modulação de quatro níveis, na qual cada nível tem duração igual ao tempo de trânsito. Nessa modulação, foram empregados os seguintes níveis: π , $\pi/2$, $-\pi$ e $-\pi/2$ que resultam em defasagem de: $3\pi/2$, $-\pi/2$, $-3\pi/2$ e $\pi/2$, respectivamente, conforme apresentado na Figura 10.

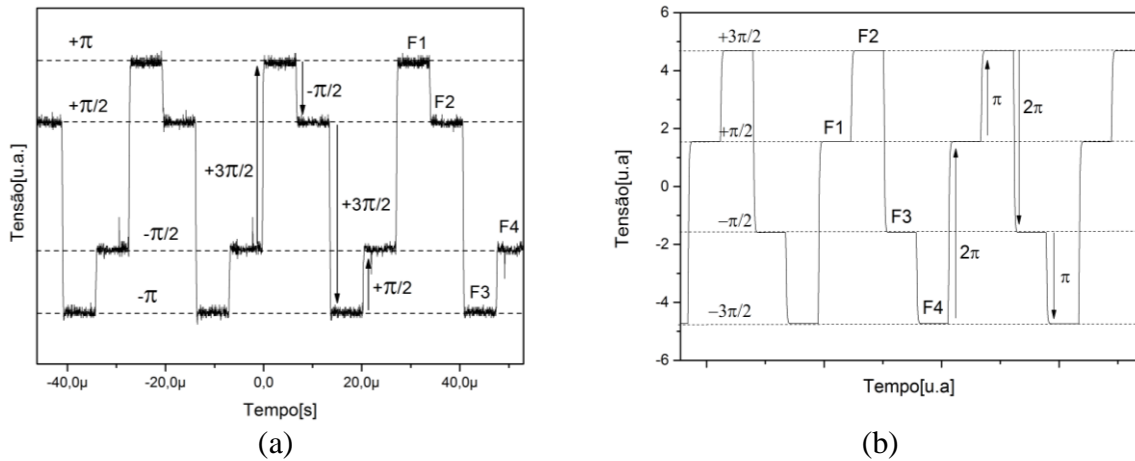


Figura 10. Modulação de 4 níveis modificada: (a) níveis de tensão aplicados no modulador e (b) defasagens induzidas [13].

Na Figura 11 é apresentada a saída do giroscópio com a modulação de quatro níveis modificada.

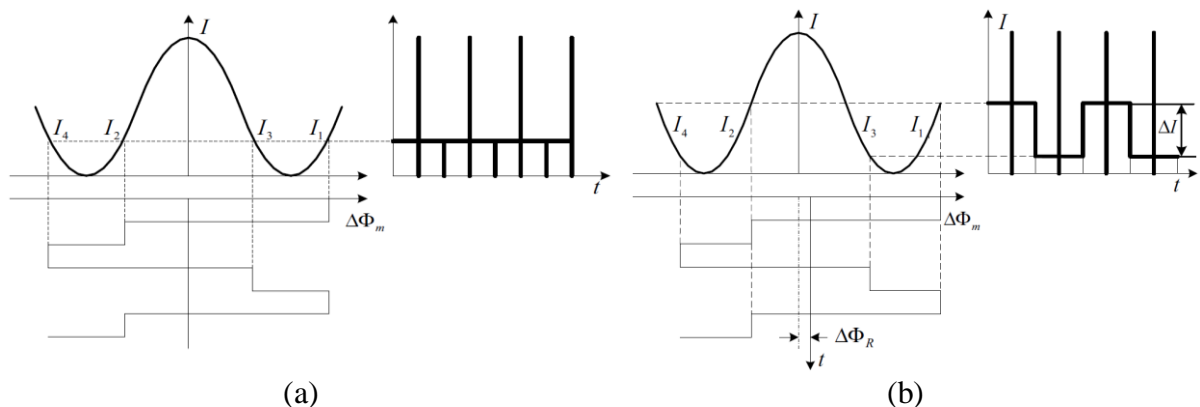


Figura 11. Modulação de quatro níveis modificada e sinal de saída do giroscópio: (a) giroscópio em repouso e (b) giroscópio submetido à rotação [45].

Nessa modulação, nas fases F2 e F4 os feixes luminosos são submetidos a um atraso de π , sendo a diferença dessas fases utilizada para medição da rotação. Nas fases F1 e F3, os atrasos percebidos pelo sistema são, respectivamente, de $+2\pi$ e -2π . Essas transições são utilizadas para a verificação da estabilidade da profundidade de modulação do giroscópio.

Comparada com a modulação de quatro níveis proposta por Lefèvre et al. [41], a modulação de quatro níveis modificada possui a vantagem de poder ser implementada com conversores AD e DA mais lentos, uma vez que cada nível da modulação tem duração igual ao tempo de trânsito, ao contrário da primeira, em que cada nível tem duração igual a metade do tempo de trânsito. Entretanto, conforme será explicado na Seção 3.3.3, a

modulação de quatro níveis modificada tem a desvantagem de gerar *offset* no sinal de saída do giroscópio devido às reflexões ópticas na interface “MIOC/fibra óptica”. Esse *offset* possui dependência térmica, resultando em aumento da deriva térmica do giroscópio.

Wang et al. [42] propuseram uma nova modulação de dois níveis com inserções periódicas de uma modulação de quatro níveis que permite o controle da profundidade de modulação. O objetivo dessa nova modulação era eliminar as limitações presentes nas técnicas de modulação de dois e de quatro níveis. De acordo com os autores, a técnica de modulação de dois níveis tem a limitação de não possibilitar o controle adequado de 2π quando o giroscópio está submetido a rotações baixas, devido, conforme já comentado, ao longo período entre os *resets*; ao passo que a modulação de quatro níveis possui a limitação de medir o ganho erroneamente para altas taxas de rotação, devido às frequentes reinicializações da rampa de realimentação. A desvantagem levantada pelos autores para a modulação de quatro níveis não existe, pois, caso os níveis sejam escolhidos adequadamente e a excursão do DA corretamente configurada, o giroscópio operará corretamente dentro da faixa de velocidade angular para qual foi projetado. A faixa de operação pode ser ajustada através do ajuste de ganho do driver do MIOC, até o limite de tensão desse dispositivo.

Em [46] os autores propuseram um novo esquema de modulação de cinco níveis ($\pm 90^\circ$, $\pm 180^\circ$ e 0°), com o objetivo de minimizar o *crosstalk* entre o modulador e o circuito de detecção de sinal e garantir uma grande faixa dinâmica para o sensor. Apesar de o artigo trazer uma análise teórica interessante, e a modulação ser bastante engenhosa, a maioria das vantagens levantadas pelos autores para a nova técnica não é válida para sistemas de malha fechada. Entretanto, a modulação de cinco níveis possui uma desvantagem importante: o sinal de saída do giroscópio não é mantido em um valor fixo, o que, por consequência, não permite a utilização de ganhos elevados no amplificador de transimpedância do modulador, impossibilitando a maximização da razão sinal-ruído do sistema. Dessa forma, o aumento de complexidade e as desvantagens dessa técnica inviabilizam sua aplicação prática.

Um problema comum nos IFOGs de malha fechada, amplamente discutido em vários artigos, é o efeito da zona-morta [47-52]. A zona-morta consiste em uma faixa de velocidade angular, próxima a zero, em que o giroscópio é incapaz de detectar rotações,

sendo a saída do sensor mantida em zero. A principal causa da zona morta é o *crosstalk* entre o circuito de modulação e o de demodulação. Em baixas velocidades angulares, o sinal de modulação ao acoplar no circuito de demodulação, pode gerar um sinal oposto ao gerado pela rotação, cancelando a defasagem de Sagnac e mantendo a saída do giroscópio em zero. A descrição detalhada do efeito de zona-morta é apresentada em [47, 49-52].

Algumas técnicas de modulação foram propostas para eliminar o efeito da zona-morta. Chen propôs em [48] a inserção periódica de degraus de modulação com amplitudes aleatórias na rampa de realimentação. Esse sinal aleatório aplicado faz com que a saída do modulador não fique presa em um ponto, eliminando a zona-morta. O sinal aleatório inserido não degrada o ruído do sensor, pois é descartado pelo sistema de demodulação.

De acordo com [49, 51] reflexões na interface MIOC/fibra óptica, que levam ao aparecimento de interferômetros espúrios de Michelson, também podem causar zona-morta. Com o objetivo de minimizar esse efeito, foi proposto em [51] uma modulação de 10 níveis. Apesar de ser apresentado nesse artigo um gráfico mostrando que o giroscópio não apresenta zona-morta quando essa modulação é utilizada, não é feita uma comparação da técnica proposta com as já existentes com relação ao desempenho (ARW, deriva e linearidade). Além disso, conforme apresentado em [47] e verificado experimentalmente nesse trabalho, a zona-morta pode ser efetivamente eliminada através de um projeto de *hardware* adequado que suprima o *crosstalk* entre os circuitos de modulação e demodulação.

Com o objetivo de minimizar os efeitos da não linearidade do circuito de modulação (conversor DA e driver de saída), Spengler propôs em [13] uma nova modulação de quatro níveis e seis fases (Figura 12).

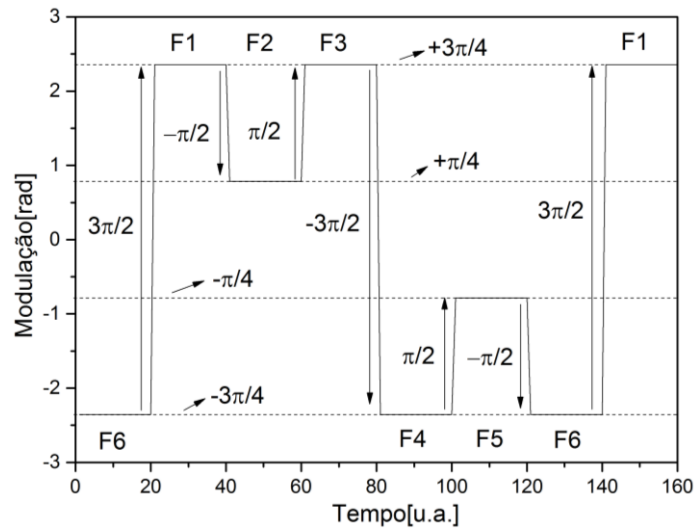


Figura 12. Modulação de quatro níveis e seis fases [13].

Nessa modulação, quatro fases são utilizadas para medição da rotação (F2, F3, F5 e F6), e duas para o controle do fator de escala (F1 e F4). Como a rotação é obtida a partir de duas fases consecutivas (F2 e F3; F5 e F6), o efeito nocivo da não linearidade é minimizado, pois os níveis consecutivos estão em regiões muito próximas do DA, similarmente ao que ocorre na modulação de dois níveis, e que não ocorre na modulação de quatro níveis.

Com o intuito de aumentar o fundo de escala possível com a modulação de quatro níveis e seis fases, o autor modificou os níveis dessa modulação conforme apresentado na Figura 13. Com essa mudança foi possível construir um giroscópio com fundo de escala da defasagem de Sagnac de $\pm 2\pi/3$ radianos, com excursão do DA do modulador de $4,5\pi$ radianos [13].

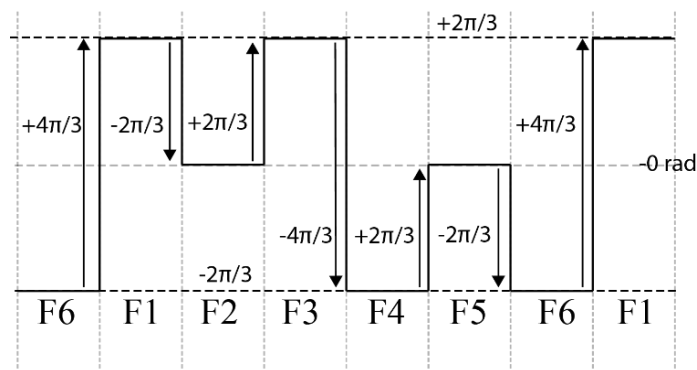


Figura 13. Modulação de quatro níveis e seis fases modificada [13].

A técnica de modulação de quatro níveis e seis fases apresenta o mesmo problema da modulação de quatro níveis modificada: gera *offset* no sinal de saída do

giroscópio devido às reflexões ópticas na interface MIOC/fibra óptica. Como esse *offset* possui dependência térmica, degrada a deriva do giroscópio. Esse problema é detalhadamente explicado na Seção 3.3.3.

2.3 Parâmetros de desempenho dos giroscópios interferométricos a fibra óptica

Como em qualquer outro sensor, o desempenho dos giroscópios pode ser avaliado em função da resolução, fundo de escala, faixa dinâmica, sensibilidade, linearidade, etc. Porém, os parâmetros de desempenho mais relevantes na prática e utilizados para a classificação dos giroscópios são: o ARW, a deriva e a estabilidade do fator de escala.

O ARW (*angle random walk*), é um parâmetro de ruído comumente utilizado na especificação de sensores de rotação. Considerando que a saída dos giroscópios é comumente apresentada em $^{\circ}/h$, é natural supor que a forma mais adequada de apresentar a densidade espectral de ruído (PSD) seria em $^{\circ}/h/\sqrt{Hz}$ ou em $(^{\circ}/h)^2/Hz$. Entretanto, apesar de medirem velocidade angular, os giroscópios são comumente utilizados para medição indireta de posição angular, obtida através da integração da velocidade angular. Sendo assim, é mais útil apresentar a densidade espectral de ruído dos giroscópios relacionada ao ângulo, para isso utiliza-se o ARW.

O ARW é um parâmetro de ruído, geralmente apresentado em $^{\circ}/\sqrt{h}$, que é diretamente aplicável nos cálculos de ângulo. O ARW estima o desvio médio que irá afetar o sinal integrado, considerando somente os ruídos na medição da velocidade angular, independente de outras fontes de erro como a deriva e desvio no fator de escala [53]. Se um giroscópio apresenta um ARW de $1^{\circ}/\sqrt{h}$, significa que, em 1 hora, o desvio padrão do ângulo é de 1° ; em 100 horas, o desvio padrão é de 10° , e assim por diante. Em [53] são apresentadas as equações de conversão do ruído em diferentes formas, como de PSD, para ARW.

O *angle random walk* está diretamente relacionado com as fontes de ruídos espúrios do sistema, tanto de origem óptica, quanto de origem eletrônica. As principais fontes de ruídos ópticos nos IFOGs são o ruído *shot* e o ruído de intensidade, ao passo que as principais causas dos ruídos eletrônicos são: o ruído térmico, os ruídos de tensão e

corrente dos Amp-Ops utilizados na construção do circuito e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD do circuito de aquisição. Esses ruídos são discutidos em detalhe no Capítulo 4.

Giroscópios interferométricos a fibra óptica, como qualquer outro tipo de giroscópio, apresentam variações lentas (de baixa frequência) na velocidade angular medida, mesmo quando em repouso ou submetido a uma velocidade angular constante. Essas variações são conhecidas como deriva (*bias instability* ou *bias drift*), e apresentadas, tipicamente, em $^{\circ}/h$. A deriva é um importante parâmetro dos giroscópios, especialmente para aplicações em navegação puramente inercial, em que esse erro é integrado levando a erros de posição não desprezíveis após certo tempo [1].

A deriva dos giroscópios interferométricos a fibra óptica tem duas origens: a variação das características dos componentes do circuito eletrônico de demodulação devido às variações térmicas e os efeitos causados pela não-reciprocidades na bobina de fibra óptica [4]. A sensibilidade térmica do circuito de demodulação é causada pelo *offset drift* dos componentes eletrônicos do circuito de demodulação, como Amp-Ops e conversores AD. Entretanto, nos IFOGs de malha fechada, esse problema não existe, pois, a informação de rotação é obtida da subtração de duas amostras do sinal de saída do giroscópio, processo que elimina o *offset* dos componentes eletrônicos.

Uma das principais causas da deriva nos IFOGs é o efeito Shupe, que consiste em não-reciprocidades induzidas na bobina de fibra óptica por gradientes de temperatura [26]. Uma solução prática para esse problema é a utilização de bobinas de fibra óptica com padrões de enrolamento simétricos, tais como: quadripolar, octopolar e de enrolamento cruzado (*cross-winding*). Essas técnicas de enrolamento reduzem substancialmente os efeitos não recíprocos na bobina de fibra óptica. Uma análise comparativa da eficácia dos diferentes padrões de enrolamento na supressão da deriva térmica na bobina de fibra óptica é apresentada em [26].

A deriva térmica dos IFOGs pode ser consideravelmente reduzida se o dispositivo for mantido sob temperatura constante. Isto pode ser feito mantendo o giroscópio no interior de uma câmara com temperatura controlada. Porém, esse método não é viável para a maioria das aplicações, pois requer sistemas controladores de temperatura de alta potência, que aumentam o tamanho, peso, complexidade e custo dos IFOGs [54].

Uma forma prática de reduzir a deriva térmica dos IFOGs é através da compensação em *software* dos erros devido às variações temperatura. O sistema de compensação pode ser projetado através do modelamento da dependência térmica dos circuitos ópticos e eletrônicos ou através da obtenção da dependência térmica experimentalmente. Embora seja eficiente, essa abordagem tem o inconveniente de exigir uma modelagem precisa de todo o giroscópio e/ou um complexo processo de calibração de temperatura.

A estabilidade do fator de escala óptico consiste na estabilidade do termo F_s da Equação (4), que relaciona defasagem de Sagnac com velocidade angular. Variações desse termo causam erros na medição da velocidade angular, especialmente em altas velocidades angulares.

A estabilidade do fator de escala é geralmente calculada considerando uma faixa de temperatura e/ou considerando um tempo longo (meses ou anos), e apresentada em partes por milhão (ppm). Alguns fabricantes também incluem nos *datasheets* dos giroscópios a sensibilidade do fator de escala com a temperatura, apresentada usualmente em ppm/°C. Outro parâmetro relacionado ao fator de escala, a linearidade do giroscópio, muitas vezes chamada de linearidade do fator de escala, também é apresentada na maioria dos *datasheets* de IFOGs comerciais.

Os efeitos da deriva térmica e da instabilidade do fator de escala são, muitas vezes, confundidos um com o outro, pois ambos estão relacionados com a dependência térmica da saída do giroscópio. Entretanto, os erros devidos à deriva não são função da velocidade angular, ao contrário dos causados pela variação do fator de escala, que são maiores quanto maior for a velocidade angular. Para grandes velocidades angulares, apesar de haver erros devido à deriva, esses são desprezíveis quando comparados com os erros causados pelas variações no fator de escala. Como as flutuações na velocidade angular devido à deriva e à variação do fator de escala se sobrepõem, para minimizar o efeito da deriva nos ensaios para levantamento da estabilidade do fator de escala, o giroscópio deve ser submetido a grandes velocidades angulares (próximas ao fundo de escala).

Os parâmetros ARW e deriva são calculados através de métodos estatísticos, sendo que, a norma para caracterização de giroscópios proposta pelo IEEE-STD-952-1997 recomenda o uso do método de Variância de Allan [55]. A Variância de Allan foi

desenvolvida por David Allan na década de 60 para a avaliação de estabilidade de relógios atômicos e funciona muito bem para o levantamento de alguns parâmetros de desempenho de IFOGs [56].

Em [57] os autores comparam o método de variância de Allan com a análise de densidade espectral de potência (PSD) para o levantamento da deriva e ARW de giroscópios, e concluíram que a análise pela Variância de Allan é mais simples e precisa do que por PSD. O Anexo B da norma IEEE-STD-952-1997 apresenta informações detalhadas desse método [55]. Em [58] é apresentada de forma bastante didática como implementar o método de Variância de Allan e interpretar os resultados.

De acordo com o ARW, deriva e estabilidade do fator de escala, os giroscópios são classificados em três classes: inercial, tática e *rate*. Os requisitos para cada uma dessas classes são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1. Classificação dos giroscópios de acordo com o desempenho [59].

Classes	ARW	Deriva	Estabilidade do fator de escala
Inercial	$10^{-4} - 10^{-3} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$	$10^{-4} - 10^{-2} \text{ }^\circ/\text{h}$	1 – 100 ppm
Tática	$10^{-2} - 10^{-1} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$	$10^{-2} - 10 \text{ }^\circ/\text{h}$	100 – 1000 ppm
Rate	$1 - 10 \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$	$10 - 10^2 \text{ }^\circ/\text{h}$	0,1% - 1%

2.4 Evolução dos giroscópios interferométricos a fibra óptica

Desde a primeira demonstração da viabilidade dos giroscópios interferométricos à fibra óptica em 1976, por Vali e Shorthill [23], houve um avanço muito grande no desempenho desses dispositivos. Os IFOGs, que eram inicialmente dedicados a aplicações de baixo e médio desempenho, evoluíram ao longo dos anos e superaram várias tecnologias concorrentes, como a RLG (*Ring Laser Gyro*), tornando-se a principal escolha para aplicações de alto desempenho. De acordo com [1], a tecnologia de IFOGs é a única que não se mostrou limitada por nenhum fenômeno físico, por isso, continua em crescente melhoria.

Em 2003, o desempenho dos IFOGs já superava o dos DTGs (*Dinamic-Tuned Gyroscopes*) e dos giroscópios baseados em tecnologia MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) [60]. Em um comparativo das tecnologias de giroscópios publicado em 2012, os IFOGs apresentaram desempenho superior a todas as outras tecnologias comerciais de

giroscópios: RLGs, SMGs (*spinning mass gyros*), HRG (*hemispherical resonant gyros*) e MEMS, como pode ser observado na Figura 14 [2].

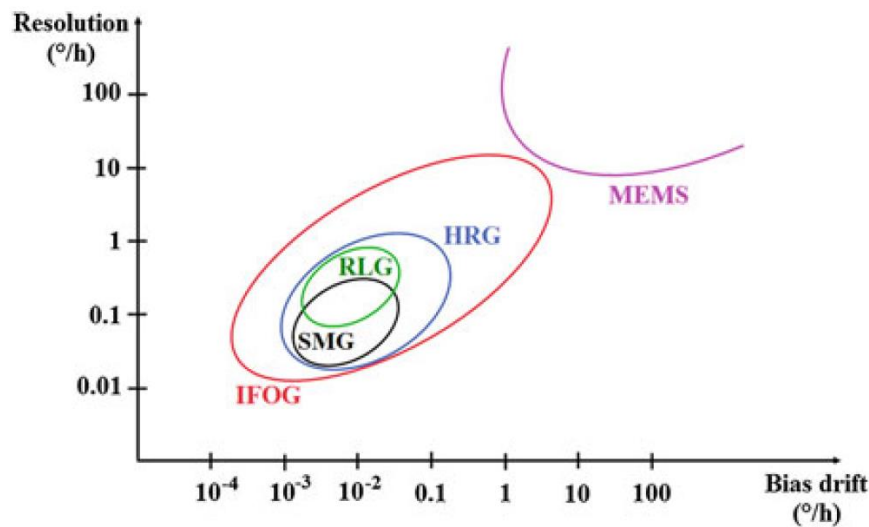


Figura 14. Comparação de desempenho das tecnologias de giroscópios comerciais em 2012 [2].

A tecnologia de IFOGs apresenta a peculiaridade de ter os dispositivos disponíveis comercialmente com desempenho superior aos desenvolvidos por grupos acadêmicos e publicados em periódicos especializados. Por ser um dispositivo aplicado em setores estratégicos, como o militar e o espacial, e dominado por poucas empresas no mundo, várias tecnologias dos IFOGs são tratadas como segredo industriais, indisponíveis à comunidade acadêmica.

Um dos giroscópios comerciais com melhor desempenho da atualidade é o Astrix 200 da empresa iXBlue [61]. Esse IFOG comercial possui ARW de $1 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{h}$, deriva de $5 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/h$ e estabilidade de fator de escala de 30 ppm (em um mês, na faixa de temperatura de $-10 \text{ }^\circ\text{C}$ a $50 \text{ }^\circ\text{C}$). Em um artigo publicado em 2014 por Paturel et al. [1], esse giroscópio foi otimizado, o que lhe permitiu atingir, em ambiente com temperatura controlada, ARW de $7 \times 10^{-5} \text{ }^\circ/\sqrt{h}$, deriva de $4,7 \times 10^{-6} \text{ }^\circ/h$, e estabilidade do fator de escala de 10 ppm. A otimização foi obtida através de várias melhorias técnicas: (i) aumento da potência óptica gerada pela fonte de luz, (ii) diminuição das perdas no caminho óptico, (iii) ajuste da profundidade de modulação, (iv) redução de ruídos no sistema eletrônico e (v) redução das reflexões parasitas no caminho óptico [1].

A estabilidade do fator de escala de 10 ppm obtida pelos melhores IFOGs, é ainda inferior à estabilidade conseguida pelos melhores RLGs (1 ppm) [62]. Entretanto,

a estabilidade do fator de escala dos IFOGs pode ser melhorada com um melhor controle da estabilidade do comprimento de onda da fonte luminosa e da variação do tamanho da bobina com a temperatura [62].

De acordo com Lefèvre [1], para melhorar ainda mais o desempenho dos IFOGs é necessário aumentar a razão sinal-ruído e a estabilidade térmica do sensor. Os ruídos eletrônicos e interferências são importantes causas da degradação do ruído dos IFOGs, e, portanto, para aumentar a razão sinal-ruído dos IFOGs, é fundamental aprimorar os projetos dos circuitos eletrônicos de modulação e demodulação. Ainda segundo Lefèvre, também é importante aumentar a potência óptica que chega no fotodetector, o que pode ser conseguido elevando a potência da fonte de luz, reduzindo a atenuação na bobina de fibra óptica e reduzindo as perdas nas conexões ópticas. Além disso, é fundamental trabalhar em uma profundidade de modulação que otimize a razão sinal-ruído do sensor e, conseqüentemente, reduza o ARW. Por fim, é fundamental a implementação de um sistema eficiente para compensação da dependência térmica do sensor e a utilização de técnicas de enrolamento que reduza a interferência da variação de temperatura [1].

Capítulo 3

Desenvolvimento de um novo sistema eletrônico para giroscópios interferométricos a fibra óptica

Neste capítulo, é apresentado o projeto, a construção e o teste de um novo circuito eletrônico para giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha fechada de alto desempenho. São detalhados os circuitos de modulação, controle e aquisição de sinais do giroscópio desenvolvido. São discutidas as técnicas aplicadas no desenvolvimento do *layout* da placa de circuito impresso, fundamentais para a redução de ruídos e interferências nos sinais medidos. Também é apresentada uma análise detalhada das imperfeições presentes no sistema de modulação: não linearidade, modulação de intensidade e reflexões dos sinais ópticos.

3.1 Estrutura do sistema eletrônico do giroscópio

O IFOG, conforme descrito no capítulo anterior, é formado por duas partes fundamentais, o conjunto óptico e o sistema eletrônico. O conjunto óptico é responsável pela transdução da velocidade angular em potência óptica (através do princípio da interferometria). O sistema eletrônico é responsável por: converter o sinal óptico em sinal elétrico; processar os sinais amostrados, convertê-los para velocidade angular, filtrá-los e disponibilizá-los externamente; controlar os níveis de modulação do giroscópio; e em giroscópios de malha fechada, fechar a malha do sistema (atuando no modulador) de forma a manter o sinal de saída do interferômetro equivalente ao sinal de rotação zero.

O sistema eletrônico de IFOGs possui três partes principais: o circuito de controle e comunicação, o circuito de modulação e o circuito de condicionamento e

aquisição do sinal óptico. Um esquema simplificado do sistema eletrônico de IFOGs de malha fechada é apresentado na Figura 15.

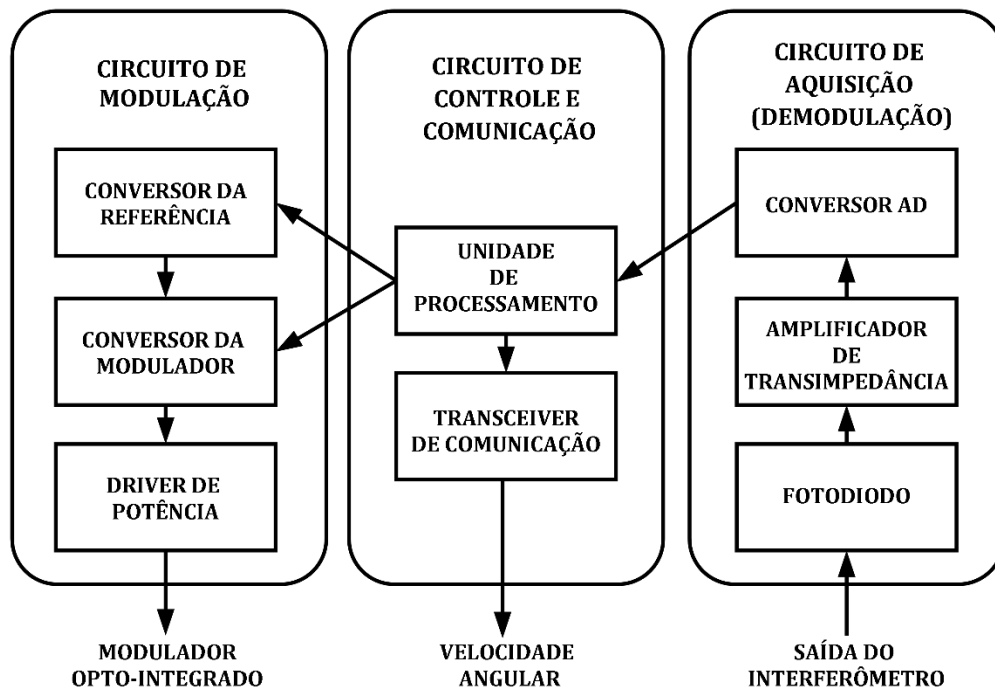


Figura 15. Diagrama esquemático simplificado do sistema eletrônico de IFOGs.

O módulo de controle e comunicação é composto basicamente por uma ou mais unidades de processamento (microcontroladores, microprocessadores, DSPs, FPGAs, CPLDs, etc) e um transceptor de comunicação (usualmente implementando o protocolo RS-422). A unidade de processamento é responsável por controlar os sinais dinâmicos do giroscópio, incluindo a escrita do sinal de modulação e a sincronização das conversões AD do circuito de aquisição. Também é responsável por processar, filtrar e controlar o envio dos dados do giroscópio para o ambiente externo, além de efetuar o controle de malha fechada.

O circuito de modulação é, na sua forma mais simples, composto por um conversor DA e amplificador de saída. Esse circuito controla a defasagem óptica induzida pelo modulador opto-eletrônico (MIOC), por meio do controle síncrono dos níveis de tensão aplicados em seus terminais. Ele é responsável pela geração da modulação dinâmica somada à rampa de realimentação para controle de malha fechada. Geralmente um segundo conversor DA é utilizado para controle da tensão de referência do conversor DA de saída, permitindo assim, o controle da profundidade de modulação do giroscópio.

O módulo de aquisição e condicionamento (ou módulo de demodulação) é composto basicamente por um fotodiodo, um amplificador de transimpedância e um conversor AD. Ele é responsável por converter o sinal óptico emergente do interferômetro em sinal elétrico, condicioná-lo e discretizá-lo para posterior processamento pela unidade de processamento.

O projeto do novo sistema eletrônico para IFOGs proposto nesse trabalho iniciou-se com a seleção da topologia mais adequada para a implementação de um giroscópio de malha fechada de alto desempenho. Primeiramente, decidiu-se construir um giroscópio com o circuito de demodulação semelhante ao proposto em [13], no qual chaves analógicas foram utilizadas para implementar um circuito do tipo *sample and hold*, permitindo a amostragem do sinal de saída do giroscópio a uma frequência menor do que duas vezes a frequência própria ($1/\tau$). Essa técnica foi proposta com o objetivo de permitir o uso de conversores AD do tipo Sigma/Delta em circuitos de demodulação de giroscópios [13].

Os conversores AD do tipo Sigma/Delta apresentam, em geral, desempenho (quantidade de *bits* efetivos, níveis de ruído e linearidade) superior aos similares de arquitetura aproximação sucessiva, porém, possuem limitações mais restritivas na taxa de amostragem [63]. A limitação da taxa de amostragem dos conversores Sigma/Delta, até poucos anos atrás, impossibilitava sua aplicação direta em circuitos de demodulação de giroscópios, que na sua topologia clássica, requerem o uso de conversores que operem na faixa de centenas de kHz ou até mesmo MHz [13].

O circuito de aquisição de sinais de giroscópio baseado na técnica proposta em [13], comparativamente à técnica clássica, requer componentes adicionais (o dobro de conversores AD, chaves analógicas e filtros ativos).

Na Figura 16 é apresentada uma foto do primeiro protótipo do sistema eletrônico do giroscópio construído. Esse sistema é uma evolução do circuito proposto em [13], em que alguns componentes eletrônicos, como microcontrolador, conversores DA e alguns Amp-Ops foram substituídos por dispositivos de melhor desempenho.

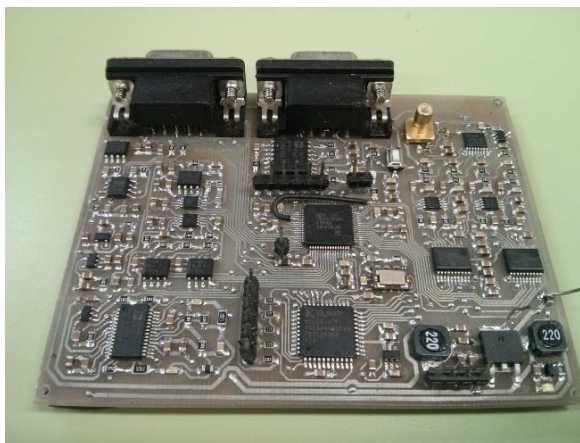


Figura 16. Primeira versão do circuito eletrônico para IFOGs.

Análises preliminares do sistema eletrônico desenvolvido mostraram que os sinais de saída do demodulador referentes à defasagem de Sagnac apresentavam *offsets* consideráveis (na ordem da rotação da Terra). Esses *offsets* possuem dependência térmica, causando aumento da deriva do giroscópio. Após inúmeras tentativas sem sucesso de reduzir o *offset*, através do uso de modulações diferentes e substituição de componentes eletrônicos do circuito de aquisição, decidiu-se desenvolver um novo circuito, com um demodulador completamente diferente, baseado no circuito tradicional para aquisição de sinais de IFOGs.

Para viabilizar a construção da eletrônica de um giroscópio de alto desempenho utilizando o circuito de demodulação tradicional, foi necessário um conversor AD Sigma/Delta, de alta resolução e rápido, capaz de operar no modo de conversão única com taxa de amostragem superior a 150 kS/s. O CI ADS1672 da Texas Instruments reúne todas essas qualidades e, portanto, foi o escolhido para implementação do circuito de aquisição do IFOG [64].

Para o novo projeto foram selecionados os componentes eletrônicos com melhor desempenho disponível no mercado, resultando na atualização de todos componentes do projeto anterior. O diagrama de blocos que mostra a conexão dos principais componentes digitais do sistema eletrônico do novo giroscópio é apresentado na Figura 17.

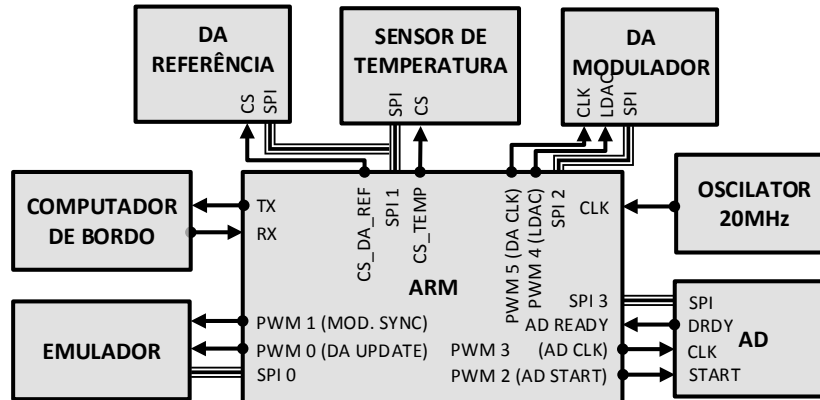


Figura 17. Diagrama esquemático dos componentes digitais do sistema eletrônico para giroscópios.

Vários componentes presentes no circuito proposto em [13] foram eliminados no novo projeto: chaves digitais, filtros ativos, sintetizador digital de sinais (DDS), um dos conversores AD do circuito de demodulação, um dos conversores DA utilizados para controle da profundidade de modulação e o dispositivo lógico programável (CPLD). A eliminação desses componentes tornou o sistema mais simples e robusto.

As operações síncronas, como a leitura dos conversores AD e escrita nos conversores DA, que precisam ser executadas com um baixíssimo tempo de latência, antes controladas pelo CPLD, foram implementadas no ARM utilizando os módulos PWM presentes no dispositivo. Seis saídas PWM do ARM foram configuradas de forma independente para operar de forma sincronizada e executar todas as funções antes executadas pelo CPLD (sincronização da escrita do conversor DA, leitura do conversor AD, e sincronização com o sistema de emulação do conjunto óptico). A utilização dos módulos PWM para gerar os sinais síncronos permitiu excluir do projeto o CPLD sem causar nenhuma sobrecarga adicional no microcontrolador ARM, pois os módulos PWM são configurados na inicialização do giroscópio e, após essa etapa, não utilizam o núcleo de processamento do microcontrolador.

A utilização dos sinais PWM para gerar os sinais de sincronismo também permitiu excluir do projeto o sintetizador digital de sinais (DDS), que antes era utilizado para gerar um sinal de *clock* global com frequência igual ao dobro da frequência própria do giroscópio. Essa funcionalidade também foi incorporada aos módulos PWM.

Como unidade de processamento, foi utilizado o microcontrolador TM4C123GH6PM, um ARM M4F de baixo custo e consumo, com unidade de ponto flutuante nativa capaz de executar operações com ponto flutuante em um único ciclo de

máquina [65]. O uso desse novo microcontrolador tornou a construção do *firmware* do giroscópio consideravelmente mais fácil, pois, vários trechos de código que eram implementados em ponto fixo foram substituídos por códigos com operações em ponto flutuante.

A utilização de uma única unidade de processamento torna a manutenção e atualização do sistema eletrônico do IFOG consideravelmente mais simples do que quando eram utilizadas duas unidades de processamento (um ARM e um CPLD). Para a atualização do *firmware* do sistema, apenas um dispositivo precisa ser gravado, são utilizadas uma única linguagem de programação e ambiente de desenvolvimento (IDE) e não é necessário programar a sincronização entre duas unidades de processamento.

Outra mudança importante, foi a substituição de dois conversores DA de 10 *bits* que eram utilizados para implementar o controle de 2π por um único dispositivo de 20 *bits* (DAC1220 [66]). Essa mudança possibilitou o controle do fator de escala com maior resolução.

Na Tabela 2, são sumarizadas as principais mudanças técnicas do novo projeto da eletrônica do giroscópio com relação à antiga. O novo projeto apresenta uma complexidade consideravelmente menor do que a do projeto anterior e, portanto, menor custo, além de ser mais robusto e permitir a implementação de melhorias, através da atualização do *firmware*, mais facilmente.

Tabela 2. Comparação do projeto novo e antigo do sistema eletrônico para giroscópios.

	Projeto Antigo	Novo Projeto
<i>Unidades de processamento</i>	2 (1 CPLD e 1 ARM7)	1 (ARM M4F)
<i>Conversores AD</i>	2 (24 <i>bits</i> Sigma/Delta)	1 (24 <i>bits</i> Sigma/Delta)
<i>Conversores DA</i>	3 (1 de 16 <i>bits</i> e 2 de 10 <i>bits</i>)	2 (1 de 16 <i>bits</i> , 1 de 20 <i>bits</i>)
<i>Filtros ativos</i>	4	0
<i>DDS</i>	1	0
<i>Chaves analógicas</i>	4	0
<i>Área total da PCB</i>	89 cm ²	62 cm ²

No Apêndice A, são apresentados os diagramas esquemáticos dos circuitos de aquisição, modulação, controle, comunicação e alimentação do IFOG desenvolvido. Nas Seções 3.2 e 3.3 a seguir, são detalhados os circuitos de aquisição e de modulação.

3.2 Circuito de aquisição

Os circuitos de aquisição de IFOGs, ou demoduladores, são circuitos eletrônicos responsáveis pela conversão do sinal óptico oriundo do interferômetro de Sagnac em sinal de natureza elétrica. Conforme apresentado na Figura 15, o circuito de aquisição é composto basicamente por um fotodiodo, um amplificador de transimpedância e um conversor AD. O sinal óptico emergente do interferômetro é convertido em corrente elétrica pelo fotodiodo, e em seguida convertido para tensão pelo amplificador de transimpedância. O sinal de tensão devidamente condicionado é, então, digitalizado pelo conversor AD e enviado para unidade de processamento.

Objetivando minimizar as interferências no sistema de aquisição, e conseqüentemente, maximizar sua razão sinal-ruído (SNR), foi desenvolvido um amplificador transimpedância na configuração diferencial (Figura 18). A configuração diferencial torna o amplificador de transimpedância menos susceptível a interferências externas e a flutuações no plano de terra.

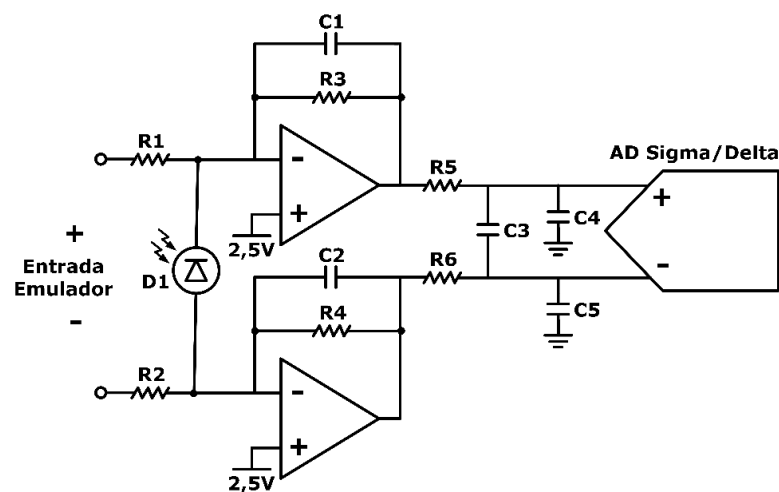


Figura 18. Diagrama esquemático do circuito de aquisição do IFOG desenvolvido.

Nesse circuito, os ramos superior e inferior são idênticos, ou seja, R1 é igual a R2, C1 é igual a C2, e assim por diante. Dessa forma, a tensão gerada no ramo superior é igual, em módulo, à tensão gerada no ramo inferior, com sinal oposto.

Como pode ser observado na Figura 18, o circuito de demodulação foi projetado com uma entrada de tensão diferencial. Essa entrada também serve para conexão do sistema eletrônico de emulação do sistema óptico. Os valores dos resistores R1 e R2 devem ser escolhidos de forma que o sinal de tensão de entrada do conversor AD

seja equivalente ao gerado pelo sistema óptico. Mais detalhes do emulador do sistema óptico são apresentados na Seção 3.6.

A escolha dos componentes eletrônicos adequados para a implementação do circuito de aquisição é fundamental para se obter uma boa SNR. Um dos componentes mais críticos desse circuito é o conversor AD. Nesse projeto, foi utilizado o melhor conversor AD Sigma/Delta ADS1672 [64]. Esse conversor AD é capaz de operar na taxa de até 180 kSPS (no modo síncrono), com fundo de escala de 3 V, apresentando nessa configuração 16,7 *bits free-noise*.

O conversor AD utilizado na implementação do circuito de aquisição requer que o sinal de entrada seja diferencial, centrado em 2,5 V. Para cumprir essa restrição, os terminais positivos dos Amp-Ops A1 e A2 foram conectados a uma tensão de referência de 2,5 V. Nessa configuração, os Amp-Ops A1 e A2 operam com uma tensão de modo comum de entrada de 2,5 V, o que restringe bastante os dispositivos que podem ser utilizados. Além disso, esses Amp-Ops devem ter baixa corrente de polarização (na ordem de poucas unidades de pA), baixo ruído de tensão e corrente, e produto ganho-banda elevado, tornado ainda mais restritivos os requisitos desse dispositivo. Obviamente, não existe um dispositivo que reúna todas essas características de forma ideal, sendo necessária a escolha de um componente com o melhor equilíbrio nesses requisitos. Na Tabela 3, são descritos os principais parâmetros do Amp-Op utilizado na implementação do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição, o OPA2356 [67].

Tabela 3. Especificação do Amp-Op utilizado na implementação do amplificador de transimpedância (OPA2356 [67]).

Parâmetro	Valor
Produto ganho-banda	200 MHz
Corrente de <i>bias</i>	3 pA
<i>Slew rate</i>	360 V/ μ s
Tensão de entrada de modo comum (alimentação simples de 5V)	de -0,1 V até 3,5 V
Tensão de alimentação	2,5 - 5,5 V (<i>single-supply</i>)
Densidade espectral do ruído de tensão (em 74 kHz)	15 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Densidade espectral do ruído de Corrente (em 74 kHz)	10 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Nessa tabela, as densidades espectrais de ruídos de tensão e de corrente foram apresentadas na frequência própria do giroscópio construído (74 kHz). O sinal de saída do giroscópio com modulação de dois níveis consiste em uma onda quadrada cuja amplitude é função da defasagem de Sagnac e cada nível tem duração igual ao tempo de trânsito do sistema óptico. Como a velocidade angular é obtida da diferença de dois níveis consecutivos do sinal de saída, a informação de rotação está contida na frequência própria do giroscópio e nas harmônicas ímpares desse sinal. Uma consequência importante desse fato, é que ruídos fora da frequência própria e das suas harmônicas ímpares não interferem na medida da velocidade angular. Dessa forma, no projeto do circuito de aquisição e condicionamento do sinal do giroscópio, devem ser escolhidos componentes que apresentem baixo ruído, especialmente na frequência própria do giroscópio. O uso de conversor AD Sigma/Delta com o correto dimensionamento do filtro *anti-aliasing*, impede que os ruídos nas harmônicas da frequência própria de elevada ordem interfiram significativamente no sinal de interesse. A análise de ruídos do circuito de aquisição é apresentada detalhadamente no Capítulo 4.

Para manter a estabilidade do amplificador de transimpedância é necessário inserir um capacitor na malha de realimentação do amplificador [8]. Caso esse capacitor não seja adicionado, a capacitância parasita do fotodetector gerará um pico de ganho de transimpedância em alta frequência que deteriorará o ruído do sistema e, em alguns casos, desestabilizará o amplificador. A capacitância parasita do fotodetector também gera um pico no ganho de tensão de sinais aplicados no terminal não-inversor do amplificador, de forma a amplificar os ruídos de tensão do Amp-Op em alta frequências.

Nas Figura 19 e Figura 20, são apresentadas as respostas em frequência dos ganhos de transimpedância e de tensão do amplificador de transimpedância simulado em três situações diferentes: sem capacitor na malha de realimentação, com um capacitor de 100 fF e com um capacitor de 200 fF. Nessa simulação, foram utilizadas as especificações dos componentes utilizados no projeto: capacitância parasita do fotodetector de 1,1 pF, produto ganho-banda do Amp-Op de 200 MHz e ganho do amplificador de transimpedância de 100 k. Por meio dessa análise, pôde-se observar que, quando não há o capacitor na malha de realimentação, ou seu valor é pequeno (menor que 170 fF), é gerado um pico na resposta em frequência do ganho de transimpedância em 10 MHz.

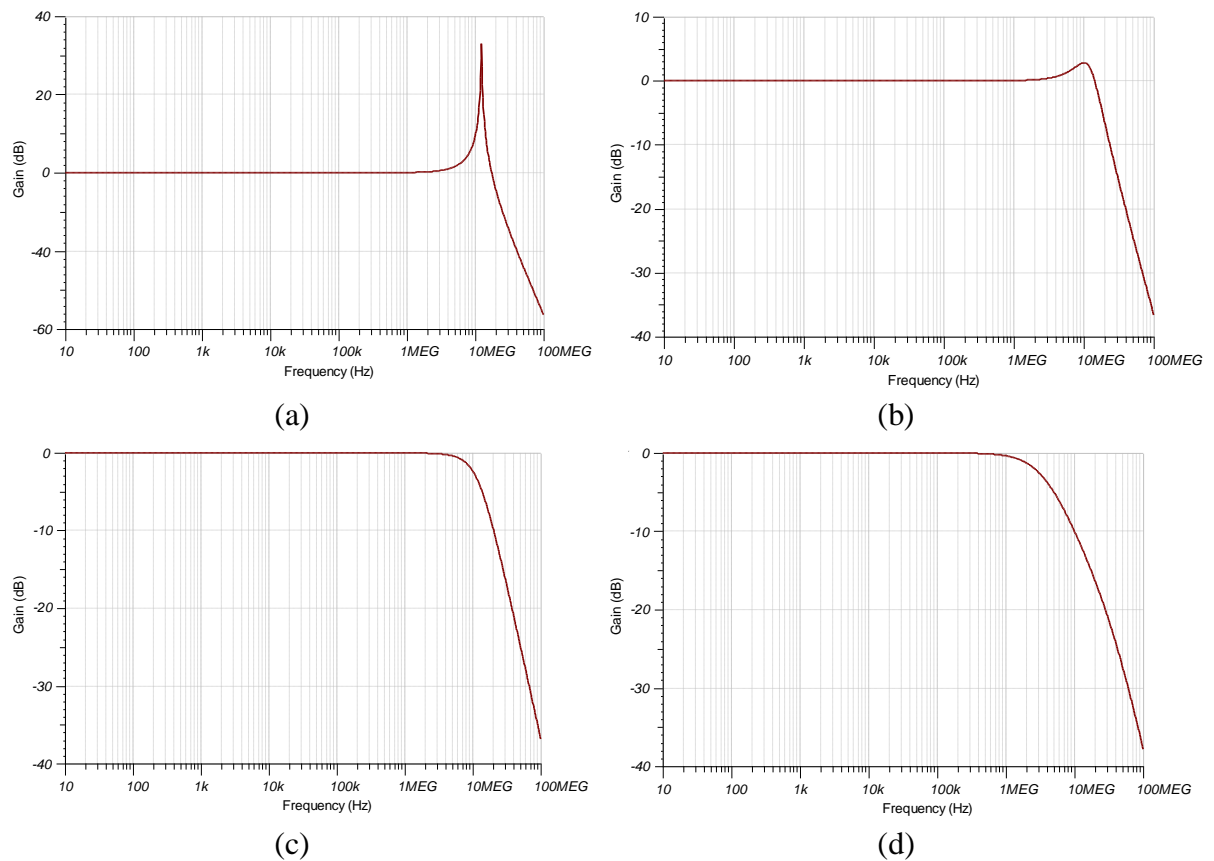


Figura 19. Ganho do amplificador de transimpedância do circuito de modulação (normalizado pelo resistor de realimentação): (a) sem capacitância na malha de realimentação; (b) com uma capacitância de 100 fF, (c) com uma capacitância de 200 fF e (d) com uma capacitância de 500 fF.

Na Figura 20, é possível observar que mesmo com a inserção de um capacitor de 200 fF na malha de realimentação, ainda há um pico no ganho de tensão do amplificador, com valor de 23 dB, centrado em aproximadamente 10 MHz. Esse pico de ganho amplifica os ruídos de tensão do Amp-Op centrados em 10 MHz e pode degradar o ARW do giroscópio caso ocorra na frequência própria. Como o giroscópio desenvolvido possui frequência própria de 74 kHz, o pico no ganho de tensão não degrada significativamente o seu desempenho.

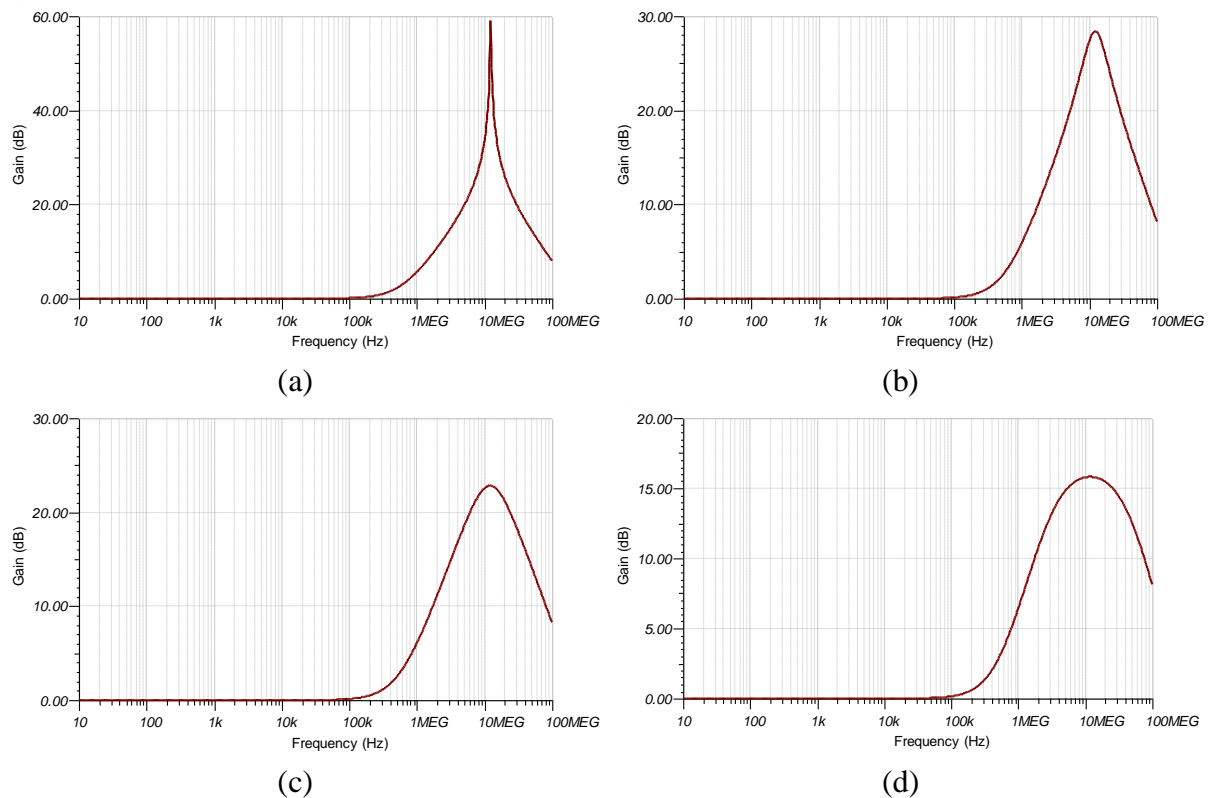


Figura 20. Ganho de tensão do amplificador de transimpedância do circuito de modulação: (a) sem capacitância na malha de realimentação; (b) com uma capacitância de 100 fF, (c) com uma capacitância de 200 fF e (d) com uma capacitância de 500 fF.

De acordo com as simulações do amplificador de transimpedância, para manter o ganho plano (sem picos), considerando as especificações dos componentes utilizados e um ganho de transimpedância de 100 dB, é necessário incluir na malha de realimentação uma capacitância de pelo menos 170 fF. Devido às variações das especificações dos componentes, deve-se utilizar na implementação do circuito um valor um pouco maior do que esse. Entretanto, para manter a banda do circuito a mais aberta possível, o valor desse capacitor deve ser pequeno. Dessa forma, inicialmente, foi utilizada uma capacitância pequena, de 250 fF, composta por dois capacitores de 500 fF em série. Apesar de, teoricamente, esse valor ser suficiente para impedir oscilações na saída do amplificador de transimpedância, na prática, ainda foram observadas oscilações, como pode ser visto na Figura 21 (a), indicando que ainda havia pico no ganho de transimpedância. Para eliminar esse pico de ganho e, conseqüentemente, as oscilações, o valor do capacitor de transimpedância foi aumentado para 500 fF. A saída do amplificador com o uso do capacitor de 500 fF na malha de realimentação é apresentada na Figura 21 (b).

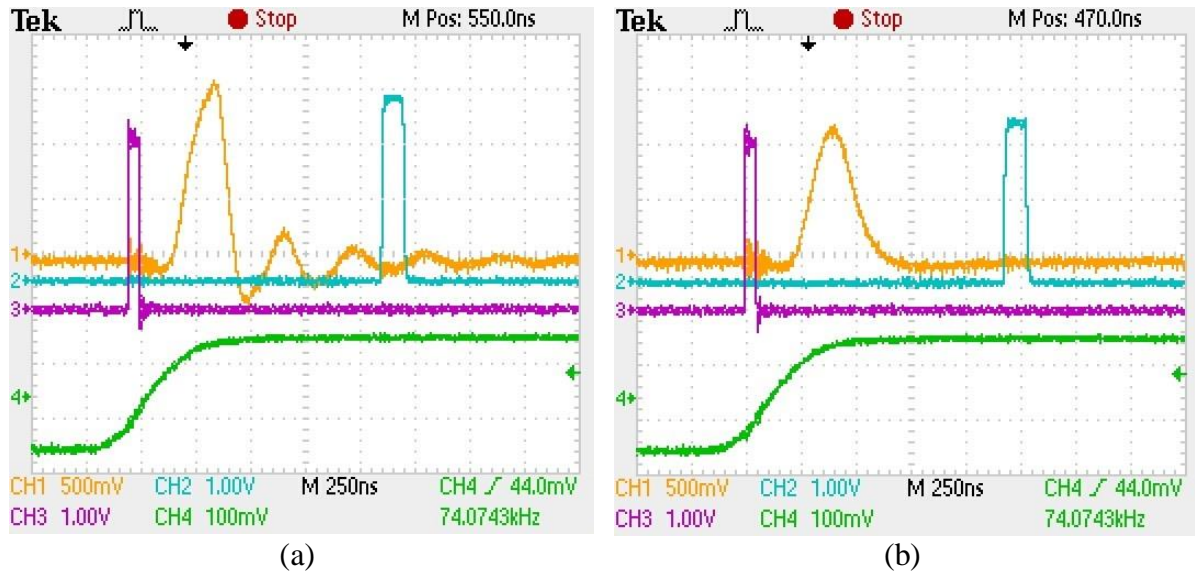


Figura 21. Sinal de saída do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição do IFOG (sinal amarelo): (a) com uma capacitância de 250 fF na malha de realimentação e (b) com uma capacitância de 500 fF na malha de realimentação.

A discrepância entre os valores teórico e real do capacitor necessário para eliminar as oscilações é devido às variações dos parâmetros dos componentes utilizados na construção do circuito, tais como: valor da capacitância do capacitor da malha de realimentação, capacitância parasita do fotodetector e ganho de malha aberta do Amp-Op, bem como, das capacitâncias parasitas na PCB.

A capacitância da malha de realimentação do amplificador de transimpedância faz surgir no circuito de aquisição um filtro passa-baixas de primeira ordem, cuja frequência de corte é dada por:

$$FC = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (11)$$

em que, R é o valor do resistor da malha de realimentação e C o valor da capacitância dessa malha.

O ganho do amplificador de transimpedância é igual ao valor de R . Como será visto no Capítulo 4, para maximização da razão sinal-ruído do giroscópio, esse ganho deve ser o maior possível. Entretanto, para que seja possível implementar um amplificador de transimpedância com banda passante elevada, o valor de R não pode ser muito alto. Além disso, o valor de R não pode ser muito elevado de forma que a tensão de entrada do AD supere seu fundo de escala. Desse modo, há um limite para o valor máximo de R , que depende da potência luminosa incidente no fotodetector, da responsividade do

fotodetector, da tensão de fundo de escala do conversor AD e da banda mínima necessária no circuito de aquisição.

Nesse trabalho, foi utilizado como fonte de luz um SLED com 1 mW de potência e comprimento de onda centrado em 1300 nm. No circuito de aquisição foi utilizado um fotodiodo com responsividade de 0,9 A/W na região de 1300 nm. Considerando-se que, a potência máxima incidente no fotodetector é de 18,6 μ W, a corrente de saída do fotodetector do sistema eletrônico desenvolvido pode ser descrita em função do valor de modulação ϕ_m como:

$$i_d = 8,37 * (1 + \cos \phi_m) \mu A. \quad (12)$$

Conforme será discutido no Capítulo 4, para o giroscópio desenvolvido, a profundidade de modulação que otimiza seu ARW é de aproximadamente 150°. Nessa profundidade de modulação, em malha fechada, a corrente gerada no fotodetector é de 1,1 μ A. Dessa forma, considerando que o fundo de escala do conversor AD é de ± 3 V, e que o sistema deve operar com tensão diferencial de no máximo 2,5 V, o valor de R não pode ser maior que 2,3 M Ω . Entretanto, para o giroscópio desenvolvido, o valor máximo de R é bem menor do que esse, ele é limitado pela banda requerida pelo circuito de aquisição, como será visto a seguir.

Em IFOGs com modulação digital, o sinal de saída do interferômetro é composto por degraus cuja duração é igual à dos níveis de modulação. Conforme apresentado na Figura 22, o sinal de saída do interferômetro apresenta picos nas transições entre as fases de modulação. Essas transições duram tipicamente de 500 ns a 1 μ s e dependem do *settling time* do conversor DA, do *slew rate* dos Amp-Ops e da banda do circuito de modulação. Na transição das fases de modulação de, por exemplo, +150° até -150°, o modulador passa pela modulação zero, ponto em que a potência óptica incidente no fotodetector do sistema de aquisição é máxima, o que gera o pico no sinal emergente do interferômetro. Assim, quanto menor for o tempo de transição entre as fases de modulação, menor será a duração do pico de transição entre as fases do sinal de entrada do sistema de aquisição.



Figura 22. Sinal de modulação (verde) e sinal saída do amplificador de transimpedância (amarelo).

A largura da banda do sistema eletrônico de aquisição também influencia na duração do pico de transiente. Quanto maior for a banda, mais rápida será a subida e descida do pico de transição, diminuindo assim, a duração da transição. Conforme explicado anteriormente, a banda do circuito de aquisição é definida pelos valores da resistência e capacitância da malha de realimentação de acordo com a Equação (11). Considerando que o valor da capacitância de realimentação do circuito desenvolvido é de 500 fF, o valor do resistor de realimentação define a banda do circuito. Quanto maior for o valor de R , menor será a frequência de corte do amplificador de transimpedância e, conseqüentemente, maior a duração da transição entre as fases.

O circuito de aquisição de IFOGs deve ser projetado de forma a eliminar os transientes do sinal oriundo do interferômetro, amostrando o sinal somente após sua estabilização. Para isso, o conversor AD do giroscópio deve ser configurado para operar em modo de conversão única de forma sincronizada com o sinal de modulação. A sincronização com o sinal de modulação deve levar em conta a duração e o atraso do pico de transiente em relação à mudança de nível de modulação. Essa sincronização é feita pelos sinais PWM controlados pela unidade de processamento (processador ARM). Esses sinais controlam os instantes em que ocorrem as mudanças de fase da modulação e os instantes que devem ser iniciadas as amostragens do sinal pelo circuito de aquisição. Na Figura 23, são apresentados os sinais de modulação (verde), de saída do interferômetro (amarelo), de controle de início de conversão (ciano) e de indicação de fim de conversão (magenta).

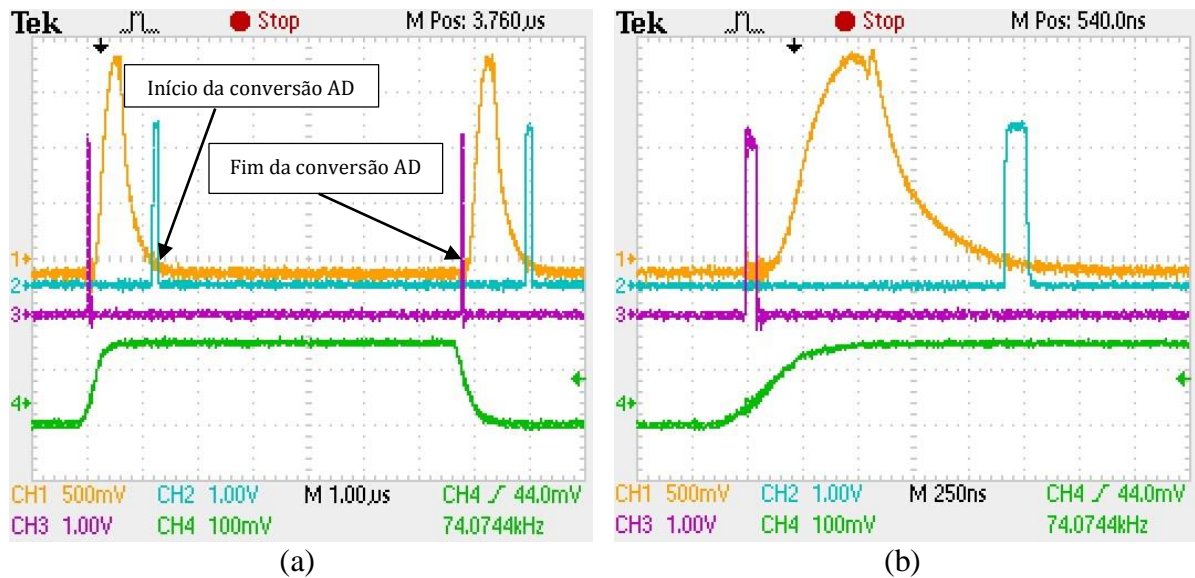


Figura 24. Sinal de modulação (verde), sinal de entrada do conversor AD do circuito de demodulação (amarelo), sinal de controle de início de conversão (ciano) e sinal de indicação de fim de conversão (magenta) – amplificador de transimpedância com ganho de 200 k: (a) transições entre fases de modulação (b) detalhamento da transição de fases.

É possível observar que, nessa configuração, quando a conversão AD é iniciada (na borda de subida do sinal de cor ciano), o sinal de saída do amplificador de transimpedância ainda não está estabilizado. Quanto maior for o ganho do amplificador de transimpedância, mais acentuado será esse efeito. A amostragem do sinal de saída do amplificador de transimpedância antes da estabilização pode gerar erros na medida da velocidade angular, pois, os parâmetros que influenciam na duração do transiente variam com a temperatura.

Em modulações com mais de duas fases, como a modulação de 4 e 6 fases [13], que apresentam tempo e perfil de transição diferentes para cada uma das fases, a amostragem do sinal de saída do amplificador antes da estabilização gera *offset* na leitura da velocidade angular e, conseqüentemente, deriva na leitura do giroscópio.

Outro problema de se amostrar o sinal de saída do interferômetro antes da estabilização, é que os níveis seguintes aos *resets* da modulação apresentam valores diferentes dos níveis quando não há *reset*, devido à transição entre as fases ter perfil diferente, como pode ser observado na Figura 25. A diferença nos níveis amostrados com ou sem *reset* leva ao aumento do ARW do giroscópio. Além disso, como a frequência de *resets* aumenta com o aumento da velocidade angular, a diferença no valor medido nas amostras seguintes ao *reset* pode gerar erro de não linearidade na saída do giroscópio.

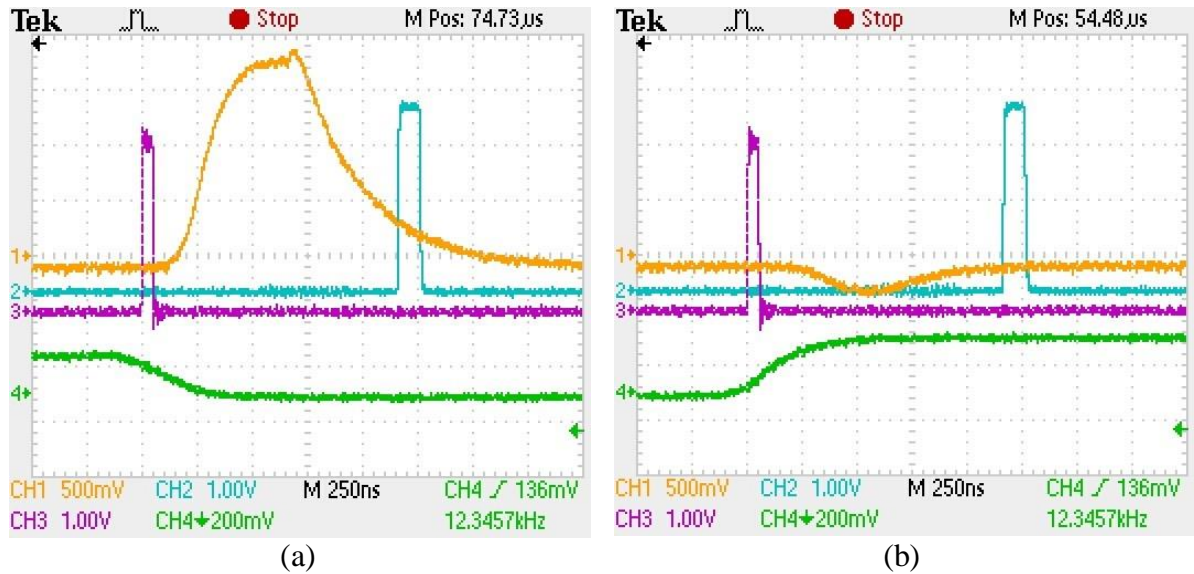


Figura 25. Sinal de modulação (verde), sinal de entrada do conversor AD do circuito de demodulação (amarelo), sinal de controle de início de conversão (ciano) e sinal de indicação de fim de conversão (magenta) – amplificador de transimpedância com ganho de 300 k: (a) transição sem *reset* (b) transição com *reset*.

Dessa forma, para que não haja degradação do ARW, deriva e linearidade do giroscópio desenvolvido, conforme verificado experimentalmente, a frequência de corte do amplificador de transimpedância não pode ser menor do que 3,2 MHz. Para que essa condição seja atendida, considerando o limite inferior do capacitor da malha de realimentação do amplificador de transimpedância de 500 fF, o valor do resistor de realimentação não pode ser maior do que 100 k Ω .

3.3 Sistema de modulação

O sistema de modulação é utilizado para modular dinamicamente o giroscópio, levando-o para um ponto de operação com maior sensibilidade e, em IFOGs de malha fechada, também é responsável por fechar as malhas de controle de leitura do sinal de Sagnac e de manutenção da profundidade de modulação.

O sistema de modulação de um IFOG é composto pelo circuito eletrônico de modulação e pelo modulador. O circuito de modulação é responsável por gerar os níveis de tensão utilizados para controlar o modulador. O modulador converte o sinal de tensão elétrica aplicado em seus terminais em defasagem do sinal óptico.

Em IFOGs com modulação digital (maioria dos IFOGs de malha fechada atuais), devido à grande banda requerida pelo sinal de modulação, não é possível o uso de

moduladores constituídos de cilindro piezoelétrico e fibra óptica. Nesses giroscópios, são empregados moduladores opto-integrados de LiNbO_3 (MIOC).

O circuito de modulação desenvolvido nesse trabalho é composto por dois conversores DA, um de 16 *bits* com saída em corrente (AD5543 [68]) e um de 20 *bits* com saída em tensão (DAC1220 [66]), e circuitos de condicionamento de sinal, compostos por Amp-Ops (OPA2211 [69] e AD8620 [70]) e um driver com saída diferencial (LMP8350 [71]). Um diagrama simplificado do circuito de modulação projetado é apresentado na Figura 26.

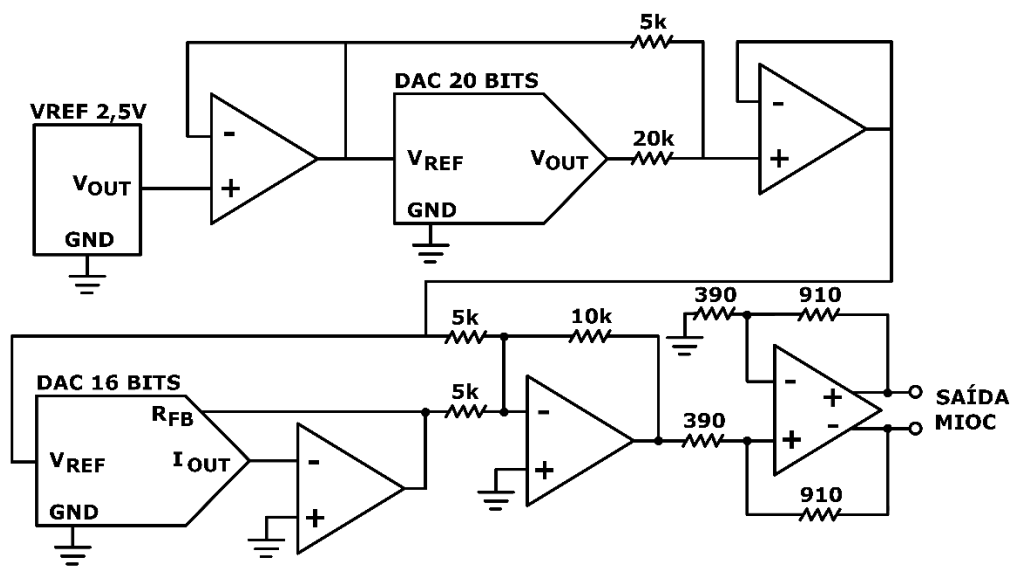


Figura 26. Diagrama simplificado do circuito de modulação de IFOGs de malha fechada.

O conversor DA de 16 *bits* é utilizado para gerar os níveis de modulação, e possui como principal característica o rápido *setling-time* ($0,5 \mu\text{s}$), necessário para tornar o tempo de transição das fases de modulação o mais curto possível. Como foi discutido na seção anterior, é fundamental que as transições entre os níveis de modulação sejam as mais rápidas possíveis, de forma a minimizar a duração dos picos de transição do sinal de saída do interferômetro.

Apesar de não se saber no início do projeto do modulador qual seria a resolução necessária para o conversor DA, optou-se por utilizar um dispositivo de 16 *bits*, por ser o de maior resolução entre os dispositivos com rápido *setling-time* ($0,5 \mu\text{s}$) disponível comercialmente.

Após a construção do sistema eletrônico do giroscópio, um experimento foi realizado para verificação de quantos *bits* são, de fato, necessários para o DA do circuito de modulação. O ARW do giroscópio completo (sistema eletrônico conectado ao conjunto óptico) foi medido com o DA do giroscópio emulando ter menos *bits* de resolução (através do truncamento das palavras escritas no DA). Se o ARW do giroscópio não se deteriorasse com a diminuição da resolução do DA, isto significa que não é necessária uma resolução tão alta. O resultado desse experimento é exibido na Tabela 4.

Tabela 4. Resultado do experimento para verificação da resolução necessária para o conversor DA do circuito de modulação.

Número de <i>bits</i> do conversor DA	ARW ($^{\circ}/\sqrt{h}$)
16	0,00054
15	0,00054
14	0,00054
13	0,00054
12	0,00055
11	0,00055
10	0,00061
9	0,00079
8	0,00129

De acordo com os dados apresentados na Tabela 4, o ARW do giroscópio só começa a se deteriorar significativamente, quando o número de *bits* de resolução do DA do modulador é menor do que 11. Dessa forma, conclui-se que um conversor DA de menor resolução poderia ser utilizado nesse projeto sem prejuízo no desempenho, e com redução de custo do sistema.

O conversor DA de 20 *bits* é utilizado para controlar a tensão de referência do DA de 16 *bits*, permitindo assim, o controle de profundidade de modulação do giroscópio. Nesse projeto, o circuito de controle da tensão de referência do DA do modulador foi projetado para excursionar 1 V em torno de 2,5 V. Dessa forma, a tensão de referência do DA de 16 *bits* pode ser variada de 2 V até 3 V, com resolução de 20 *bits*, permitindo assim, o controle da profundidade de modulação com resolução de 1 μ V. Entretanto, para que seja possível um controle eficiente da profundidade de modulação do giroscópio, técnicas de modulação e demodulação que permitam a verificação da profundidade de modulação precisam ser empregadas. Além disso, para garantia da estabilidade no valor de saída do giroscópio, variações na geometria da bobina óptica precisam ser monitoradas e

compensadas para minimizar os erros resultantes das variações do fator de escala óptico do giroscópio.

O amplificador com saída diferencial é utilizado para amplificar o sinal de saída do conversor DA de 16 *bits* e adequá-lo para a entrada do MIOC. Nesse projeto, foi utilizado um *driver* com saída diferencial, com o objetivo de maximizar o fundo de escala do modulador e torná-lo menos susceptível a interferências irradiadas e variações de tensão no comum do circuito.

A tensão de meia onda do MIOC utilizado na implementação do giroscópio é de 3,54 V, ou seja, para se obter uma defasagem de π radianos é necessário aplicar uma tensão de 3,54 V no MIOC. No giroscópio desenvolvido, conforme será explicado na Seção 5.1.1 é necessária uma excursão do MIOC de ± 5 radianos, para isso a tensão de saída do *driver* do modulador foi configurada para ter excursão máxima de $\pm 5,6$ V.

Nas seções a seguir são discutidas as principais não-idealidades do sistema de modulação que degradam o desempenho de IFOGs: não linearidade do circuito de modulação, modulação de intensidade do modulador opto-integrado (MIOC) e reflexões na interface “MIOC/interferômetro de Sagnac”.

3.3.1 Não linearidade do circuito de modulação

As não linearidades do sistema de modulação de IFOGs de malha fechada geram ruídos na medida de rotação. Os erros nos níveis de saída do modulador (compostos pela soma da modulação dinâmica com a rampa de realimentação) devido às não linearidades, geram degraus de potência óptica na saída do interferômetro. Como esses degraus são indistinguíveis dos causados pela defasagem de Sagnac, são interpretados como rotação, gerando assim aumento do ARW do giroscópio. A não linearidade do sistema de modulação pode ser causada por diversos componentes do modulador: conversor DA, Amp-Ops, driver e moduladores ópticos.

No último IFOG de malha fechada desenvolvido pelo grupo de pesquisa da UNICAMP [13], foram identificadas oscilações nos sinais de saída do giroscópio em baixas velocidades angulares que, segundo o autor, é devido à não linearidade do DA e distorções harmônicas do *driver* de saída do circuito de modulação. Essa constatação motivou ainda mais o estudo detalhado da não linearidade do sistema de modulação.

Objetivando minimizar o ARW do IFOG desenvolvido, foi utilizado no circuito de modulação um conversor DA monotônico de baixa não linearidade. Além disso, foram utilizados amplificadores operacionais e *driver* com baixa distorção em função da tensão de saída.

Para verificação da não linearidade do circuito eletrônico de modulação, é necessário o uso de um circuito de aquisição diferencial com excelente linearidade e baixo ruído. O próprio circuito de aquisição do giroscópio foi utilizado para fazer essa medida, já que, além de apresentar essas características, permite a aquisição síncrona dos níveis dos sinais de saída do modulador. A saída do modulador foi conectada à entrada de tensão diferencial do circuito de aquisição (projetada para conexão do emulador do conjunto óptico). O ganho do amplificador diferencial do circuito de aquisição foi ajustado de forma a permitir o aproveitamento de toda a excursão do AD, que tem fundo de escala de ($\pm 3,0$ V). O conversor AD do circuito de aquisição foi configurado para operar na mesma velocidade utilizada na operação do giroscópio (147 kS/s).

Inicialmente, foi feita a medida da não linearidade do circuito de modulação configurando o conversor DA de 16 *bits* para excursionar toda sua faixa de operação em 256 intervalos igualmente espaçados, iniciando pelo valor digital 0 (equivalente à -5,6 V), passando por 32768 (equivalente à 0 V) e finalizando em 65535 (equivalente à 5,6 V), ao passo de 256 *counts*. A saída do conversor DA foi mantida em cada nível por 5 segundos, para que fosse possível fazer várias medidas do sinal e a posterior média, para redução do ruído. Entretanto, mesmo utilizando a média de 735 mil amostras em cada nível, a amplitude do ruído não permitiu a aquisição dos níveis com a qualidade necessária para verificação de não linearidade. O tempo de aquisição de cada nível foi aumentado para 20 segundos e, ainda assim, o ruído não permitiu boa repetitividade da medida.

Considerando-se que o ruído $1/f$ dos amplificadores operacionais tenha sido o responsável pela degradação da medida, foram feitas medidas com o sinal de saída modulado por uma onda quadrada de 73,5 kHz. Cada nível de saída do circuito de modulação foi obtido a partir da subtração do valor de um nível pelo valor do nível seguinte, espaçado 256 *counts*. Com essa técnica, foi possível obter a curva de não linearidade integral com baixo ruído e excelente repetitividade, com 85 minutos de medição, utilizando a média de 2.940.000 amostras (20 segundos de aquisição de cada nível). Essa curva é apresentada na Figura 27.

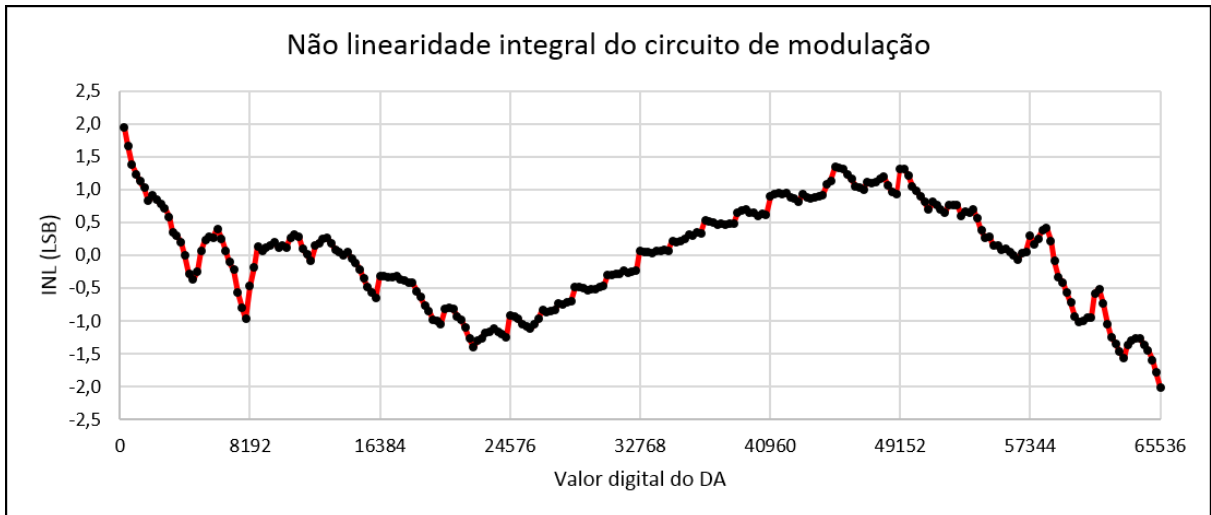


Figura 27. Não linearidade integral inicial do circuito de modulação.

Apesar de baixa (± 2 LSB), a não linearidade obtida foi maior do que esperada, tendo em vista que a não linearidade integral do conversor DA utilizado é menor que $\pm 0,5$ LSB. Dessa forma, pressupôs-se que algum outro componente eletrônico do circuito de modulação estava causando distorção. Com o objetivo de identificar o componente causador da não linearidade, foram trocados vários componentes eletrônicos do circuito de modulação por outros com menores distorções. Na Figura 28, são apresentadas as curvas de não linearidade do circuito modulador após a substituição do: *driver*, Amp-Op e conversor DA.

Um circuito integrado *charge pump* foi utilizado no circuito de modulação para converter a tensão de alimentação de +5 V, para -5 V, necessária para alimentação de alguns componentes do circuito. Suspeitava-se que esse dispositivo poderia causar a distorção no sinal de saída do modulador, tendo em vista que a tensão de saída do *charge pump* é sensível à corrente de saída e, conseqüentemente, ao nível de saída do modulador. Entretanto, como pode ser observado na Figura 28, verificou-se experimentalmente que esse dispositivo não era a causa da distorção, pois, mesmo com a remoção desse dispositivo e a utilização de fonte de alimentação simétrica no circuito de modulação, a distorção permaneceu praticamente igual.

concluir que a não linearidade é devida a uma distorção que é função da tensão de entrada do circuito de aquisição. Para verificar essa teoria, o ganho do circuito de aquisição foi reduzido em quatro vezes, de forma que o sinal de saída do modulador usasse apenas $\frac{1}{4}$ da excursão do conversor AD ($\pm 0,75$ V). O resultado da medida nessas condições é apresentado na Figura 30.

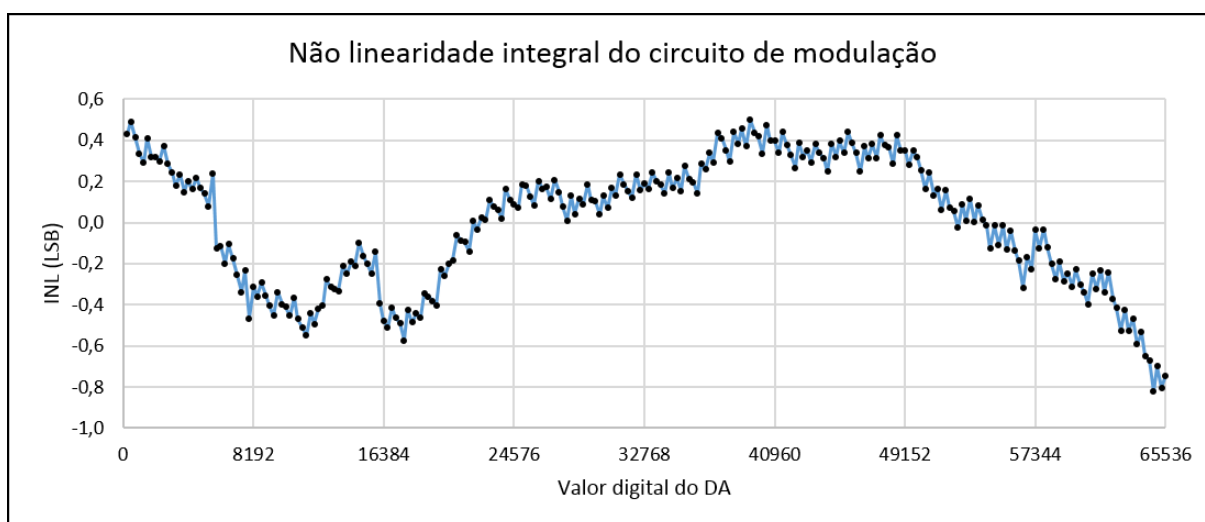


Figura 30. Não linearidade integral do circuito de modulação usando apenas $\frac{1}{4}$ da excursão do AD.

A não linearidade reduziu de ± 2 LSB para $\pm 0,8$ LSB, indicando que, de fato, o circuito de aquisição estava distorcendo o sinal. Essa distorção foi causada pelo amplificador diferencial de entrada do circuito de aquisição. Devido aos requisitos bastante restritivos desse amplificador (discutido na Seção 3.2), a substituição desse componente por outro com menor distorção em função da tensão de saída não foi possível, uma vez que, não foi encontrado nenhum outro com menor distorção que mantivesse todas as outras características requeridas para esse dispositivo. Entretanto, devido ao fato do giroscópio desenvolvido ser de malha fechada, essa não linearidade do circuito de aquisição não gera erros consideráveis, tendo em vista que o sinal de saída do interferômetro excursiona muito pouco em torno de um ponto, devido ao controle de malha fechada. Além disso, como será discutido no Capítulo 4, a profundidade de modulação que minimiza o ARW do giroscópio é próxima a 150° . Nessa profundidade de modulação, a potência óptica incidente no fotodetector do circuito de aquisição é baixa e, conseqüentemente, a tensão de entrada do conversor AD também é (em torno de 0,2 V, como será visto no Capítulo 4). Como pode ser visto na Figura 27, para baixas tensões (região central do gráfico) o circuito de aquisição é bastante linear.

3.3.2 Modulação de intensidade do modulador opto-integrado

Idealmente, a aplicação de tensão nos terminais do MIOC deveria causar somente modulação de fase no sinal óptico, entretanto observa-se o efeito indesejado de modulação de intensidade. A modulação de intensidade consiste na variação da potência óptica emergente no MIOC em função da tensão aplicada nos seus terminais. Sendo assim, os diferentes níveis da modulação dinâmica geram diferentes modulações de intensidade que são interpretadas erroneamente pelo circuito de aquisição como defasagem de Sagnac, gerando ruído na aquisição do sinal do IFOG.

Objetivando verificar a característica e magnitude da modulação de intensidade no giroscópio desenvolvido, foi realizado um ensaio para a medição desse efeito. Para isso, o conjunto óptico foi conectado ao circuito eletrônico do giroscópio. O giroscópio foi mantido em repouso sobre uma mesa óptica, submetido à rotação constante da Terra, sem modulação dinâmica e rampa de realimentação. A intensidade do sinal de saída do interferômetro foi medida pelo circuito de aquisição. A tensão nos terminais do MIOC foi excursionada de -7,08 V a 7,08 V (equivalente à defasagem de -2π rad a $+2\pi$ rad), e em seguida de 7,08 V até -7,08 V. Cada ciclo completo de excursão (varredura crescente e varredura decrescente) teve duração de 10 minutos, e foi repetido 5 vezes, depois da temperatura da sala e do giroscópio terem se estabilizado (o giroscópio ficou ligado por 3 horas antes do início do ensaio). A média dos cinco ensaios é apresentada na Figura 31.

A partir desse ensaio, foi possível observar que a modulação de intensidade do MIOC utilizado apresenta simetria ímpar e amplitude máxima de aproximadamente 0,06 % no intervalo de $\pm 7,08$ V. Esse valor é condizente com o apresentado no *datasheet* do MIOC que indica que modulação de intensidade é menor do que 0,2% em toda sua excursão (± 15 V). Ainda observando a Figura 31, é possível concluir que o perfil das varreduras crescentes e decrescentes são bastante semelhantes, indicando não haver histerese significativa no modulador.

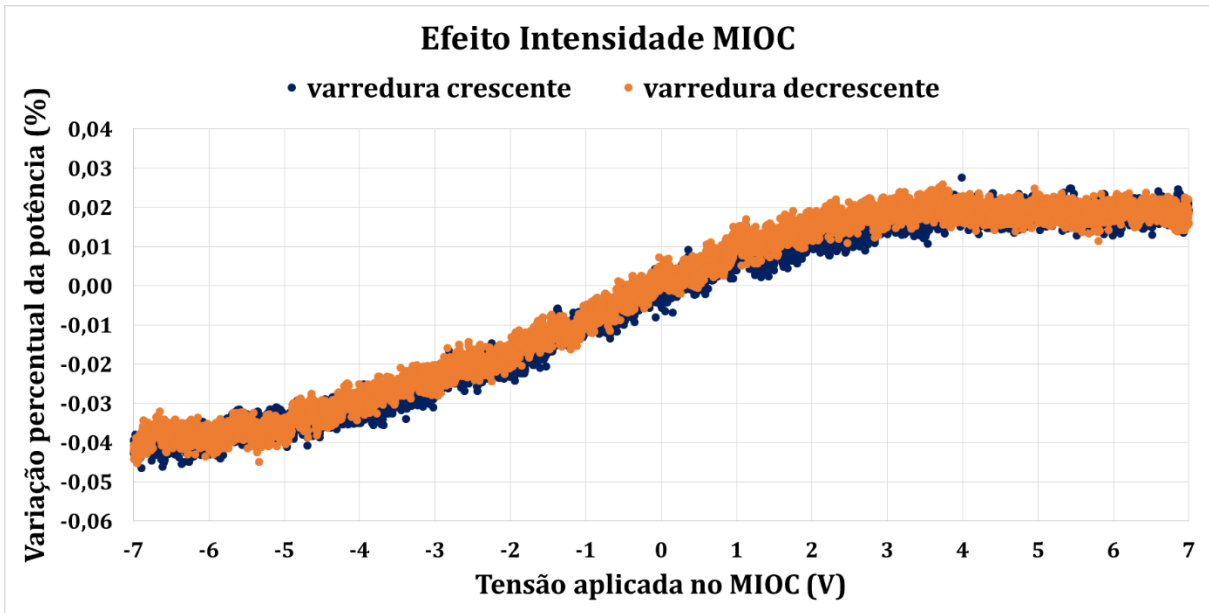


Figura 31. Resultado do ensaio de medição da modulação de intensidade do MIOC.

Na Figura 32, é apresentada a curva referente à média das varreduras crescente e decrescente, e a rotação equivalente induzida pela modulação de intensidade no giroscópio construído (potência óptica de $18,6 \mu\text{W}$, responsividade do fotodetector de $0,9 \text{ A/W}$, ganho de transimpedância de 200.000 e fator de escala de $3,04 \text{ s}$), com modulação quadrada de $\pm 90^\circ$. Observa-se que a modulação de intensidade pode gerar erros na ordem da rotação da Terra ($15^\circ/\text{h}$).

Em giroscópios de malha aberta, nos quais os níveis de modulação aplicados no MIOC se repetem, a modulação de intensidade pode gerar *offset* na medida de velocidade angular. Já em IFOGs de malha fechada, a rampa de realimentação faz com que os níveis de modulação sejam diferentes no tempo, e dependentes da velocidade angular, o que faz com que a modulação de intensidade gere ruídos na leitura da velocidade angular, deteriorando o ARW. Foram realizados ensaios com o giroscópio completo para medição do ARW do dispositivo em malha aberta e fechada. Observou-se que em ambos os casos o ARW é igual, indicando que a modulação de intensidade não degrada significativamente o ARW do giroscópio desenvolvido. Alguns cuidados devem ser tomados nos *resets* dos níveis de modulação para minimizar o efeito da modulação de intensidade, eles são discutidos na Seção 5.1.1.

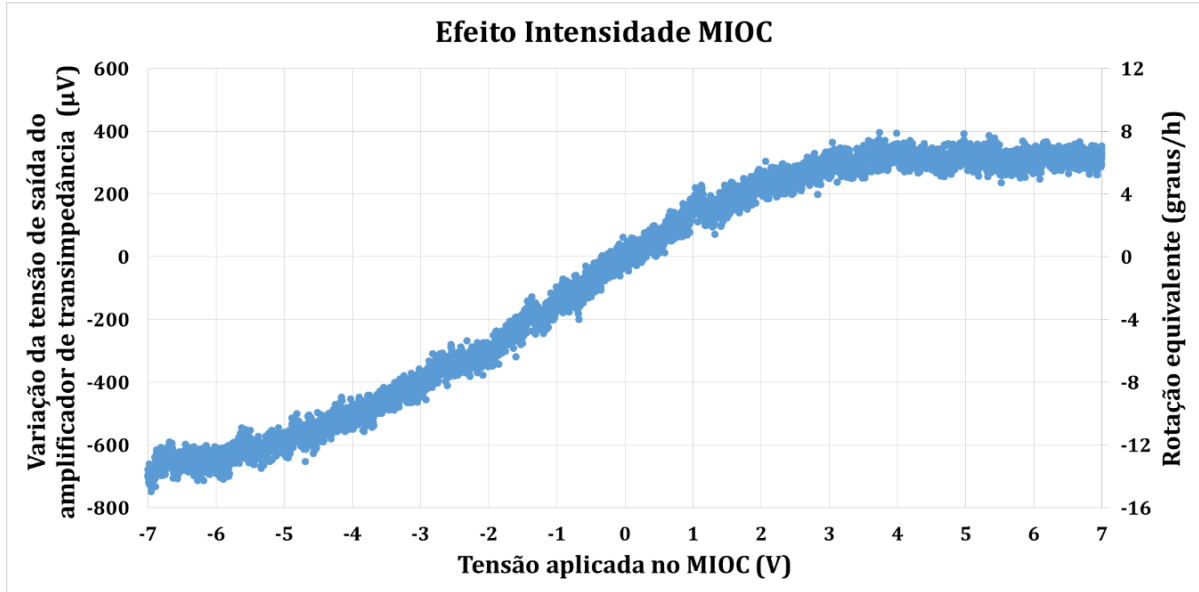


Figura 32. Rotação equivalente causada pela modulação de intensidade.

3.3.3 Reflexões ópticas na interface do MIOC com a fibra óptica

Reflexões ocorrem em todos os pontos de conexão do sistema óptico, incluindo as conexões da fibra com o circulador óptico (ou acoplador) e as conexões da fibra com o MIOC. Porém, como explicado detalhadamente em [73], as reflexões mais danosas ao desempenho do giroscópio são aquelas causadas na interface do MIOC com a bobina de fibra óptica, causadoras da reflexão do sinal vindo do interferômetro (*back-reflection*), ilustrada na Figura 33.

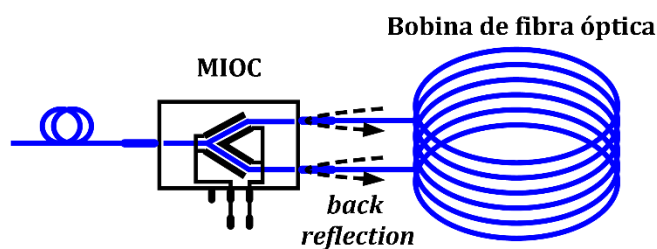


Figura 33. Reflexões na interface do MIOC com a bobina de fibra óptica.

Os efeitos espúrios nos IFOGs relacionados às reflexões ópticas nas interfaces entre o modulador opto-integrado e a fibra óptica foram relatados pela primeira vez em 1986 por Bartman et al., quando os primeiros IFOGs utilizando MIOCs foram propostos [74]. Essas reflexões levam ao aparecimento de interferômetros espúrios de Michelson, que por sua vez geram *offset* na medida da defasagem de Sagnac [74]. Como esse *offset* não é absolutamente estável e possui dependência com temperatura, resulta em aumento

da deriva do giroscópio [74]. De acordo com [49], o interferômetro espúrio de Michelson também pode causar o efeito de zona-morta em IFOGs.

Para reduzir o *offset* causado pelas reflexões nas interfaces do MIOC, duas soluções podem ser tomadas (concomitantemente ou não): (i) minimizar as reflexões nas interfaces entre o MIOC e a fibra óptica e (ii) manter os dois segmentos de fibra óptica internas do MIOC rigorosamente com o mesmo comprimento [74].

A redução da reflexão na interface pode ser feita aplicando um material antirreflexivo na interface MIOC/fibra óptica. Esse material deve ter um índice de refração igual à média geométrica do LiNbO_3 ($n \approx 2,15$), e sílica fundida ($n \approx 1,45$), ou seja 1,76 [74]. Outra forma de reduzir a reflexão na interface é através da conexão da fibra com o MIOC com uma inclinação (tipicamente de 10°), de forma que os feixes refletidos de volta para o MIOC se acoplem pobremente no modo de propagação do guia de onda. Essa técnica foi proposta por Lefèvre et al. em 1986 [75] e por se mostrar bastante eficaz (capaz de reduzir a reflexão em torno de 90%) é amplamente utilizada nos MIOCs atuais.

O efeito indesejado das reflexões ópticas também pode ser minimizado fazendo os dois segmentos de saída do MIOC rigorosamente com o mesmo comprimento. Entretanto, para se reduzir de forma eficiente o efeito indesejado da reflexão, a diferença entre os dois segmentos do MIOC deve ser da ordem de 0,1 nm, o que é muito difícil de conseguir na prática [74]. Outra forma de reduzir o efeito indesejável da reflexão é fazer o oposto, deixar os terminais com dimensões consideravelmente diferentes (na ordem de 1 mm). Essa abordagem possui a vantagem de ser muito mais fácil de implementar do que produzir o MIOC com os terminais com o mesmo tamanho [76]. Entretanto, as curvas no terminal, necessárias para aumentar seu comprimento, aumentam as perdas e a degradação do sensor devido ao efeito Kerr [74] (apesar de as perdas serem muito pequenas atualmente).

Em 2010, Xiaobin et al. publicaram um estudo detalhado sobre os efeitos das reflexões ópticas em IFOGs constituídos de fibra óptica PM [73]. Nesse estudo, os autores criaram um modelo dos efeitos indesejados das reflexões em um IFOG de malha fechada com modulação de dois níveis. Também foi analisado o efeito da temperatura nas reflexões. De acordo com esse estudo, mesmo utilizando as técnicas anteriormente descritas para suprimir a reflexão na interface MIOC/fibra óptica, ainda resta uma reflexão residual de aproximadamente -60 dB. Em giroscópios com modulação de dois

níveis, as reflexões residuais dos MIOCs podem, no pior caso, gerar *offset* na ordem $0,1 \text{ }^\circ/\text{h}$ e flutuações no sinal de rotação na ordem de $6 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\text{h}$ [73].

Ensaio experimentais realizados nesse trabalho permitiram concluir que os efeitos das reflexões no MIOC são ainda mais danosos quando são utilizadas modulações com mais de dois níveis. Para verificar a influência das reflexões nas diferentes modulações, foi implementado no giroscópio desenvolvido, a modulação de 2 fases clássica e as modulações de 4 e 6 fases propostas por [13] (exibidas nas Figura 12 e Figura 13). O *offset* gerado em cada uma das modulações foi medido através do procedimento de *flip* do conjunto óptico. Nesse procedimento, o giroscópio é mantido em repouso sobre uma mesa óptica e é registrada a rotação média medida (componente da rotação da Terra). Em seguida, o conjunto óptico é invertido, de modo a inverter o sentido da rotação medida pelo dispositivo. Após as aquisições, as amplitudes dos valores medidos são ajustadas através da multiplicação por uma constante, de modo que a soma do módulo das duas medidas dividida por 2 resulte na velocidade angular esperada para aquela latitude. O *offset* é obtido a partir da subtração das duas medidas e a divisão do resultado por 2. Caso não haja *offset*, os valores medidos nos dois sentidos terão mesma amplitude e sinais opostos.

Na modulação de 2 fases foi observado um *offset* de $0,05 \text{ }^\circ/\text{h}$, enquanto nas modulações de 4 e 6 fases foram observados *offsets* de aproximadamente $3 \text{ }^\circ/\text{h}$. Excluindo-se outras possibilidades, como histerese do modulador, assumiu-se que esse *offset* é devido às reflexões na interface do MIOC com a bobina de fibra óptica. Na modulação de dois níveis os sinais refletidos se repetem em cada fase, causando *offsets* pequenos, menores que $0,1 \text{ }^\circ/\text{h}$ [73]. Entretanto, nas modulações de mais de duas fases, com níveis diferentes, como as modulações de 4 e 6 fases, os efeitos das reflexões em cada uma das fases é diferente, pois o “passado de reflexões” é diferente, resultando em *offsets* maiores. O *offset* é causado pela influência das fases passadas na fase atual da modulação, resultante das reflexões ópticas. Conforme comentado anteriormente, esses *offsets* não são absolutamente estáveis e possuem dependência térmica, e, dessa forma, quanto menores forem, menor será a deriva devido a esses *offsets*.

Para uma melhor visualização do efeito causado pela reflexão no MIOC, foi implementado no giroscópio, em malha aberta, uma modulação de 8 fases, sendo as 6 últimas equivalentes à modulação de dois níveis (com profundidade de modulação de

$\pi/2$ rad) e as duas primeiras (Fases 1 e 2) variáveis (de -2π rad a $+2\pi$ rad), conforme ilustrado na Figura 34. O objetivo desse experimento foi verificar como os níveis das Fases 1 e 2 interferem nas demais fases, o que teoricamente não deveria ocorrer, a não ser que houvesse reflexões dos sinais ópticos oriundos da bobina no MIOC.

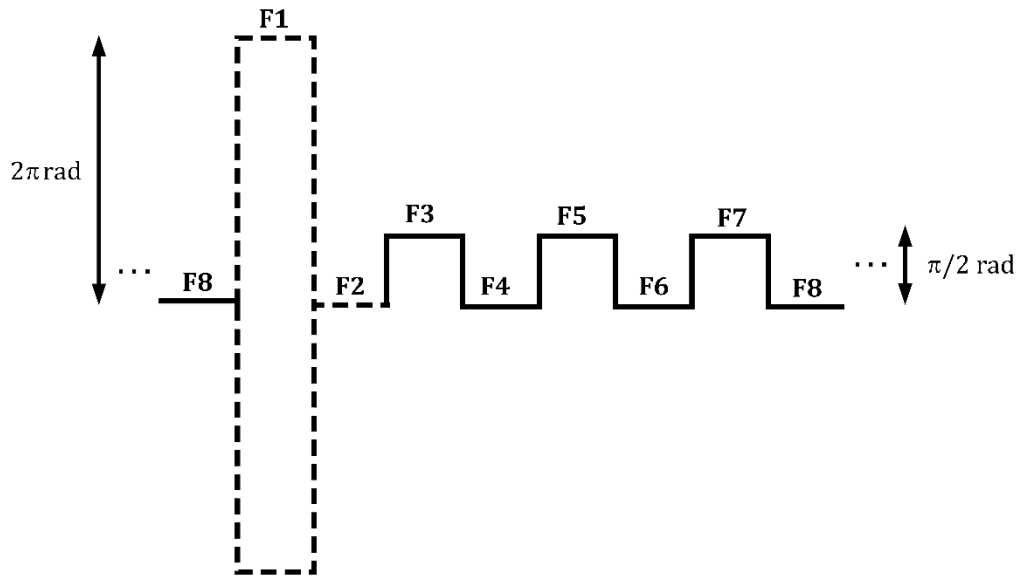


Figura 34. Modulação utilizada para verificação do efeito da reflexão na interface MIOC/bobina de fibra óptica.

Na Figura 35, é exibida a variação da potência óptica nas Fases de 3 a 8 em função da amplitude das Fases 1 e 2. Nesse experimento, as transições das Fases F3, F5 e F7 foram mantidas com amplitudes fixas de $+\pi/2$ rad, e das Fases F4, F6 e F8 com amplitudes fixas de $-\pi/2$ rad, enquanto a transição de F1 foi excursionada de -2π até $+2\pi$ radianos e F2 de $+2\pi$ até -2π .

É possível observar que o efeito da reflexão do sinal óptico no MIOC é mais pronunciado na fase seguinte à Fase 2, ou seja, a Fase 3 (sinal azul), e reduz sua intensidade quanto mais distante a fase for da Fase 2. Este comportamento era de se esperar, pois, o efeito da reflexão do sinal com transição diferente de $\pi/2$ rad atenua rapidamente após sucessivas reflexões. É interessante observar também, que quando as transições das Fases 1 e 2 possuem amplitude de $\pm\pi/2$ rad, situação em que a modulação é equivalente à modulação de 2 níveis clássica, não há interferência da reflexão em nenhuma das fases. Outra constatação interessante, é que essa interferência devida à reflexão possui simetria ímpar centrada em $\pi/2$ rad.

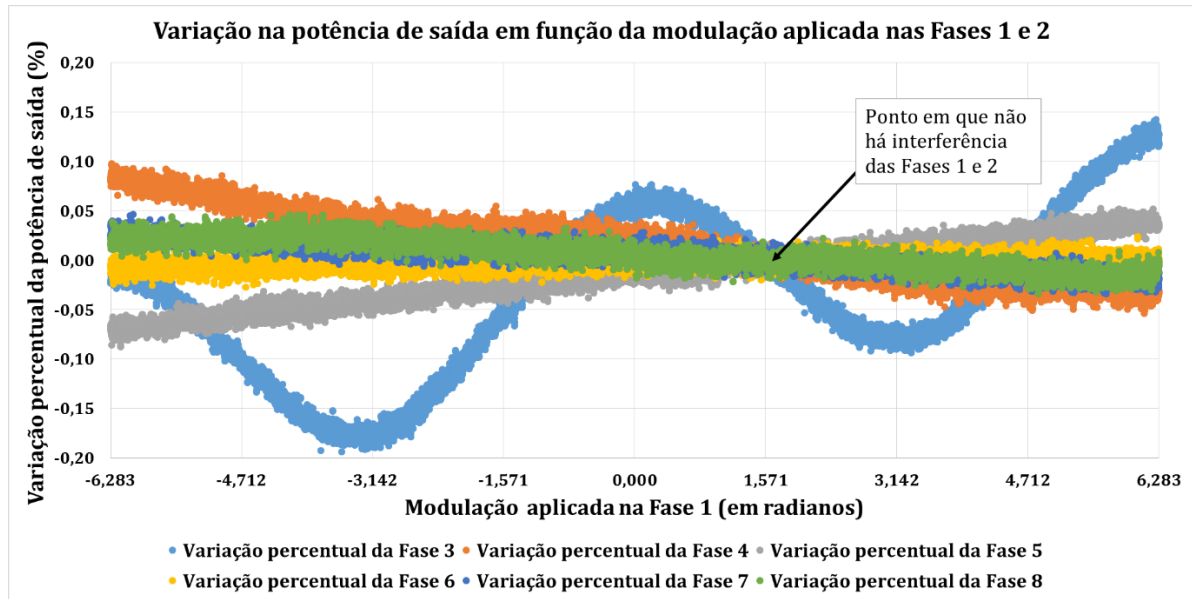


Figura 35. Variação de potência óptica nas Fases 3 a 8 em função da amplitude das Fases 1 e 2.

Na Figura 36, é apresentada a defasagem de Sagnac, obtida a partir da subtração de duas fases consecutivas da modulação de 8 fases. Mais uma vez, é possível constatar que as fases seguintes mais próximas da Fase 2 (Fases 3 e 4) são as que apresentam maior intensidade de variação devido ao efeito da reflexão, ao passo que, nas Fases mais distantes (Fases 7 e 8), esse efeito é muito pequeno. Também é possível observar a amplitude do *offset* causado pela reflexão, que em alguns casos chega a $60^\circ/\text{h}$, valor uma ordem de grandeza maior que a componente vertical da rotação da Terra em Campinas-SP (latitude $-22,82^\circ$, longitude $-47,06^\circ$) de $5,83^\circ/\text{h}$.

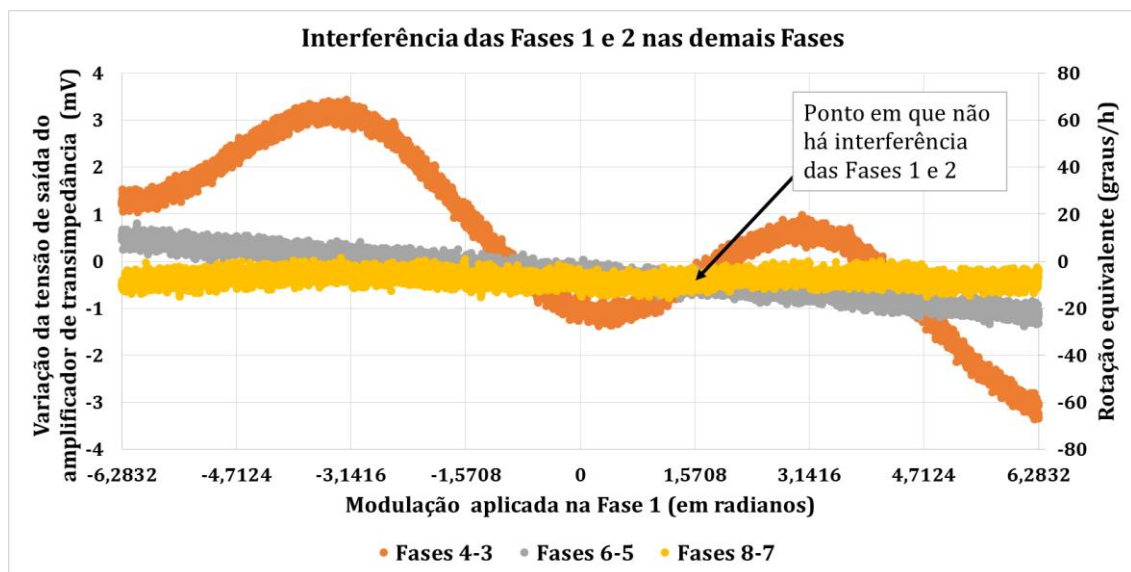


Figura 36. Interferência das Fases 1 e 2 na medida da defasagem de Sagnac nas demais fases.

Levando em consideração que não é possível reduzir ainda mais a reflexão óptica na interface do MIOC usando as técnicas conhecidas, a partir do experimento realizado conclui-se que o uso de modulações com mais de 2 níveis gera *offset* na leitura do sinal de Sagnac. De fato, em todos os experimentos realizados com diferentes propostas de modulação de mais de 2 níveis foram observados *offsets* consideráveis. Para algumas modulações é possível explorar algumas simetrias no sinal de modulação que permita a leitura do sinal de Sagnac sem *offset*, entretanto, essas modulações não permitem a leitura do sinal para controle da profundidade de modulação livre de *offset* devido à reflexão, o que leva ao mesmo problema da degradação da deriva do giroscópio.

Dessa forma, concentramos nossa pesquisa no desenvolvimento de uma nova modulação baseada na modulação de dois níveis, a única que se mostrou pouco susceptível aos efeitos indesejáveis resultantes das reflexões no MIOC. Conforme apresentado na Seção 2.2.2.1, a modulação clássica de dois níveis não permite o controle adequado da profundidade de modulação. A modulação de dois níveis com inserções periódicas da modulação de 4 níveis proposta por Wang et al. [42], também apresenta o problema devido às reflexões, pois, a modulação de 4 níveis inserida periodicamente na modulação de dois níveis também causa o problema de *offset* devido à reflexão.

No Capítulo 5, é apresentada uma engenhosa modulação baseada na modulação de dois níveis, simples e eficiente, que elimina o problema devido à reflexão e permite o controle adequado da profundidade de modulação.

3.4 Projeto da placa de circuito impresso

Duas versões do circuito eletrônico do IFOG foram construídas, uma preliminar, usando uma placa de circuito impresso (PCB) de dupla face, e o projeto final em uma PCB de 4 camadas. A disposição dos circuitos integrados em ambas PCBs é bastante similar, entretanto, no projeto final, devido ao uso de uma PCB de 4 camadas, foi possível fazer um melhor roteamento de forma a assegurar uma melhor integridade dos sinais. O projeto preliminar teve como objetivo a verificação do comportamento funcional dos componentes do circuito eletrônico do giroscópio, e o projeto final, a diminuição de interferências nos sinais analógicos. Nas Figura 37 e Figura 38 são apresentadas fotos das PCBs construídas.

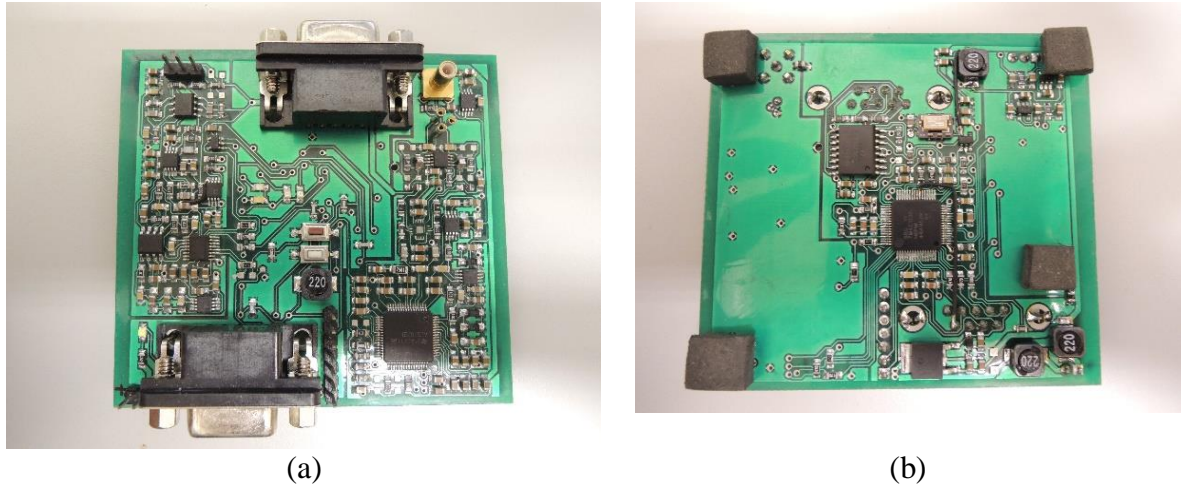


Figura 37. Versão preliminar (PCB face dupla) da segunda versão do circuito eletrônico para IFOGs: (a) face superior e (b) face inferior.



Figura 38. Versão final (PCB 4 camadas) da segunda versão do circuito eletrônico para IFOGs: (a) face superior e (b) face inferior.

Um bom projeto de PCB é crucial para se construir um IFOG de alto desempenho, com baixa deriva e ARW. Caso o *layout* da PCB não seja bem projetado, problemas de *crosstalk*, variações nas tensões nas trilhas de alimentação e de terra e interferências externas, irão degradar os sinais analógicos. Na Figura 39, são apresentadas as 4 camadas da versão final da PCB desenvolvida. Nesse projeto, alguns cuidados foram tomados para garantir a integridade dos sinais medidos, os quais são discutidos a seguir.

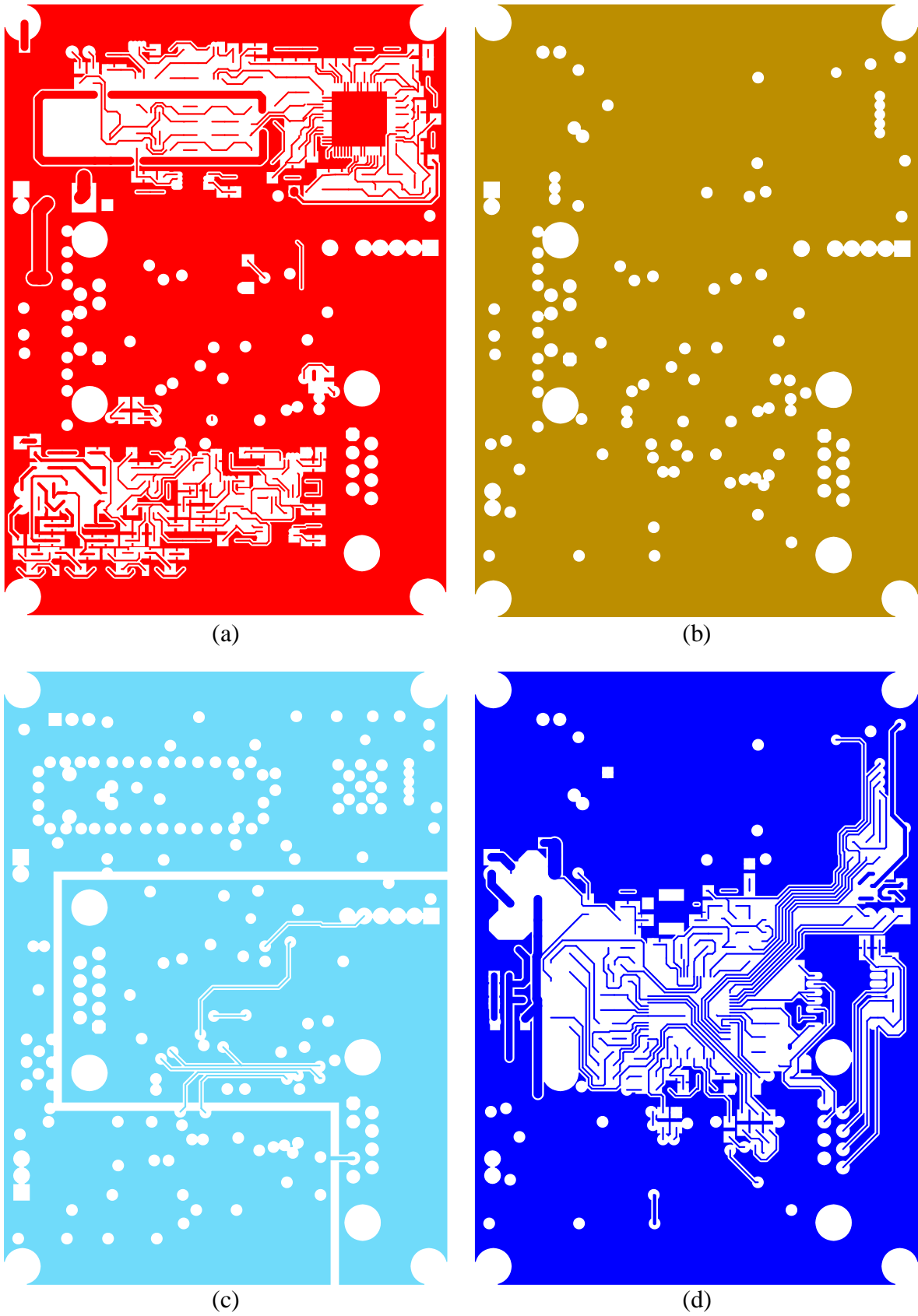


Figura 39. *Layers* da versão final da PCB do circuito eletrônico para IFOGs: (a) primeira *layer* (circuitos analógicos), (b) segunda *layer* (plano de terra), (c) terceira *layer* (plano de alimentação) e (d) quarta *layer* (circuitos digitais).

Separação dos circuitos analógicos e digitais

A separação física dos circuitos analógicos e digitais é uma estratégia eficaz para a diminuição dos níveis de ruído nos circuitos analógicos. O chaveamento de circuitos digitais de alta frequência, como os que compõem os microcontroladores, causam flutuações nas malhas de terra que podem degradar o desempenho de componentes analógicos, como amplificadores operacionais e conversores AD e DA.

Nas duas versões de PCB construídas (versão preliminar e versão final), os circuitos digitais (microcontrolador, *transceiver* RS-422 e osciladores) e o circuito regulador de tensão, foram colocados na face inferior da placa, já os circuitos predominantemente analógicos (Amp-Ops, referências de tensão, conversores AD e DA), foram colocados na face superior. Os circuitos digitais foram posicionados na parte central da face inferior da PCB, diferentemente dos componentes do circuito de modulação e de aquisição e sinais, que foram posicionados na face superior da PCB, em lados opostos, conforme mostrado nas Figura 37 e Figura 38. Os circuitos foram posicionados de forma a não haver sobreposição dos circuitos digitais na face inferior com os circuitos analógicos na face superior, diminuindo ainda mais o acoplamento de ruídos digitais nos circuitos analógicos.

Nas PCBs desenvolvidas, os circuitos de modulação e de demodulação foram posicionados o mais distante possível um do outro, em lados opostos da PCB, de forma a minimizar o *crosstalk* entre eles, e assim, evitar o aparecimento de zona-morta no giroscópio[47, 52].

Utilização de trilhas curtas

Em circuitos de instrumentação eletrônica de precisão, é fundamental manter a menor distância possível entre os componentes eletrônicos, de forma a diminuir o comprimento das trilhas e, conseqüentemente, minimizar a indutância e os acoplamentos capacitivos entre elas [77]. Considerando isso, os componentes eletrônicos que compuseram os circuitos dos IFOGs foram dispostos o mais próximos possível uns dos outros, sendo separados somente os componentes analógicos dos digitais. Dessa forma, foi possível construir o circuito em placas de pequenas dimensões, de modo que o projeto preliminar, apresentado na Figura 17, apresenta 68 mm por 73 mm e o projeto final, apresentado na Figura 38, possui 67 mm por 93 mm.

Manter as trilhas de comunicação e de clock afastadas das trilhas de sinais analógicos

É importante manter trilhas digitais com chaveamento em alta frequência, como as que compõe os barramentos SPI de comunicação e de *clock*, longe de seções analógicas (circuitos de aquisição e de modulação do giroscópio), de forma a minimizar as interferências nos sinais analógicos. Em regiões da PCB onde o posicionamento paralelo de trilhas de sinal analógico e digital foi inevitável, foi mantida uma distância razoável entre as trilhas e colocada uma trilha de terra entre elas, minimizando assim, a interferência dos chaveamentos da trilha digital na trilha analógica. No projeto final, as trilhas dos sinais digitais de controle e comunicação com os conversores AD e DA foram mantidas as mais curtas possíveis na face analógica, de modo a minimizar a interferência dos sinais chaveados nas trilhas de sinais analógicos.

Uso de anéis de guarda em regiões mais sensíveis a interferências

No projeto final, em regiões críticas da PCB, como no amplificador de transimpedância, foram colocados anéis de terra em torno dos circuitos com o objetivo de minimizar a interferência de circuitos externos. Além disso, em alguns CIs, como no conversor DA utilizado para controle do fator de escala, foram feitos anéis de guarda em torno de pinos críticos do CI, conforme recomendação do *datasheet*. Todas as recomendações de *layout* apresentadas nos *datasheets* dos CIs utilizados foram aplicadas no projeto.

Uso de capacitores de desacoplamento

Outro cuidado importante que favorece a integridade dos sinais analógicos é o uso de capacitores de desacoplamento nos pinos de alimentação dos circuitos integrados. Esses capacitores são responsáveis por suprir picos de consumos dos CIs nos instantes de chaveamento e garantir menores variações de tensão nesses terminais.

Nos circuitos digitais foram utilizados capacitores de desacoplamento de 10 nF em paralelo com capacitores de 1 μ F, ou 4,7 μ F. Nos circuitos analógicos foram usados capacitores de 100 nF em paralelo com capacitores de 10 μ F, todos cerâmicos. No circuito de alimentação foram empregados filtros compostos por indutores e capacitores para reduzir os ruídos oriundos da fonte de alimentação externa e acoplados no cabo de alimentação.

Uso de PCB multicamadas e planos de terra

O uso de PCBs multicamadas é fundamental para a implementação de circuitos de instrumentação de baixo ruído, como os requeridos por giroscópios de alto desempenho, pois, permite um melhor roteamento e uma melhor separação dos circuitos analógicos e digitais, reduzindo interferências. Além disso, o uso de PCBs multicamadas permite a utilização de camadas únicas para alimentação e terra, de forma a minimizar as variações de tensão nessas malhas, reduzindo assim, a degradação de desempenho de componentes analógicos como Amp-Ops e conversores AD e DA.

No projeto final (Figura 38), foi utilizada uma PCB de 4 camadas. A camada superior foi utilizada para roteamento dos circuitos analógicos; a camada seguinte foi utilizada como plano de tensão, o qual foi dividido em dois segmentos, 3,3 V na região digital (central) e 5 V na região analógica (laterais). A terceira camada foi reservada para o plano de terra. Para minimizar a formação de *loops de corrente*, os planos de terra analógico e digital não foram separados fisicamente. Não há necessidade de separação dos planos, pois, como os componentes analógicos e digitais estão dispostos em seções separadas da PCB, as correntes de retorno dos componentes digitais não fluem nas seções analógicas [78]. A quarta camada (face oposta à dos circuitos analógicos) foi reservada para a fonte de alimentação e componentes digitais, como microcontrolador e *tranceiver* RS-422.

Os planos de alimentação e terra foram mantidos os mais contínuos possível, sem cortes, evitando assim a formação de *loops* de corrente. Pelo mesmo motivo foram evitadas vias em demasia. Além disso, vias inserem indutância parasita adicional nas trilhas, aumentando o acoplamento indutivo de sinais interferentes [77].

Uso de componentes SMD e demais cuidados

Outros cuidados, como a utilização somente de componentes com encapsulamento SMD e a utilização de curvas suaves nas trilhas da PCB foram tomados. O uso de componentes SMD, devido as suas pequenas dimensões, reduz a distância entre os componentes, diminuindo as indutâncias e capacitâncias parasitas. Além disso, como os terminais de conexão com a PCB são curtos, evitam o acoplamento de sinais espúrios.

Evitar curvas abruptas nas trilhas é uma regra básica de *design* de PCBs. Essas curvas são especialmente danosas em trilhas digitais de sinais de alta frequência, uma vez

que aumentam a emissão e conseqüente interferência entre as trilhas, além disso, podem causar reflexões dos sinais transmitidos [77].

Como pôde ser observado, o projeto adequado de uma PCB para sistemas de instrumentação eletrônica de alta precisão requer o conhecimento de vários fenômenos que causam efeitos indesejados e de técnicas para minimizar esses efeitos.

3.5 Sistema de aquisição de dados do giroscópio

Para o envio de dados para o computador de bordo, o giroscópio desenvolvido é equipado com interfaces de comunicação RS-232 e RS-422 (isolada). O pacote de dados é composto por 9 *bytes*, sendo que os 2 primeiros contêm a informação da temperatura da PCB (12 *bits*) e o *status* (4 *bits*) do sistema eletrônico; seguidos de 3 *bytes* contendo o ângulo integrado e por fim, 4 *bytes* com a informação da velocidade angular medida.

O formato do pacote de comunicação permite o envio de temperaturas no intervalo de -40 °C a +80 °C, com 29 m°C de resolução. Os 4 *bits* de *status* são utilizados para informar algum problema no sistema de aquisição, como por exemplo: falha do sensor de temperatura, erro de comunicação, estouro de fundo de escala do giroscópio, etc. O ângulo integrado pelo sensor é enviado no intervalo de 0 a 2π rad, com resolução de 37 μ rad. O valor do ângulo integrado pode ser zerado a qualquer momento por meio de um comando oriundo do computador de bordo. A velocidade angular é enviada em unidade de rad/s, com fundo de escala em $\pm 2\pi$ rad/s e resolução de 3 nrad/s. O sistema de comunicação é capaz de fornecer dados a uma taxa máxima de 1 kHz, podendo operar no modo envio contínuo (com taxa de envio fixa) ou envio de uma única amostra.

Um programa LabView foi desenvolvido para aquisição de dados do giroscópio; o painel de controle desse programa é apresentado na Figura 40. Através de uma interface simples, esse programa permite controlar os principais parâmetros do giroscópio, visualizar os dados medidos pelo sensor e salvar os dados em arquivos de texto.

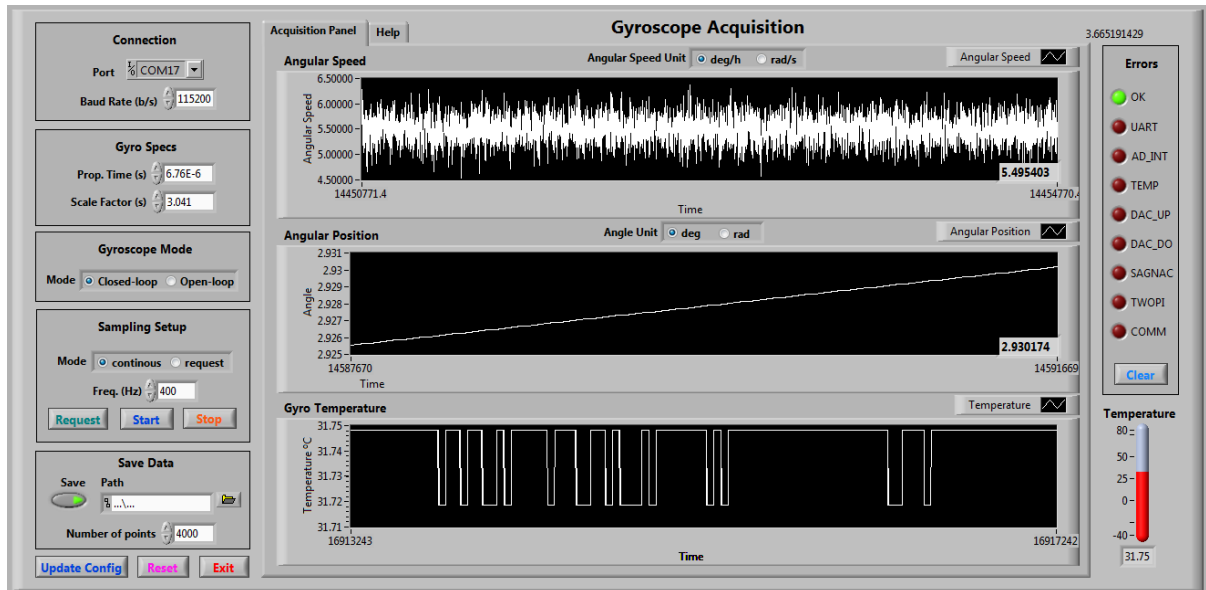


Figura 40. Painel de controle do sistema de aquisição de dados do giroscópio.

3.6 Emulador do conjunto óptico do giroscópio

Para que fosse possível analisar o desempenho do sistema eletrônico do giroscópio de forma independente do conjunto óptico, foi construído um sistema eletrônico para emulação do sinal óptico. O *hardware* do emulador é composto basicamente por um microcontrolador ARM M4F, um conversor DA de 20 *bits* e um Amp-Op diferencial na saída. O diagrama esquemático do circuito eletrônico desse emulador é apresentado no Apêndice B. Na Figura 41, é apresentada uma foto do circuito eletrônico de emulação conectado ao sistema eletrônico do giroscópio desenvolvido.

O emulador é conectado ao sistema eletrônico do giroscópio por: um par diferencial que leva o sinal “óptico emulado” (sinal de tensão diferencial) ao sistema de aquisição do giroscópio; dois sinais digitais de sincronização (SYNC_MOD e SYNC_DA) e um barramento de comunicação SPI.

O sistema desenvolvido emula o sinal óptico emergente do interferômetro por meio de um sinal de tensão diferencial. Esse sinal de tensão é acoplado ao circuito de aquisição do giroscópio através dos resistores R1 e R2, representados na Figura 18. Nessa configuração, o amplificador de transimpedância do circuito de aquisição se transforma em um amplificador de tensão diferencial. Dessa forma, o emulador consegue inserir no circuito de aquisição do giroscópio um sinal cujos níveis de tensão são equivalentes aos gerados pelas correntes elétricas produzidas no fotodetector. Os ganhos do sinal de saída

do emulador são configurados de forma que os sinais de entrada do conversor AD do sistema de aquisição do giroscópio tenham amplitude igual aos gerados pelo sistema óptico.

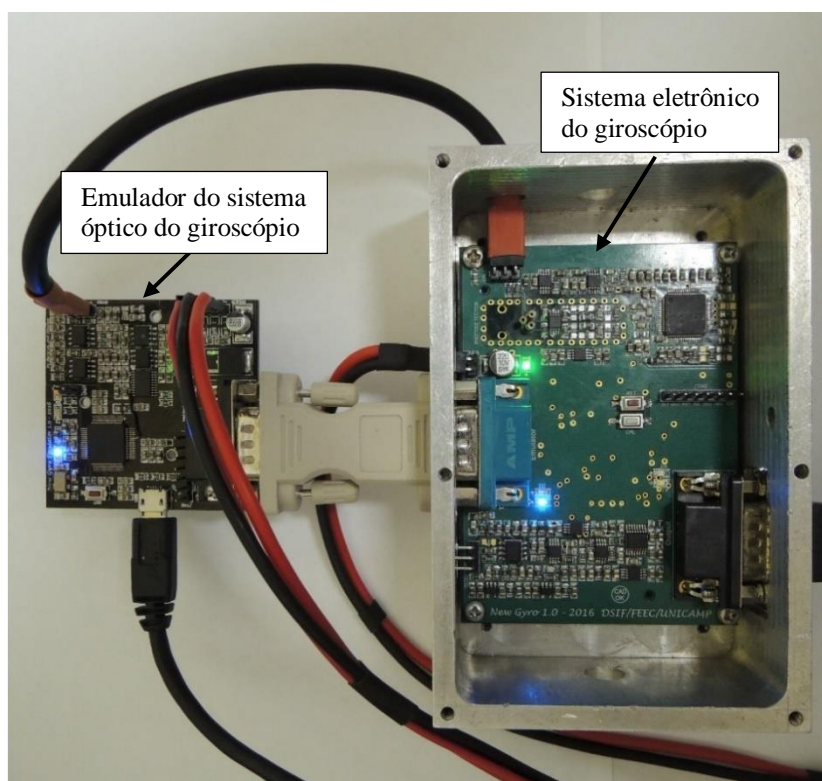


Figura 41. Circuito eletrônico do giroscópio conectado ao emulador do sistema óptico.

No sistema emulado, os sinais gerados pelo circuito de modulação do giroscópio não são conectados ao emulador. Os níveis de modulação são emulados pelo *software* do emulador. A inclinação da rampa de realimentação utilizada para fechamento da malha do giroscópio é enviada do giroscópio ao emulador por meio do barramento SPI.

Como o sinal de modulação do giroscópio não é conectado ao emulador, os sinais SYNC_MOD e SYNC_DA são utilizados para sincronizar a transição dos níveis de saída do emulador com o sinal de modulação do giroscópio. O sinal SYNC_DA sinaliza, em sua borda de subida, os instantes de mudança de fase de modulação. Esse sinal é utilizado no emulador para disparar a mudança de nível do conversor DA de saída. O sinal SYNC_MOD é utilizado para sinalizar o início da Fase 1 para o emulador.

O emulador do sistema óptico permite a emulação tanto de ensaios estáticos (com rotação constante) quando ensaios dinâmicos (com rotação variável). O *software* de controle do emulador do conjunto óptico, cujo painel de controle é apresentado na Figura 42, foi desenvolvido em LabView.

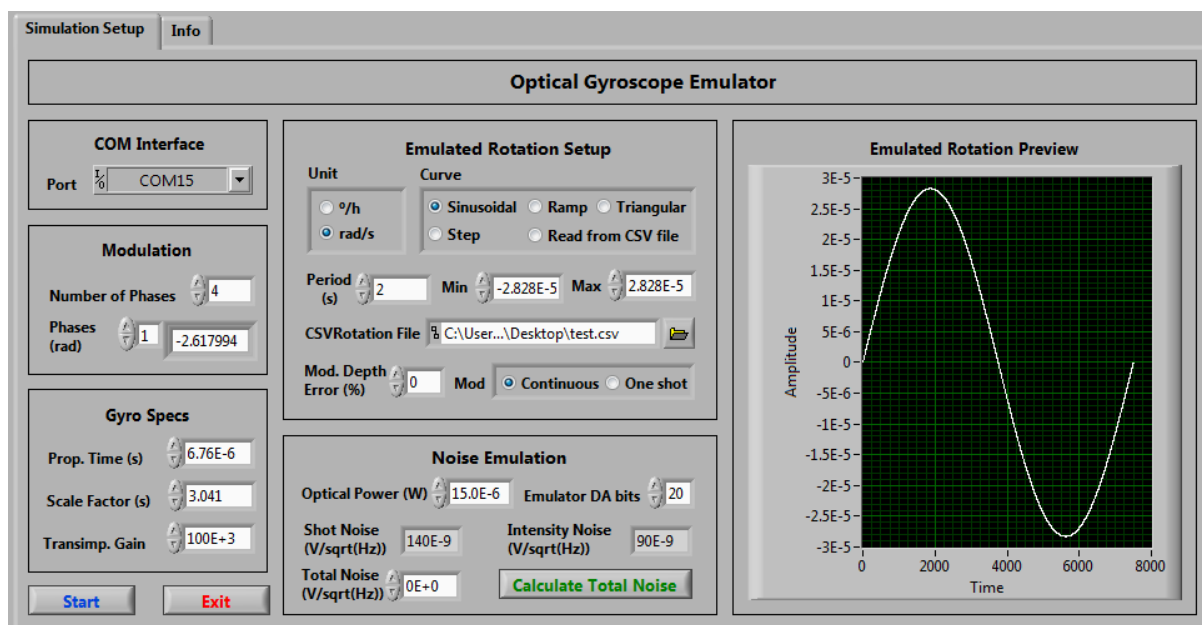


Figura 42. Painel de controle do sistema de emulação do conjunto óptico de giroscópios.

O sistema de emulação desenvolvido, permite emular um giroscópio de malha fechada com modulação digital e um número qualquer de fases. O usuário deve inserir na tela do painel de controle do sistema: o número de fases da modulação a ser emulada, o nível de cada uma das fases de modulação, o tempo de trânsito do conjunto óptico emulado, o fator de escala do conjunto óptico emulado e o ganho do amplificador do transimpedância do circuito de aquisição de sinais do giroscópio.

O programa LabView desenvolvido fornece ao usuário uma interface simples que o permite configurar o perfil de rotação a ser emulado. De forma pré-definida, é possível emular rotações periódicas ou de um único ciclo, com os perfis senoidal, triangular, dente de serra, ou quadrada. Também é possível carregar a partir de um arquivo .csv um perfil de rotação arbitrário.

O sistema desenvolvido permite também a emulação de erro na profundidade de modulação, e a emulação de ruído no sistema óptico. O ruído óptico, composto pelos ruídos *shot* e de intensidade (discutidos na Seção 4.1, podem ser calculados a partir da configuração óptica do sistema ou inseridos manualmente.

Como será visto no Capítulo 6, o emulador do sistema óptico possibilitou a identificação dos limites de ARW e deriva do sistema desenvolvido. Além disso, o emulador permite a emulação da dinâmica do IFOG, possibilitando a verificação da resposta do controlador e dos filtros implementados em *software*.

O sistema de emulação do conjunto óptico desenvolvido possui duas limitações: não é capaz de emular o pico de transição entre as fases de modulação e nem os ruídos do sistema de modulação dos giroscópios. Os picos de transição das fases de modulação não podem ser emulados por possuírem um tempo de duração muito curto (tipicamente de 500 ns a 1 μ s) impossibilitando a sintetização deles com conversores DA.

Em uma versão futura do emulador, pretende-se adicionar um conversor AD para leitura do sinal de modulação. Dessa forma, não será mais necessária à obtenção da inclinação da rampa de realimentação via barramento SPI e será possível analisar o ruído do sistema de modulação.

Capítulo 4

Análise de ruídos em giroscópios interferométricos a fibra óptica

Neste capítulo, é apresentado um modelo para o *angle random walk* (ARW) de IFOGs com modulação digital. Inicialmente, são descritas as principais fontes de ruídos em IFOGs: *shot noise*, *excess photon noise*, ruído térmico, ruídos de tensão e corrente do Amp-Op do amplificador de transimpedância e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD. Em seguida, é mostrado como a densidade espectral desses ruídos é alterada pelo processo de demodulação do giroscópio e é deduzida uma equação que descreve a sensibilidade do giroscópio (relação entre a tensão medida pelo circuito de aquisição e a defasagem de Sagnac). Utilizando a equação que descreve a densidade espectral de ruído do sinal demodulado e a equação que descreve a sensibilidade do giroscópio, é encontrada a equação que permite calcular o ARW do giroscópio a partir de suas características ópticas e eletrônicas. Por fim, o modelo para levantamento do ARW de giroscópios é validado experimentalmente utilizando o IFOG desenvolvido.

4.1 Ruídos em giroscópios interferométricos a fibra óptica

O ruído dos giroscópios é geralmente especificado em *angle random walk* (ARW). O ARW consiste no desvio padrão do ângulo obtido pela integração da velocidade angular, considerando somente os ruídos na medição da velocidade angular, independentemente de outras fontes de erro, como a deriva e variação no fator de escala [53]. O ARW está diretamente relacionado com as fontes de ruídos espúrios do sistema, tanto de origem óptica, quanto de origem eletrônica. As principais fontes de ruídos ópticos nos IFOGs são o ruído *shot* e o *excess photon noise* (comumente chamado de ruído de intensidade). As principais causas dos ruídos eletrônicos são: o ruído térmico, os ruídos

de tensão e corrente dos Amp-Ops e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD do circuito de aquisição.

O ruído *shot* consiste em flutuações aleatórias na fotocorrente devido à característica discreta dos fótons e elétrons. Ele corresponde ao desvio padrão da taxa de chegada dos fótons no fotodetector. O ruído *shot* é proporcional à raiz quadrada da potência da fonte luminosa [1]. A densidade espectral do ruído *shot* é representada por:

$$P_{sn} = 2 \cdot q \cdot I_m \text{ (A}^2\text{/Hz)}, \quad (13)$$

em que, q é a carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C) e I_m é a corrente do fotodetector. A fotocorrente gerada no circuito de aquisição de um IFOG com modulação digital de profundidade igual a ϕ_m radianos, quando não submetido à rotação, ou em malha fechada, e é dada por:

$$I_m = \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\phi_m)], \quad (14)$$

em que, I_0 é a fotocorrente máxima (produto da potência luminosa máxima incidente com a responsividade do fotodetector). De acordo com as Equação (13) e Equação (14), o aumento da potência luminosa, que por sua vez culmina no aumento da corrente do fotodetector, melhora a SNR com relação ao ruído *shot*, pois esse ruído cresce com a raiz quadrada da potência luminosa, ao passo que o sinal cresce proporcionalmente ao aumento da potência luminosa.

O *excess photon noise* é causado por colisões aleatórias de todas as componentes de frequência de um sinal de espectro largo [24]. O *excess photon noise* é proporcional à potência da fonte luminosa e, portanto, a variação de potência não altera a SNR devido a esse ruído. A densidade espectral do *excess photon noise* é descrita por:

$$P_{en} = \frac{I_m^2}{\Delta v_e} \text{ (A}^2\text{/Hz)}, \quad (15)$$

em que, Δv_e é a largura de banda espectral efetiva da fonte de luz no domínio da frequência. Na implementação do giroscópio proposto nesse trabalho, utilizou-se como fonte de luz um SLED com comprimento de onda centrado em 1300 nm e FWHM de 25 nm, resultando em $\Delta v_e = 4,44$ THz.

Uma parcela importante do ruído eletrônico se deve ao ruído térmico no resistor de transimpedância. O ruído térmico é resultado da agitação dos elétrons, e é proporcional à temperatura. A densidade espectral de potência do ruído térmico é:

$$P_{tn}(\omega) = \frac{4kT_k}{R} (A^2/Hz), \quad (16)$$

em que, k é a constante de Boltzmann ($1,380658 \times 10^{-22}$), T_k a temperatura em Kelvin e R o valor do resistor de realimentação do amplificador de transimpedância. O ruído térmico é independente da potência luminosa e, portanto, quanto maior a potência da fonte melhor será a SNR (se somente o ruído térmico for considerado).

Nos artigos [1, 24, 79-81] é discutida a influência das fontes de ruídos *shot*, de intensidade e térmico no ARW dos giroscópios. A influência de cada um dos ruídos depende da potência da fonte luminosa, da profundidade de modulação e do ganho do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição. De acordo com [1], o ruído *shot* é o limite teórico de ruído dos IFOGs. Porém, de acordo com [1, 24, 80] o *excess photon noise* é o ruído que, na prática, predomina na maioria dos IFOGs.

De acordo com [79], para um giroscópio com 1 km de fibra, 10 cm de diâmetro, operando com uma fonte de luz com comprimento de onda centrado em 1550 nm e largura de 30 nm, o ruído térmico é predominante quando a potência da fonte é inferior a 4 μ W. Para potências maiores, o *excess photon noise* é predominante. Observa-se também que, para potências maiores do que algumas dezenas de microwatts, o ganho com o aumento de potência é pouco significativo, tendo em vista que o *excess photon noise* já é muito maior que os demais ruídos e que o aumento de potência não aumenta significativamente o SNR para esse ruído.

Na Figura 43, é apresentado o ARW em função da potência da fonte luminosa e a contribuição dos ruídos térmico, *shot* e de intensidade (*excess photon noise*) no ARW [79]. Observa-se que, após algumas dezenas de microwatts de potência luminosa o ARW se mantém praticamente constante.

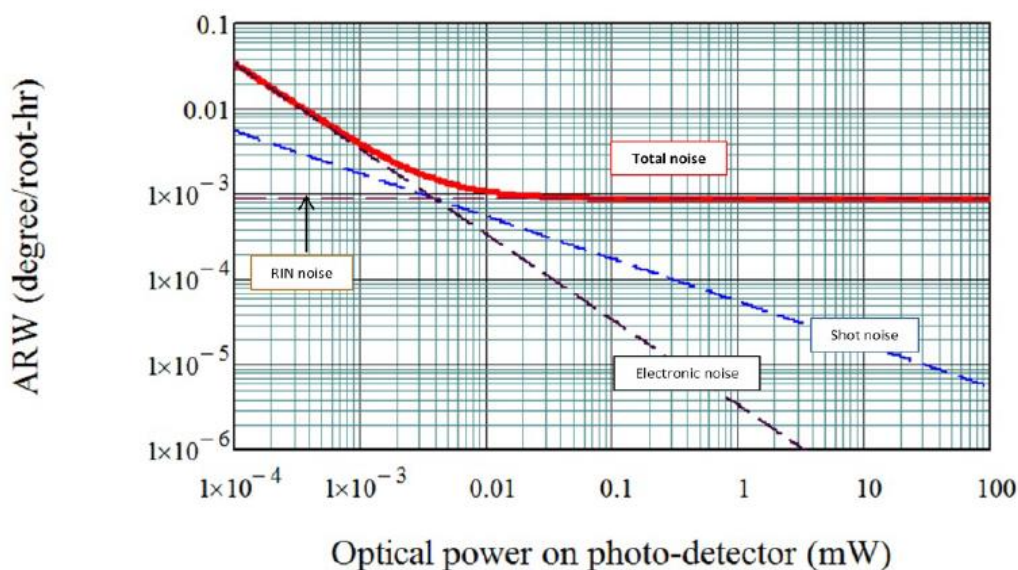


Figura 43. ARW em função da potência da fonte luminosa e a contribuição dos ruídos térmicos, *shot* e de intensidade [79].

Os ruídos *shot* e de intensidade diminuem com a redução da potência óptica que chega ao fotodiodo, de forma que o uso de profundidades de modulação próxima a 180° reduz significativamente esses ruídos. Entretanto, o uso de profundidade de modulação alta (próxima a 180°) também reduz a sensibilidade do IFOG (como pode ser observado na Figura 3). Na prática, como será mostrado a seguir, a relação sinal ruído do giroscópio é otimizada para profundidades de modulação próximas a 180° .

Em 1987, Lefèvre et al. propuseram pela primeira vez o uso de uma modulação digital para IFOGs de malha fechada com valor diferente a $\pm 90^\circ$ [44]. Nesse artigo, os autores afirmam que a razão sinal-ruído é maximizada, considerando um circuito eletrônico de interrogação ideal e sem ruídos, na profundidade de modulação de $\pm 180^\circ$, e não como se pensava anteriormente em $\pm 90^\circ$. De acordo com esse trabalho, quando o ruído do IFOG é limitado pelo ruído de intensidade (*excess photon noise*), o que acontece na maioria dos casos práticos, o uso de modulações com valor próximo a $\pm 180^\circ$, apesar de levar para um ponto de menor sensibilidade do que $\pm 90^\circ$, maximiza a razão sinal-ruído do sensor, pois, o ruído de intensidade decai mais rapidamente com o aumento da profundidade de modulação do que a sensibilidade.

Devido aos ruídos eletrônicos provenientes do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição, o valor ótimo da profundidade de modulação é um pouco menor do que $\pm 180^\circ$, aproximando-se desse valor quanto menor for o ruído eletrônico. O giroscópio desenvolvido em [44] foi implementado com profundidade de

modulação de 171° . Entretanto, nenhuma análise quantitativa, teórica ou experimental, foi apresentada nesse artigo, descrevendo os valores de cada um dos ruídos em função da profundidade de modulação, que justificasse a escolha desse valor.

Em [1], o autor apresentou gráficos dos ruídos *shot* de intensidade e térmico em função da profundidade de modulação (para giroscópios com modulação digital de dois níveis). Nos gráficos, apresentados nas Figura 44, Figura 45 e Figura 46, também são apresentadas as razões ruído-sinal considerando cada uma das três fontes de ruído independentemente. A partir desses gráficos, é possível observar que a razão ruído-sinal com relação ao *shot noise* e *excess photon noise* é otimizada quando a profundidade de modulação se aproxima de 180° , ao passo que o ruído térmico apresenta a melhor razão sinal-ruído quando a profundidade de modulação é igual a 90° . A partir dessa análise, é possível concluir que a profundidade de modulação que otimiza a razão sinal-ruído e, conseqüentemente, minimiza o ARW do giroscópio, considerando as três fontes de ruído, está entre 90° e 180° . Entretanto, não é apresentado em [1] nenhum gráfico ou discussão de qual é o valor mais adequado para a profundidade de modulação considerando todas as fontes de ruído. Também não foi feita nenhuma análise da influência da potência da fonte luminosa na relação sinal-ruído do giroscópio. Além disso, as curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e os ruídos foram apresentadas nos gráficos com amplitudes normalizadas, não sendo possível a identificação da intensidade de cada um deles.

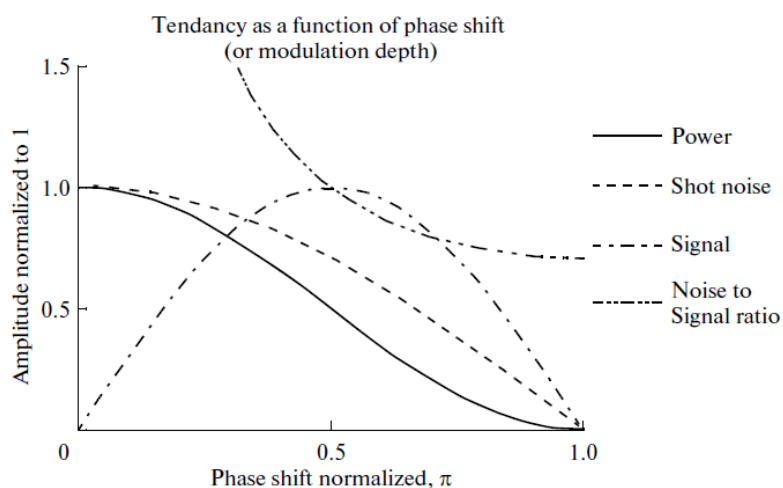


Figura 44. Curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e ruído *shot* em função da profundidade de modulação [1].

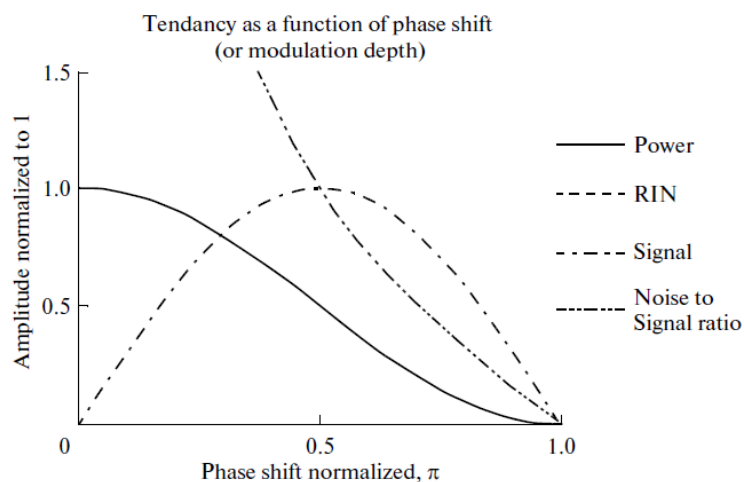


Figura 45. Curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e do *excess photon noise* em função da profundidade de modulação [1].

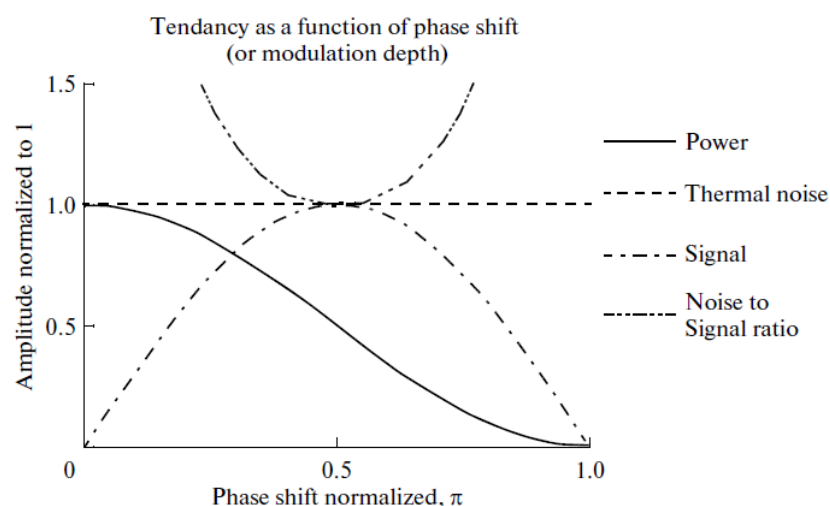


Figura 46. Curvas de potência, sinal, razão sinal-ruído e ruído térmico em função da profundidade de modulação [1].

Em [81] foi apresentado um estudo da influência dos ruídos no ARW de giroscópios de malha fechada com modulação digital de dois níveis. Nesse trabalho, foi analisada a influência da profundidade de modulação, potência óptica e resistência de transimpedância no ARW de um IFOG de malha fechada. Os resultados dessa análise são apresentados nas Figura 47, Figura 48 e Figura 49.

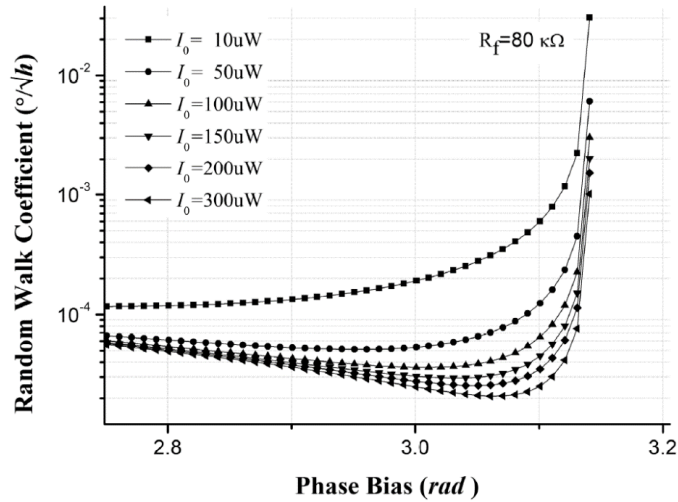


Figura 47. ARW de um IFOG em função da profundidade de modulação para diferentes valores de potência luminosa [81].

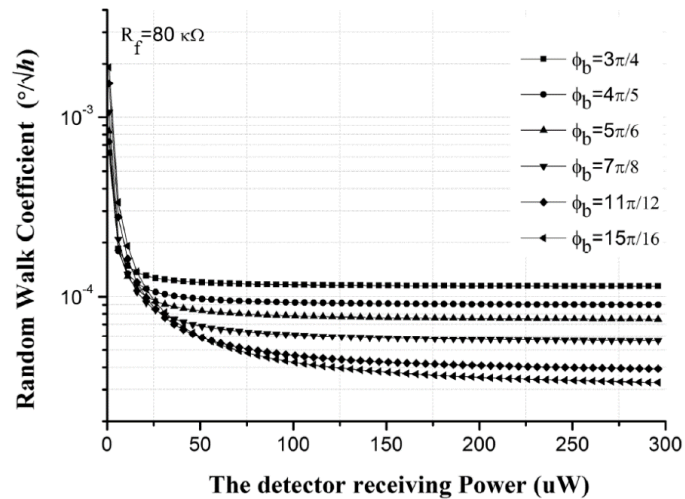


Figura 48. ARW de um IFOG em função da potência recebida pelo fotodetector para diferentes valores de profundidade de modulação [81].

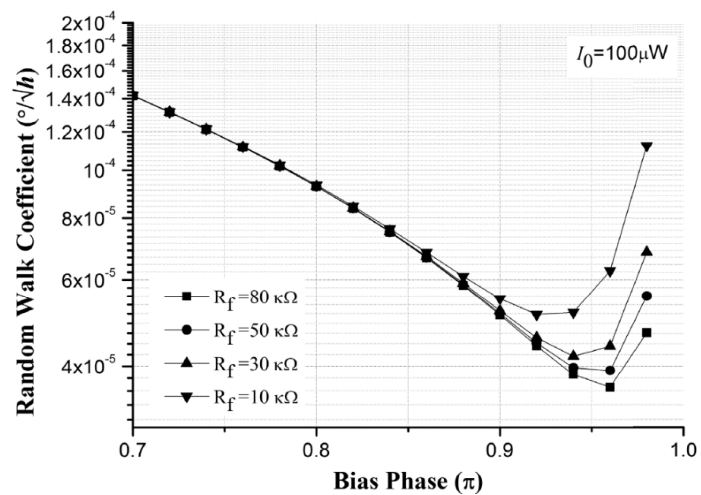


Figura 49. ARW de um IFOG em função da profundidade de modulação para diferentes valores de resistor de transimpedância [81].

Como pode ser observado na Figura 47, quanto maior a potência óptica no fotodetector menor é o ARW, e que, quanto maior a potência, mais próxima de 180° é a profundidade de modulação que minimiza o ARW.

A partir da Figura 48 é possível observar que, conforme discutido anteriormente, a melhora do ARW é pouco expressiva com o aumento da potência luminosa a partir de algumas dezenas de microwatts. Também é possível observar que quanto maior a potência óptica, mais próxima de π radianos (180°) é a profundidade de modulação que otimiza o ARW do giroscópio.

A partir da observação da Figura 49 é possível concluir que quanto maior o valor do resistor do amplificador de transimpedância menor é o ARW do giroscópio. Entretanto, apesar de não ter sido discutido pelo autor em [81], o valor do resistor do amplificador de transimpedância é limitado superiormente pela tensão de saturação do amplificador operacional utilizado para implementar o amplificador de transimpedância ou pela tensão de entrada do conversor AD utilizado no circuito de aquisição, que se situa, tipicamente, na faixa de poucas unidades de volts. Além disso, conforme discutido na Seção 3.2, o valor máximo do resistor do amplificador de transimpedância também é limitado pela frequência de corte mínima admissível no circuito de aquisição. Esse limite depende da velocidade do conversor AD utilizado e do tempo de trânsito do conjunto óptico. Para o giroscópio desenvolvido nesse projeto, conforme discutido anteriormente na Seção 3.2, o valor máximo do resistor do amplificador de transimpedância é de $100\text{ k}\Omega$. Sendo assim, considerando o conjunto óptico utilizado nesse trabalho, esse é o valor do ganho de transimpedância que otimiza o ARW do giroscópio.

4.2 Densidade espectral de ruído em giroscópios interferométricos a fibra óptica

No circuito eletrônico de aquisição do sinal óptico, além do ruído térmico, estão presentes os ruídos de tensão e corrente do Amp-Op do amplificador de transimpedância e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD. Esses ruídos geralmente não são considerados na análise teórica do ARW de IFOGs, pois se assume que o ruído térmico é maior do que eles e, conseqüentemente, predominante. Porém, como veremos a seguir, é fundamental que esses ruídos sejam considerados, pois, eles podem ser predominantes em vários casos práticos. Dessa forma, a análise de ruído de IFOGs

desenvolvida nessa tese, considera além dos ruídos *shot*, *excess photon noise* e o ruído térmico, os ruídos de tensão e corrente do Amp-Op do amplificador de transimpedância e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD.

Os ruídos de tensão e corrente do amplificador de transimpedância, bem como o ruído de entrada dos conversores AD, dependem de características construtivas desses dispositivos, sendo especificados em seus *datasheets*. O ruído de quantização do conversor AD se deve aos erros causados pela discretização do sinal analógico, e é descrito pela seguinte equação [82]:

$$AD_Q = \frac{V_{ref}}{\frac{2^N}{\sqrt{12}}} (V_{RMS}), \quad (17)$$

em que, V_{ref} é a tensão de fundo de escala do conversor AD e N o número de *bits* do conversor AD.

Considerando que todos os ruídos anteriormente descritos podem ser, nas frequências próximas à frequência própria do giroscópio, aproximados por ruídos brancos, e que não ocorre *aliasing* no processo de amostragem, a densidade espectral de ruído do sinal amostrado pelo conversor AD do circuito de aquisição pode ser expressa pela seguinte equação:

$$\eta_V = R^2 \left(2qI_m + \frac{I_m^2}{\Delta v_e} + \frac{4kT_k}{R} \right) + \frac{AD_Q^2}{\Delta f} + \frac{AD_I^2}{\Delta f} + AO_I R^2 + AO_V \quad (V^2/Hz), \quad (18)$$

em que, AD_I é o ruído de entrada do conversor AD (em V_{RMS}), AO_I é a densidade espectral do ruído de corrente do Amp-Op do circuito de aquisição (em A^2/Hz), AO_V é a densidade espectral do ruído de tensão do Amp-Op do circuito de aquisição (em V^2/Hz) e Δf é a banda do sistema de aquisição (em Hz). Dessa forma, o ruído total do giroscópio corresponde à soma de todos os ruídos: *shot noise*, *excess photon noise*, ruído térmico, ruídos de tensão e corrente do Amp-Op do amplificador de transimpedância e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD.

A Equação (18) descreve a densidade espectral de ruído do sinal de saída do amplificador de transimpedância amostrado. Como a velocidade angular é obtida da subtração de duas amostras consecutivas do sinal de saída, essa densidade espectral de ruído é modificada. O processo de subtração de amostras consecutivas faz com que a sensibilidade do giroscópio seja multiplicada por dois. Da mesma forma, a densidade

espectral de ruído, nas frequências que compõe o sinal de saída do interferômetro (harmônicas ímpares da frequência própria) também é multiplicada por dois. Para ficar mais claro como a densidade espectral de ruído é modificada pelo processo de demodulação, esse processo é detalhado a seguir.

Considerando um giroscópio modulado por sinal quadrado, é apresentado na Figura 50 o sinal de saída do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição.

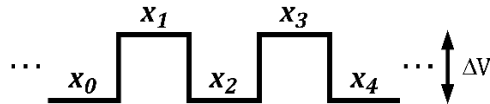


Figura 50. Sinal obtido pelo circuito de aquisição de um IFOG de malha fechada com modulação de 2 níveis.

As amostras do sinal demodulado podem ser representadas por:

$$[(x_1 - x_0)], [-(x_2 - x_1)], [(x_3 - x_2)], [-(x_4 - x_3)] \dots, \quad (19)$$

em que, x_n é a amostra do n ésimo nível do sinal de saída do amplificador de transimpedância.

Dessa forma, o processo de demodulação do sinal de saída do giroscópio com modulação de dois níveis, considerando a frequência de amostragem $1/\tau$ (duas vezes a frequência própria do giroscópio), pode ser descrito como:

$$y[n] = (x[n] - x[n-1]) (-1)^n = x[n](-1)^n + x[n-1](-1)^{(n-1)}, \quad (20)$$

em que, $y[n]$ é uma amostra do sinal demodulado e $x[n]$ é uma amostra do sinal de saída do interferômetro. O processo de demodulação pode ser representado por duas operações consecutivas: primeiro o sinal de saída do interferômetro é multiplicado por uma onda quadrada de amplitude ± 1 e período igual a 2τ , e em seguida, as amostras consecutivas são somadas gerando uma nova amostra. O processo de multiplicação do sinal com uma onda quadrada faz com que o espectro de frequência seja espelhado com relação ao eixo vertical, de modo que as componentes de alta frequência sejam levadas para baixa frequência e vice-versa. A soma de amostras consecutivas corresponde a um processo de filtragem por um passa-baixas com ganho igual a dois. Esse processo está representado na Figura 51.

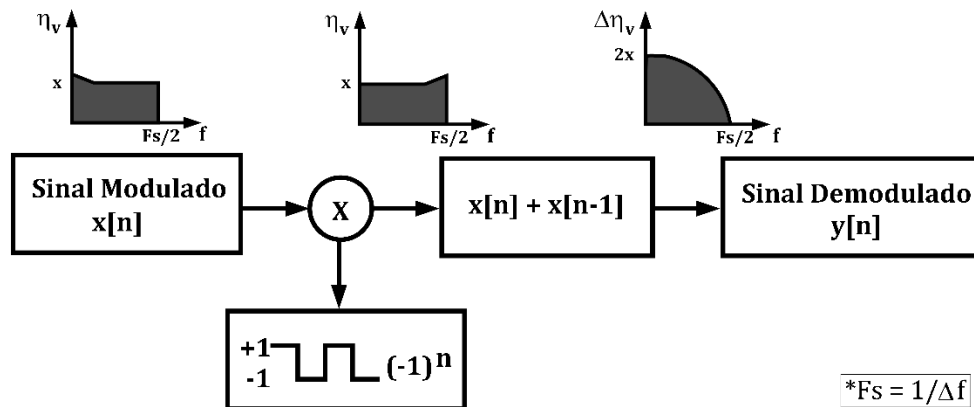


Figura 51. Processo de demodulação do sinal do giroscópio com modulação de 2 níveis.

Dessa forma, o processo de demodulação modifica a densidade espectral do ruído, trazendo a componente na frequência $1/2\tau$ (frequência própria) para DC e dobrando a sua intensidade. Considerando que a informação de Sagnac está contida somente nas harmônicas ímpares da frequência própria (pois o sinal de saída do interferômetro é uma onda quadrada com frequência igual à frequência própria), a densidade espectral de ruído do sinal demodulado apresenta o dobro de amplitude da densidade de ruído das amostras antes da demodulação, sendo, portanto, igual a:

$$\eta_{\Delta V} = 2 \eta_V = 2 \left[R^2 \left(2qI_m + \frac{I_m^2}{\Delta v_e} + \frac{4kT_k}{R} \right) + \frac{AD_Q^2}{\Delta f} + \frac{AD_I^2}{\Delta f} + AO_I R^2 + AO_V \right] (V^2/Hz). \quad (21)$$

4.3 Conversão da densidade espectral de ruído do IFOG para ARW

Para se obter o ARW do giroscópio a partir da densidade espectral de ruído, é necessário conhecer a relação entre a tensão medida pelo circuito de aquisição e a defasagem de Sagnac (sensibilidade). A partir da sensibilidade do giroscópio é possível converter a densidade espectral de ruído em volts para densidade espectral de ruído da defasagem de Sagnac (em radianos), que em seguida pode ser convertida para ARW.

Na Figura 52, são representados os sinais de modulação e de saída de um giroscópio interferométrico a fibra óptica com modulação quadrada, com profundidade de modulação igual a ϕ_m radianos e tempo de trânsito igual a τ .

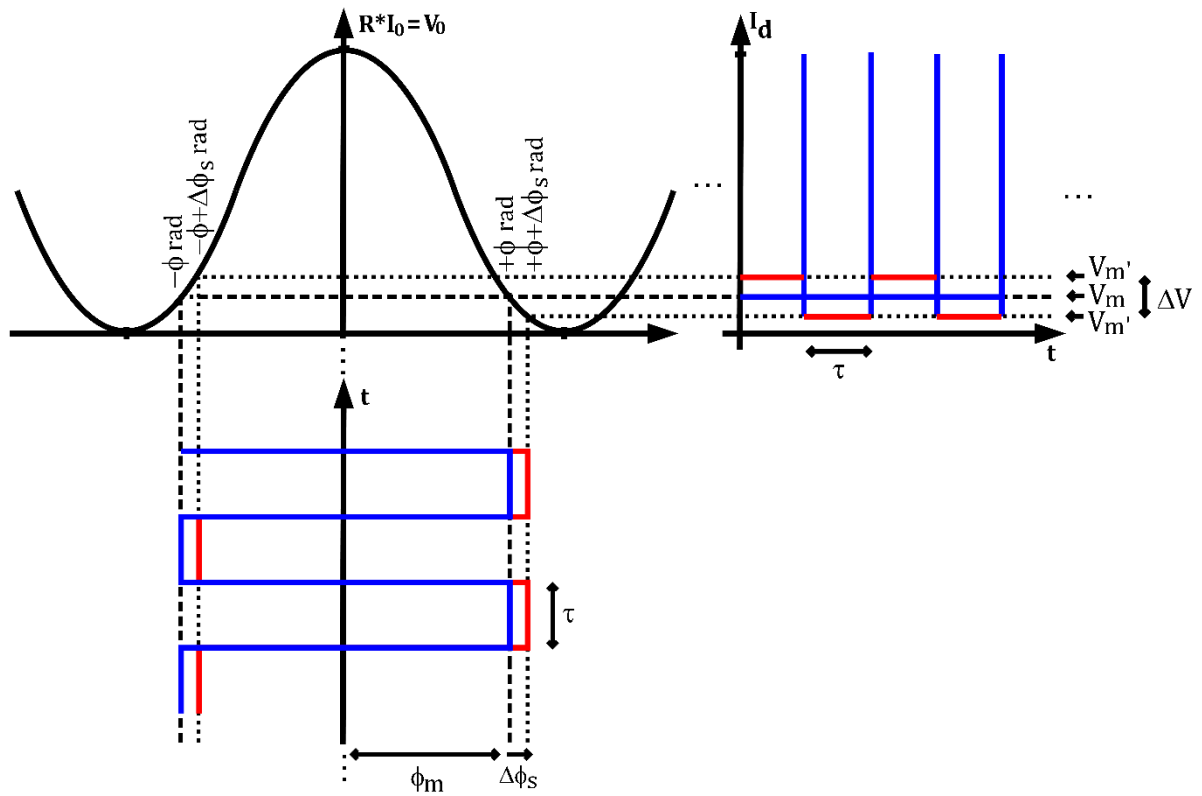


Figura 52. Sinais de modulação e de saída do giroscópio.

A tensão de saída do circuito de demodulação do giroscópio é dada por:

$$V_m = R \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s \pm \phi_m)], \quad (22)$$

em que, R é o valor da resistência do amplificador de transimpedância, I_0 é a fotocorrente máxima (que depende da potência óptica máxima incidente e da responsividade do fotodetector) e $\Delta\phi_s$ é a defasagem de Sagnac.

Conforme mostrado anteriormente, em IFOGs de malha fechada com modulação digital, a velocidade angular é obtida a partir da subtração de duas amostras consecutivas do sinal de saída do interferômetro. Dessa forma, o sinal utilizado para medição da velocidade angular (diferença de tensão de duas amostras consecutivas do sinal de saída do amplificador de transimpedância), relaciona-se com a defasagem de Sagnac (induzida pela rotação) através da seguinte equação:

$$\Delta V_m = R \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s - \phi_m)] - R \frac{I_0}{2} [1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_m)] = R I_0 \sin(\phi_m) \sin(\Delta\phi_s). \quad (23)$$

Para pequenas rotações ($\Delta\phi_s \approx 0$), a Equação (23) pode ser aproximada para:

$$\Delta V_m \approx R I_0 \sin(\phi_m) \Delta \phi_s. \quad (24)$$

Rearranjando essa equação tem-se a sensibilidade do giroscópio para pequenas rotações:

$$s = \frac{\Delta V_m}{\Delta \phi_s} \approx R I_0 \sin(\phi_m) \quad (V/rad). \quad (25)$$

A partir da Equação (25) é possível concluir que a sensibilidade do giroscópio é maior quanto maior for a potência da fonte luminosa e o ganho do amplificador de transimpedância (R), e que possui o valor máximo quando a profundidade de modulação é igual a 90°. Como os ruídos presentes nos IFOGs também dependem desses parâmetros, a identificação da configuração que maximiza a SNR do giroscópio e, conseqüentemente minimiza seu ARW, não é direta.

A sensibilidade apresentada na Equação (25), corresponde à relação entre a defasagem de Sagnac ($\Delta \phi_s$) induzida no interferômetro pela rotação e a diferença de tensão entre dois níveis consecutivos do sinal de saída de um giroscópio com modulação quadrada e profundidade de modulação ϕ_m . Ou seja, a sensibilidade s relaciona a defasagem de Sagnac com o sinal obtido pelo sistema de demodulação. Essa sensibilidade é independente do fator de escala do giroscópio (Fs apresentado na Equação (4)), que relaciona a defasagem de Sagnac com a velocidade angular. A sensibilidade total do giroscópio (tensão de saída/velocidade angular) corresponde ao quociente da sensibilidade apresentada na Equação (25), com o fator de escala (Fs , Equação (4)).

Utilizando a Equação (25), que descreve a sensibilidade do giroscópio, a densidade espectral do ruído do giroscópio em volts pode ser convertida para densidade espectral da defasagem de Sagnac (em radianos):

$$\eta_{\phi_s} \left[\frac{rad}{\sqrt{Hz}} \right] = \frac{\eta_{\Delta V} [V/\sqrt{Hz}]}{s [V/rad]}. \quad (26)$$

Convertendo radianos em graus tem-se:

$$\eta_{\phi_s} \left[\frac{deg}{\sqrt{Hz}} \right] = \frac{180}{\pi} \frac{\eta_{\Delta V} [V/\sqrt{Hz}]}{s [V/rad]}. \quad (27)$$

Convertendo defasagem de Sagnac para velocidade angular em °/h:

$$\eta_{\Omega} \left[\frac{\text{deg/h}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] = \frac{180 * 3600}{\pi} \frac{\eta_{\Delta V} [V/\sqrt{\text{Hz}}]}{s [V/\text{rad}] F_s [s]} \quad (28)$$

Por fim, convertendo de densidade espectral para ARW [55], tem-se:

$$ARW \left[\frac{\text{deg}}{\sqrt{\text{h}}} \right] = \frac{10800}{\pi} \frac{\eta_{\Delta V} [V/\sqrt{\text{Hz}}]}{s [V/\text{rad}] F_s [s]} \quad (29)$$

Na Equação (29) considera-se que todos os ruídos são brancos e, portanto, contribuem com o *angle random walk*.

4.4 Análise de ruído do giroscópio desenvolvido

Para o cálculo da densidade espectral dos ruídos do IFOG desenvolvido são necessárias as especificações da fonte de luz e do circuito eletrônico de demodulação construído. Como fonte luminosa, foi utilizado um diodo superluminescente (SLED) de 1 mW, com comprimento de onda centrado em 1300 nm, e largura espectral típica de 25 nm.

A potência óptica máxima incidente no fotodetector, com o giroscópio sem modulação e sem a influência de rotação, é de 18,6 μW . Para transdução do sinal óptico em corrente elétrica foi utilizado um fotodetector de InGaAs com responsividade de 0,9 A/W em 1300 nm.

De acordo com [1], um dos fatores limitantes do ARW dos IFOGs atuais é o ruído no circuito de aquisição. Essa limitação pode ser superada através de um projeto adequado do circuito, que inclui a seleção da melhor topologia para o amplificador de transimpedância, a utilização de técnicas de roteamento da PCB que minimize as interferências e a seleção de componentes eletrônicos com especificação apropriada. O amplificador de transimpedância deve ser projetado de tal forma que o ruído térmico seja o predominante, tendo em vista que esse é o único tipo de ruído eletrônico que não pode ser reduzido com a escolha de componentes e topologias de circuitos.

O circuito de demodulação desenvolvido nesse projeto, conforme apresentado na Seção 3.2 é composto por um amplificador de transimpedância diferencial (Figura 18). Esse circuito foi implementado com um Amp-Op dual, com as principais características apresentadas na Tabela 3.

As densidades de ruídos de tensão e corrente do Amp-Op utilizado na implementação do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição do giroscópio (OPA2356 [67]) são apresentadas na Figura 53. Apesar desses ruídos não serem planos, na análise de ruído do giroscópio, podemos aproximar as densidades dos ruídos de tensão e corrente do Amp-Op para os respectivos valores na frequência própria do giroscópio. Como o sistema óptico utilizado na implementação do giroscópio desenvolvido possui frequência própria de 74 kHz, as densidades espectrais de potência dos ruídos de tensão e corrente do Amp-Op utilizadas na análise de ruído do giroscópio foram aproximadas para $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ e $10 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, respectivamente.

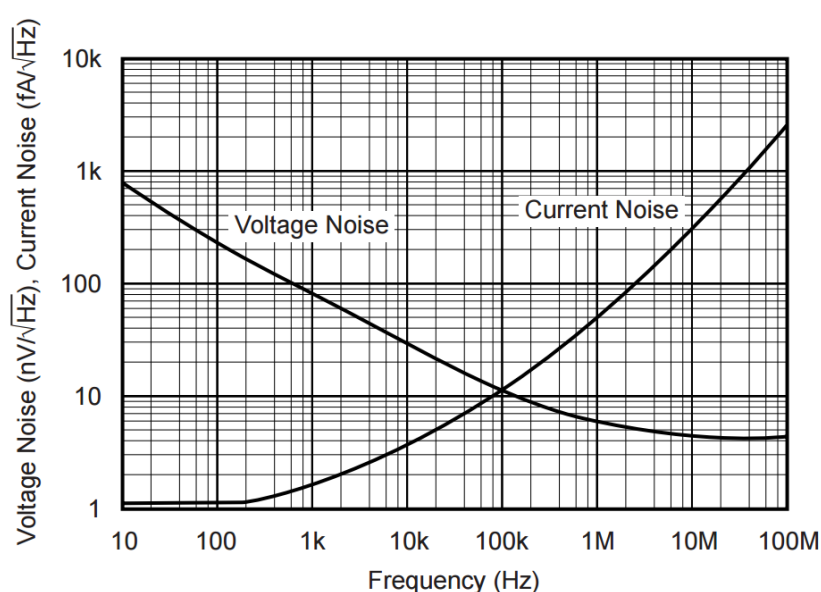


Figura 53. Densidades espectrais dos ruídos de tensão e corrente do Amp-Op utilizado na implementação do amplificador de transimpedância do circuito de aquisição do IFOG desenvolvido (OPA2356 [67]).

No circuito de aquisição foi utilizado um conversor AD de 24 *bits* com fundo de escala de $\pm 3 \text{ V}$, capaz de operar na taxa de amostragem máxima de 625 kS/s (ADS1672 [64]). Na taxa de amostragem utilizada (180 kS/s), usando o filtro digital de baixa latência, esse conversor apresenta 16,7 *bits free-noise*. Apesar de estarem disponíveis 24 *bits*, por limitações de tempo de processamento disponível, só foi possível utilizar os 16 *bits* mais significativos do conversor AD. Dessa forma, considerando que na taxa de amostragem usada, a frequência de corte de -3 dB do conversor AD é de 90 kHz, a densidade espectral de potência de ruído de quantização do conversor AD, calculada a partir da Equação (17) é de $88 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Além do ruído de quantização, os conversores AD apresentam o ruído de entrada equivalente, que no dispositivo utilizado, nas condições acima descritas, é de $8,9 \mu\text{V}$. Dessa forma, considerando a banda do circuito de aquisição de 90 kHz , a densidade espectral de potência do ruído de entrada do conversor AD é de $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Utilizando os parâmetros do conjunto óptico, do Amp-Op, do conversor AD e o valor do resistor de transimpedância ($100 \text{ k}\Omega$), foram levantadas as densidades espectrais dos ruídos em função da profundidade de modulação e potência óptica incidente no fotodetector. Para o cálculo dos ruídos *shot*, de intensidade e térmico foram utilizadas as Equações (13), (15) e (16) apresentadas anteriormente.

Na Figura 54, são apresentadas as densidades espectrais de potência dos principais ruídos presentes no giroscópio desenvolvido (considerando a potência óptica incidente no fotodetector igual a $18,6 \mu\text{W}$)

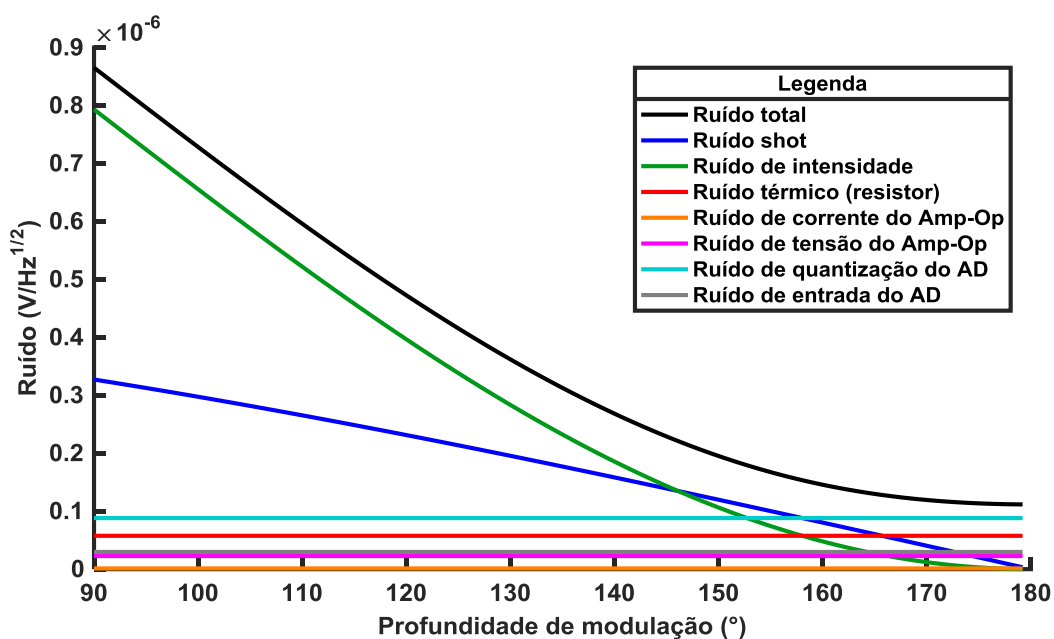


Figura 54. Densidade espectral dos ruídos presentes no IFOG em função da profundidade de modulação.

Os ruídos ópticos (*shot* e de intensidade) possuem dependência com a potência luminosa incidente no fotodetector, e, portanto, caem com o aumento da profundidade de modulação. Já os demais ruídos, que possuem origem no circuito eletrônico de demodulação, são independentes da profundidade de modulação.

A partir da Figura 54 é possível concluir que, no giroscópio desenvolvido, para profundidades de modulação entre 90° e 146° , o ruído de intensidade é predominante.

Entre 147° e 158° o ruído *shot* predomina e a partir de 159° até 180° o ruído de quantização é o dominante.

Na Figura 54, é possível observar que os ruídos de tensão e corrente do Amp-Op utilizado na implementação do circuito de aquisição são bem menores do que os demais ruídos, indicando que esse dispositivo foi escolhido adequadamente para implementação do circuito.

Também, é possível observar na Figura 54, que o ruído eletrônico predominante é o ruído de quantização. Dessa forma, a utilização de um conversor AD com um número maior de *bits* efetivos diminuiria, apesar de discretamente, o ruído total do sistema. De acordo com o modelo teórico de ARW descrito pela Equação (29), o uso de um conversor AD com 17 *bits free-noise* (um a mais do que o do AD utilizado) reduziria o ARW do giroscópio em 11%. O uso de conversores AD com mais de 17 *bits free-noise* não aumentaria de forma significativa o desempenho do IFOG.

Ensaio experimentais com o giroscópio desenvolvido comprovaram que a redução do número de *bits* do conversor AD utilizado na implementação do circuito de aquisição degradaria o desempenho do giroscópio. Em um experimento, o ARW do giroscópio completo (sistema eletrônico mais conjunto óptico) foi medido com o AD do circuito de modulação emulando ter menos *bits* de resolução (através do truncamento dos *bits* menos significativos dos valores lidos do AD). O resultado dessas medidas é apresentado na Tabela 5.

Tabela 5. Resultado do experimento para verificação da resolução necessária para o conversor AD do circuito de modulação

Número de <i>bits</i> do conversor AD	ARW ($^{\circ}/\sqrt{h}$)
16	0,00054
15	0,00055
14	0,00066
13	0,00092
12	0,00173

Dessa forma, fica claro que a resolução do conversor AD utilizado na implementação do circuito de aquisição do giroscópio está adequada, havendo deterioração do ARW do giroscópio caso o número de *bits* seja reduzido e pouca melhora caso o número de *bits* seja aumentado. Conclui-se nessa análise que, ao contrário do

afirmado por Lefèvre em [62], a resolução do circuito de aquisição pode ser limitante no desempenho de IFOGs, mesmo considerando as melhores tecnologias atuais de conversores AD. Se no giroscópio desenvolvido nesse trabalho fosse utilizado um conversor AD com 12 *bits free-noise*, o ARW aumentaria em mais de três vezes.

Se o comprimento da fibra óptica utilizada para construir o conjunto óptico do giroscópio for maior do que o utilizado nesse projeto (1,4 Km), o tempo de trânsito do giroscópio será maior e, por consequência, a duração dos níveis de saída do sinal do interferômetro mais longa, permitindo assim, a utilização de conversores AD mais lentos e, conseqüentemente, com maior resolução, ou menor custo.

Na modulação de 4 níveis proposta por Lefèvre [41], cada nível tem duração igual à metade do tempo de trânsito, exigindo o uso de conversores AD pelo menos duas vezes mais rápidos do que os utilizados na modulação clássica de dois níveis. Tendo em vista que os conversores AD têm o número de *bits* efetivos limitado pela taxa de amostragem, a utilização de um AD mais rápido poderá levar à degradação da resolução desse dispositivo e, conseqüentemente, no aumento do ARW do giroscópio. Dessa forma, conclui-se que a modulação de 4 níveis proposta por Lefèvre apresenta uma limitação prática importante, especialmente para os giroscópios com poucos quilômetros de fibra óptica.

Na Figura 55, é apresentada a tensão de saída do amplificador de transimpedância e a sensibilidade do circuito de aquisição do giroscópio em função da profundidade de modulação. A sensibilidade foi calculada utilizando a Equação (25). É possível observar na Figura 55, que a tensão de saída do amplificador de transimpedância não supera o fundo de escala de 3 V do conversor AD utilizado em nenhuma profundidade de modulação entre 90° e 180°.

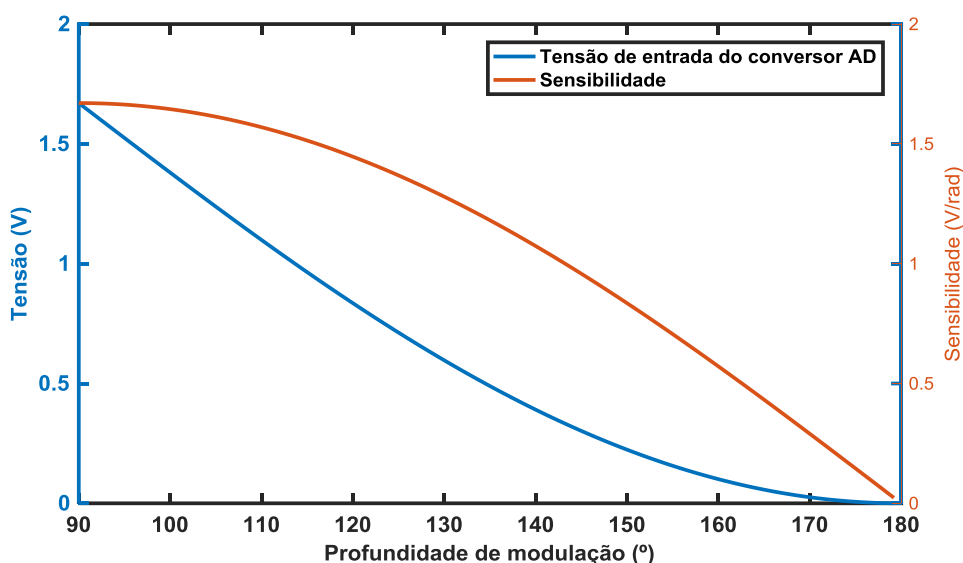


Figura 55. Tensão de saída do amplificador de transimpedância e sensibilidade do demodulador em função da profundidade de modulação.

A partir da Equação (29), foi calculada a curva teórica do ARW em função da profundidade de modulação para giroscópio desenvolvido, apresentada na Figura 56. Nessa figura, também é apresentada a profundidade de modulação que minimiza o ARW do giroscópio (151°).

Para verificação do modelo teórico de ARW foram realizados testes experimentais com o giroscópio completo. Esses ensaios foram realizados com o giroscópio com modulação digital de dois níveis e em malha aberta. Os resultados das medidas experimentais também são apresentados na Figura 56.

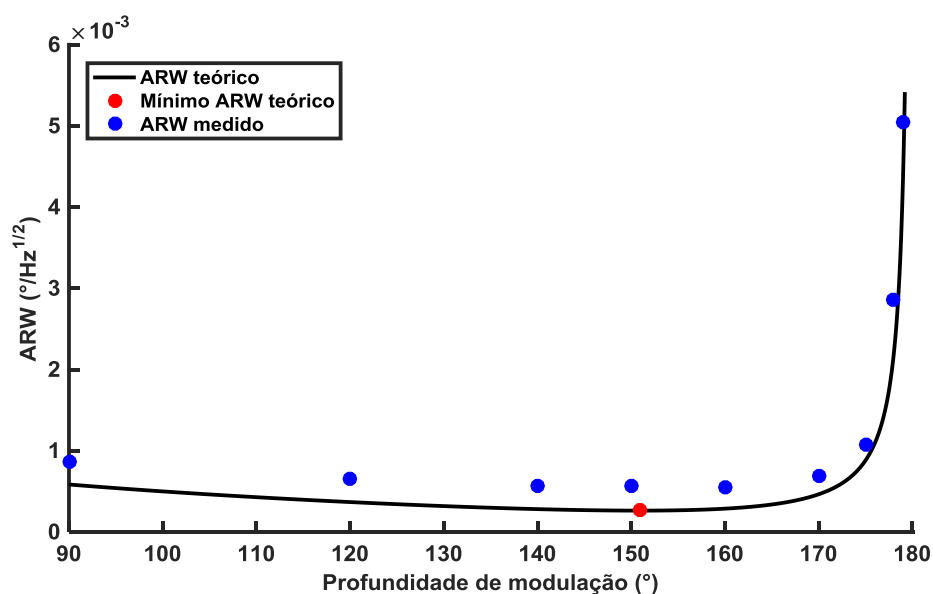


Figura 56. ARW teórico e pontos medidos para o IFOG desenvolvido.

Os pontos experimentais de ARW apresentaram comportamentos semelhantes ao modelo teórico, especialmente para grandes profundidades de modulação, indicando que o modelo está correto. A discrepância máxima entre o modelo teórico e o medido experimentalmente foi de $2,9 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{Hz}}$, na profundidade de modulação de 90° .

A pequena diferença entre o modelo teórico e o valor medido de ARW pode ser explicada pela presença de algum ruído ou perturbação não modelada, ou mesmo, pela discrepância dos valores de ruídos ópticos teóricos com os valores reais. Os ruídos ópticos podem ser ligeiramente diferentes dos descritos pelas Equações (13) e (15), dependendo da fonte de luz utilizada e do índice de polarização [83].

O modelo teórico descreveu bem o comportamento do ARW em função da profundidade de modulação do giroscópio analisado, e permitiu a identificação da profundidade de modulação que otimiza o ARW desse giroscópio. Com base nos resultados das medidas experimentais, foi possível concluir que a profundidade de modulação que minimiza o ARW está entre 140° e 160° , pois, os três pontos medidos nesse intervalo apresentaram praticamente o mesmo ARW; o que está de acordo com o modelo teórico.

Também, foi realizada uma análise teórica do ARW em função da potência óptica incidente no fotodetector. Apesar de não poder ser validada experimentalmente, pelo fato de a fonte de luz utilizada nesse projeto ter valor de potência fixo, essa análise permitiu estimar a melhora do ARW com o aumento da potência óptica, informação que irá subsidiar melhorias nos giroscópios desenvolvidos futuramente. Na Figura 57 são apresentadas várias curvas de ARW em função da profundidade de modulação para diferentes potências incidentes no fotodetector (de $2,5 \mu\text{W}$ até $200 \mu\text{W}$).

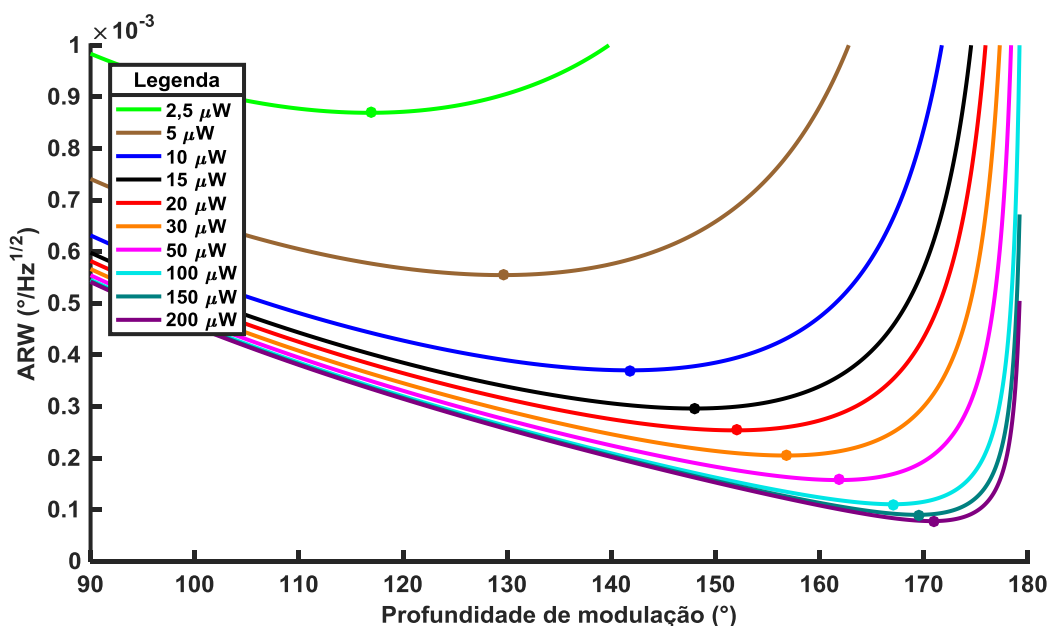


Figura 57. ARW em função da potência óptica incidente no fotodetector e da profundidade de modulação.

A análise da Figura 57 permite concluir que, a profundidade de modulação ótima do IFOG (representada por pontos nas curvas de ARW) é função da potência óptica incidente no fotodetector, sendo menor (se aproximando de 90°) para potências menores e maiores (próxima de 180°) à medida que a potência óptica incidente no fotodetector aumenta. Na Figura 58 é apresentado um gráfico do ARW do giroscópio no ponto ótimo de operação em função da potência óptica incidente no fotodetector.

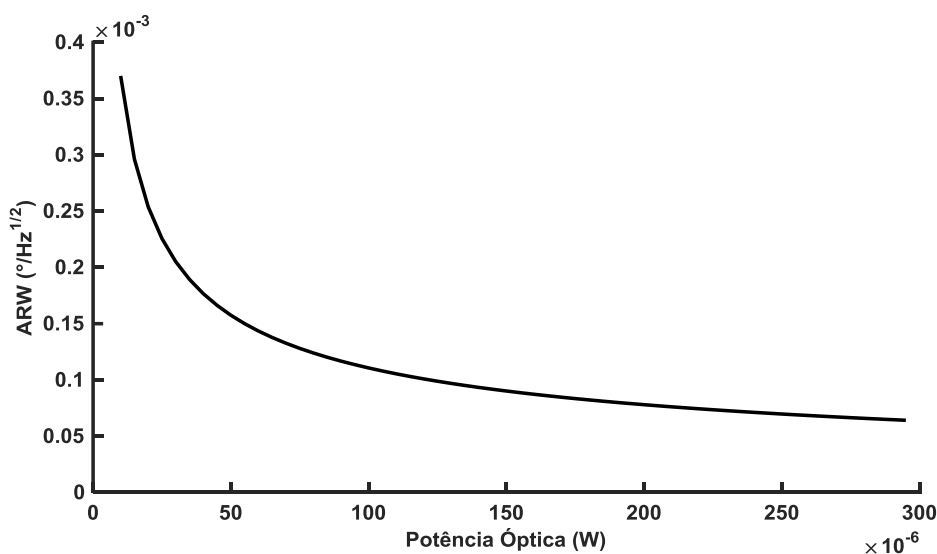


Figura 58. ARW do giroscópio na profundidade de modulação ótima em função da potência óptica incidente no fotodetector.

A partir das Figura 57 e Figura 58 é possível observar que o ARW aumenta rapidamente para potências ópticas inferiores a 10 μW . Também é possível observar que, aumentar a potência óptica acima de 100 μW resulta em pouca melhora para o ARW.

Na Tabela 6, são apresentadas as profundidades de modulação ótimas para diferentes potências ópticas e a tensão de saída do amplificador de transimpedância para cada uma dessas potências (de 2,5 μW até 200 μW).

Tabela 6. Tensão de saída do amplificador de transimpedância em função da potência óptica incidente no fotodetector.

Potência óptica incidente (μW)	Profundidade de modulação ótima (graus)	Tensão de saída do amplificador de transimpedância (V)
2,5	116,9	0,12
5	129,6	0,16
10	141,8	0,19
15	148,0	0,21
20	152,0	0,21
30	156,8	0,22
50	161,9	0,22
100	167,1	0,23
150	169,5	0,23
200	170,9	0,23

A partir da Tabela 6, é possível observar que a tensão de saída do amplificador de transimpedância permanece praticamente inalterada independentemente da potência óptica incidente no fotodetector se o giroscópio for configurado para operar na profundidade de modulação com ARW mínimo. Sendo assim, o ganho do amplificador de transimpedância pode ser mantido fixo, independentemente da potência óptica incidente no fotodetector, sem que o limite de tensão de entrada do conversor AD seja ultrapassado.

No conjunto óptico utilizado, a potência óptica incidente no fotodetector é de 18,6 μW . De acordo com o modelo de ARW descrito pela Equação (29), se essa potência óptica for aumentada para 100 μW , o ARW será reduzido por um fator de 2,4, de $2,6 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{Hz}}$ para $1,1 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{Hz}}$ (utilizando-se a profundidade de modulação ótima). Dessa forma, verifica-se através dessa análise, que uma forma eficaz de diminuir o ARW do giroscópio desenvolvido, é elevando-se a potência óptica incidente no fotodetector.

O aumento da potência óptica incidente no fotodetector pode ser conseguido com: (i) aumento da potência óptica da fonte de luz, através do uso de *erbium-doped super-fluorescent fiber source* (ED-SFS); (ii) utilização de fibra óptica com menor atenuação e (iii) diminuição das perdas nos conectores dos componentes ópticos [1].

No Apêndice C, está disponível o *script* Matlab desenvolvido para a análise de ruído de IFOGs apresentada nesse capítulo.

Capítulo 5

Nova técnica de modulação digital para giroscópios interferométricos a fibra óptica de malha fechada

Neste capítulo, é apresentada uma nova técnica de modulação para IFOGs de malha fechada baseada na modulação de dois níveis, batizada de modulação de dois níveis e dois períodos. Inicialmente, são levantadas as limitações das principais modulações para IFOGs de malha fechada apresentadas na literatura. Em seguida, é apresentada a modulação proposta, dando ênfase aos detalhes de implementação e as características que tornam essa modulação melhor do que as propostas anteriormente.

5.1 Modulação de dois níveis e dois períodos

Conforme discutido na Seção 2.2.2.1, as principais modulações digitais para IFOGs de malha fechada apresentadas na literatura possuem importantes limitações. A modulação de dois níveis não permite o controle adequado da profundidade de modulação em baixas velocidades angulares [39]. A modulação de dois níveis com inserção periódica da modulação de 4 níveis [42], a modulação de 4 fases e a modulação de 6 fases [13], geram *offset* devido às reflexões ópticas na interface MIOC/interferômetro, o que degrada a deriva do giroscópio. Por sua vez, a modulação de 4 níveis proposta em [41], apesar de não gerar reflexões e permitir um controle adequado da profundidade de modulação, requer o uso de um conversor AD mais rápido no sistema de aquisição, o que pode deteriorar o ARW do giroscópio.

Objetivando superar essas limitações, foi proposta nesse trabalho, uma nova modulação baseada na modulação de dois níveis que conserva todas as vantagens dessa

modulação e, adicionalmente, permite um controle eficaz da profundidade de modulação para qualquer velocidade angular.

A modulação proposta, batizada de modulação de dois níveis e dois períodos, intercala dois períodos de igual duração da modulação de dois níveis, um com amplitude de $\pm\phi$ rad e outro com amplitude de $\pm(2\pi-\phi)$ rad, conforme apresentado na Figura 59.

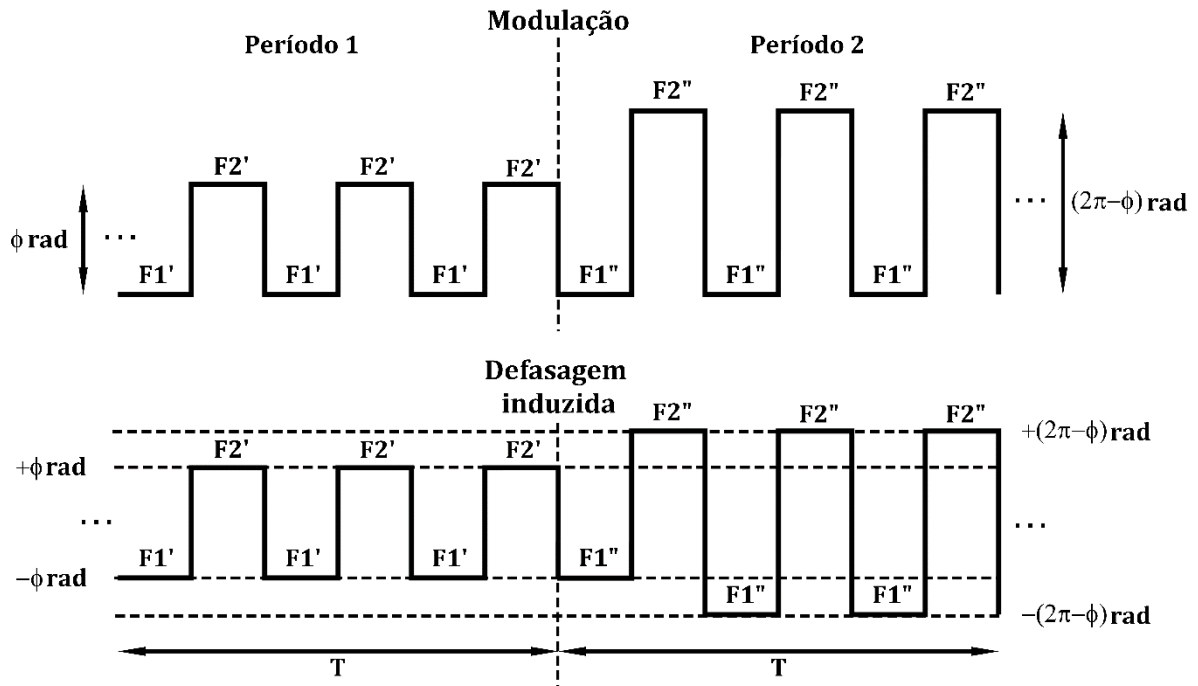


Figura 59. Modulação de dois níveis e dois períodos e a defasagem induzida por essa modulação.

Na Figura 60 são representados os sinais de saída do giroscópio com a modulação de dois níveis e dois períodos em duas situações: rotação nula e rotação diferente de zero (em ambos os casos com a profundidade de modulação ajustada).

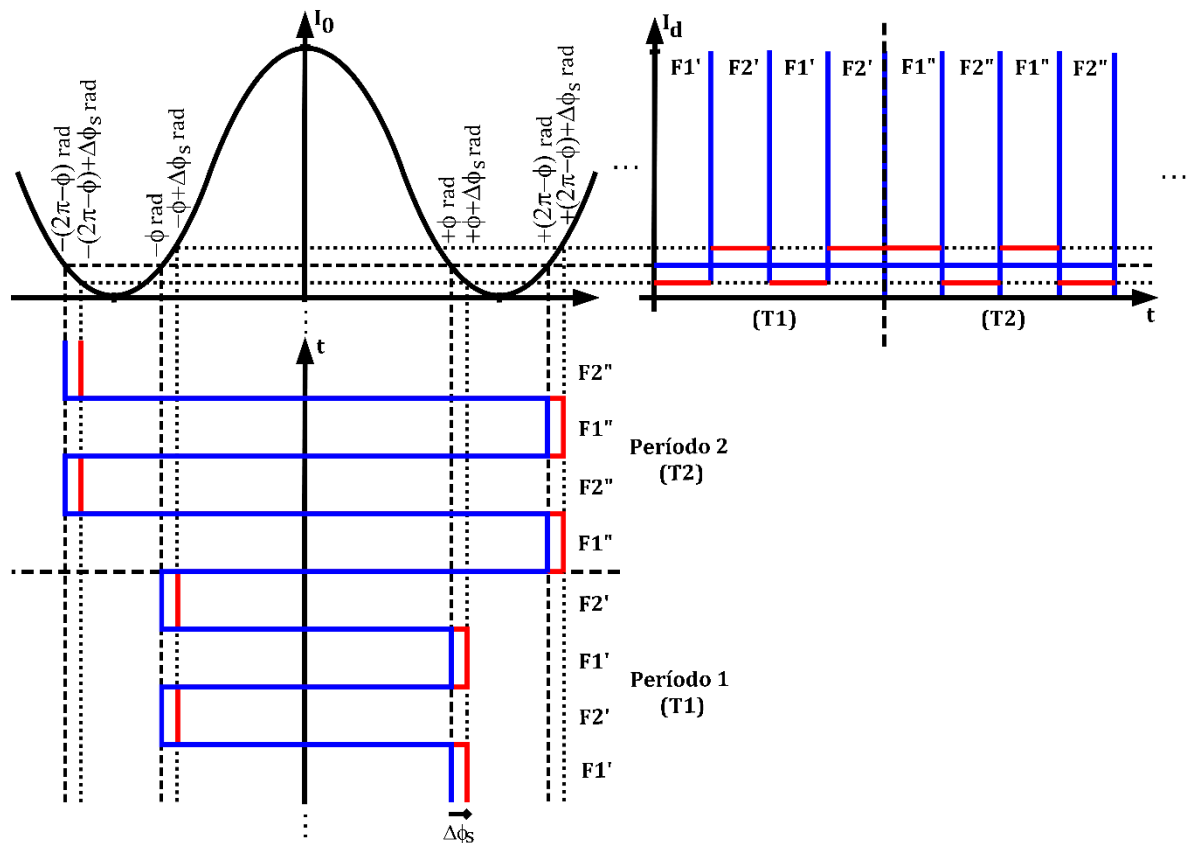


Figura 60. Defasagem induzida pela modulação de dois níveis e dois períodos e sinal de saída do giroscópio em duas situações: rotação nula e profundidade de modulação ajustada (sinal azul) e rotação diferente de zero e profundidade de modulação ajustada (sinal vermelho).

Como na modulação de dois níveis clássica, na modulação proposta, a velocidade angular é função da diferença das fases $F1$ e $F2$. Entretanto, na nova modulação, no Período 1 ($T1$), a velocidade angular é proporcional à diferença dos níveis de $F1'$ e $F2'$, podendo ser representada como:

$$V_{P1} \propto \cos(F1') - \cos(F2'). \quad (30)$$

Diferentemente, no Período 2 ($T2$), a velocidade angular é expressa por:

$$V_{P2} \propto -\cos(F1'') + \cos(F2''). \quad (31)$$

Dessa forma, observa-se que o sinal equivalente à rotação apresenta sinais opostos em $T1$ e $T2$.

Conforme explicado no Capítulo 2, os giroscópios de malha fechada possuem, tipicamente, duas malhas fechadas de controle, uma para medição do sinal de Sagnac e outra para verificação da profundidade de modulação. Na modulação de dois níveis e dois períodos, o erro na profundidade de modulação é medido a partir da diferença dos níveis

médios da potência luminosa nos períodos T1 e T2, como pode ser observado na Figura 61.

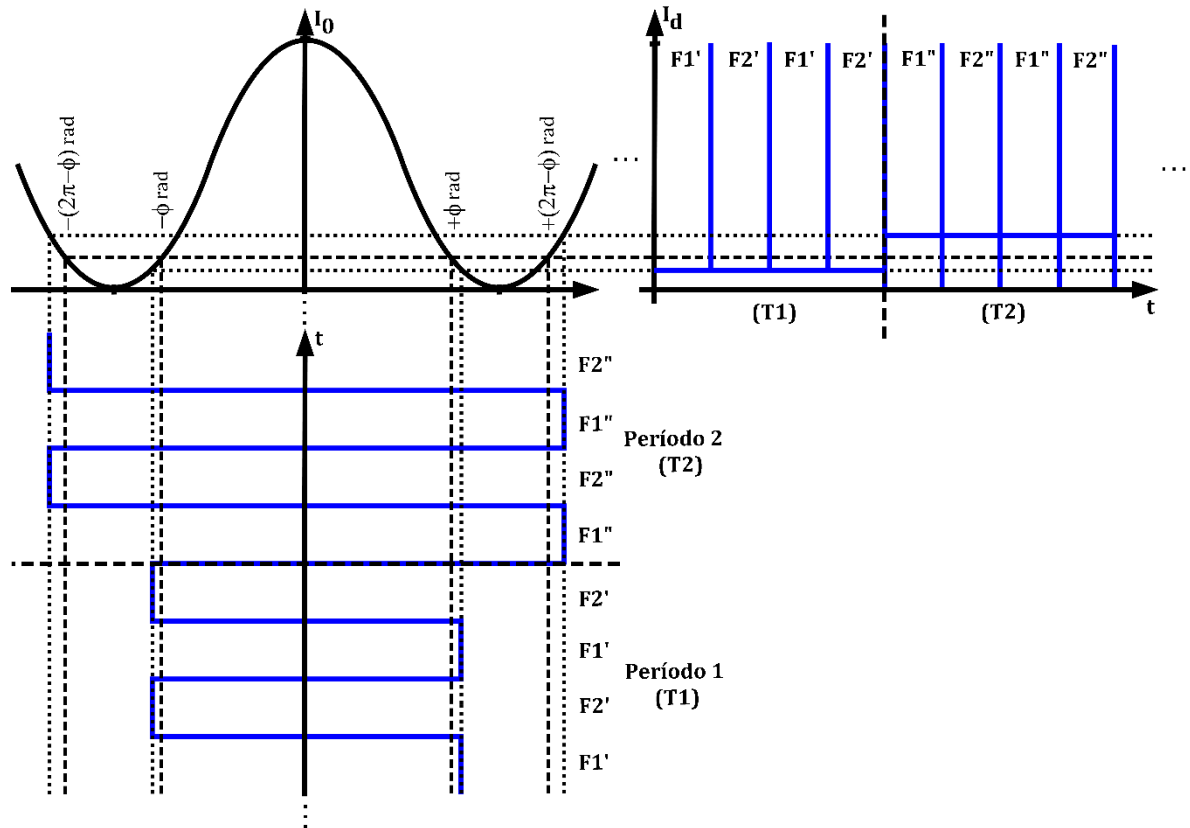


Figura 61. Defasagem induzida pela modulação de dois níveis e dois períodos e sinal de saída do giroscópio quando a profundidade de modulação está desajustada.

Dessa forma, na modulação proposta, o erro da profundidade de modulação é obtido através da seguinte equação:

$$\Delta\phi m \propto \cos(F1') + \cos(F2') - \cos(F1'') - \cos(F2''), \quad (32)$$

em que, $\Delta\phi m$ é o erro na profundidade de modulação. Quando $\Delta\phi m = 0$ o controle de 2π está ajustado.

Para a obtenção de uma amostra do erro da profundidade de modulação, é necessária a aquisição dos sinais de saída do giroscópio por dois períodos (T1 e T2). Já a leitura da velocidade angular pode ser obtida a partir de somente duas amostras consecutivas do sinal de saída do interferômetro (F1 e F2).

A velocidade do sistema de controle necessária para um controle de 2π eficaz depende da massa térmica do giroscópio e das variações térmicas para qual ele foi projetado. No giroscópio desenvolvido, o sistema de controle da profundidade de

modulação mostrou-se eficaz operando a uma taxa de 10 Hz, com o giroscópio submetido às variações de temperatura ambiente. Tendo em vista que o conjunto óptico utilizado nesse projeto possui tempo de trânsito de $6,8 \mu\text{s}$, para efetuar o controle de 2π na taxa de 10 Hz, cada um dos períodos (T1 e T2) deve ter duração de 50 ms, ou seja, 7.353 fases de modulação.

Considerando que a informação da defasagem de Sagnac é extraída a partir da subtração de duas fases consecutivas do sinal de saída do giroscópio, o sistema de controle de malha fechada do sinal de Sagnac pode ser implementado na frequência máxima igual à frequência própria ($1/2\tau$). Em IFOGs de alto desempenho, o tempo de trânsito situa-se na faixa de $10 \mu\text{s}$, permitindo assim, o controle de malha fechada na frequência de 100 kHz. Entretanto, análises anteriores realizadas pelo grupo de pesquisa em IFOGs na UNICAMP e os resultados experimentais utilizando o giroscópio desenvolvido, indicam não haver ganho de desempenho significativo utilizando frequências superiores a 1 kHz no controle de malha fechada. Os IFOGs de classe inercial para aplicações espaciais, apresentam, em geral, banda de 5 Hz a 100 Hz. Além disso, a implementação do sistema de controle em taxas menores apresenta a vantagem de possibilitar a utilização de processadores mais lentos e, conseqüentemente, com menores custos.

Considerando que o conjunto óptico utilizado nesse projeto possui tempo de trânsito de $6,8 \mu\text{s}$, para implementar o controle de Sagnac a uma taxa de aproximadamente 1 kHz, foram utilizadas as médias de 147 amostras dos sinais de saída do interferômetro.

5.1.1 Excursão do sistema de modulação e rotação de fundo de escala com a modulação de dois níveis e dois períodos

Conforme descrito na Seção 3.3 o sistema de modulação de um IFOG é composto pelo circuito eletrônico de modulação e pelo modulador. O circuito de modulação é responsável por gerar os níveis de tensão utilizados para controlar o modulador. O modulador, por sua vez, converte o sinal de tensão aplicado em seus terminais em defasagem do sinal óptico.

Na implementação de IFOGs de malha fechada, é fundamental a escolha adequada do fundo de escala do circuito modulador, ou seja, a excursão máxima do

sistema de modulação. Existe um valor mínimo de excursão do modulador que permite o correto funcionamento do giroscópio em malha fechada, dentro de uma faixa de velocidade angular, sem que haja *overflow* do conversor DA de saída. Por outro lado, caso o valor do fundo de escala do modulador seja mais alto do que o necessário, haverá perda na resolução do modulador, que pode levar ao aumento do ARW do giroscópio. A tensão de fundo de escala necessária para o circuito de modulação depende basicamente da sensibilidade do modulador, da modulação utilizada e da defasagem de Sagnac máxima permitida para o IFOG.

A excursão do DA necessária para modulação de dois níveis, pode ser calculada utilizando a seguinte equação [13]:

$$\text{Excursão DA} = \pm \frac{\text{Profundidade de Modulação} + \text{Tamanho da reinicialização}}{2}. \quad (33)$$

Os estudos teóricos e experimentais do efeito da profundidade de modulação no desempenho dos IFOGs, apresentados no capítulo anterior, indicam que, para o conjunto óptico utilizado, a profundidade de modulação que minimiza o ARW é de aproximadamente 150° . Sendo assim, para o giroscópio desenvolvido, foi escolhido o valor de ϕ de 150° , resultando em profundidade de modulação de $\pm 150^\circ$ no Período 1 e de $\pm 210^\circ$ no Período 2.

Considerando os níveis de modulação utilizados e o tamanho do degrau de reinicialização de 2π rad (360°), no pior caso (Período 2, com modulação $\pm 210^\circ$), a excursão do DA mínima necessária é de:

$$\text{Excursão do DA} = \pm \frac{210^\circ + 360^\circ}{2} = \pm 285^\circ. \quad (34)$$

O modulador opto-integrado utilizado nesse projeto possui tensão de meia onda de 3,54 V, ou seja, para se obter uma defasagem de π rad é necessário aplicar uma tensão de 3,54 V, resultando em uma sensibilidade de 0,89 rad/V. Dessa forma, para que não ocorra estouro do DA, o fundo de escala do circuito de modulação deve ser configurado em $\pm 5,61$ V (equivalente a $\pm 285^\circ$).

Outro parâmetro muito importante dos IFOGs é a rotação de fundo de escala, ou seja, a rotação máxima que o sensor é capaz de medir. A rotação de fundo de escala do IFOG é relacionada com a defasagem de Sagnac máxima suportada pelo fator de escala, de acordo com a Equação (4).

A defasagem de Sagnac máxima que o giroscópio pode medir depende de dois parâmetros da modulação: tamanho do degrau de reinicialização do DA (*reset*) e frequência de reinicializações permitida para a modulação. Na modulação proposta, foi utilizado degrau de reinicialização padrão de 360° e as reinicializações só são permitidas nas transições de F2 para F1. Se as reinicializações ocorrerem na transição de F1 para F2 serão gerados ruídos devido ao efeito de modulação de intensidade do MIOC. Quando o DA é reinicializado, a saída do modulador que estava próxima a um dos extremos é levada ao extremo oposto do DA, de modo que as fases imediatamente anterior e posterior ao *reset* apresentam uma diferença de magnitude devido à modulação de intensidade do MIOC (conforme discutido na Seção 3.3.2). Como a informação de rotação é obtida da subtração das saídas de F1 e F2 consecutivas, é importante que essas fases sofram aproximadamente a mesma influência da modulação de intensidade, de forma que, o processo de subtração das amostras consecutivas elimine a maior parte desse efeito indesejável, não havendo assim degradação do ARW.

A defasagem de Sagnac máxima tolerada pelo sistema é limitada pelo tamanho do degrau de reinicialização e pela frequência máxima de reinicializações permitida [13]. Visto que, na modulação proposta só é permitida a reinicialização na transição de F2 para F1, a frequência de reinicialização máxima é a cada duas fases. Com base nessas informações, a defasagem de Sagnac pode ser calculada através da seguinte equação [13]:

$$\text{Defasagem de Sagnac Máxima} = \pm \frac{\text{Tamanho da Reinicialização}}{\text{Intervalo de Fases para Reinicialização}} \cdot \quad (35)$$

Que, para a modulação utilizada, resulta em:

$$\text{Defasagem de Sagnac Máxima} = \pm \frac{360^\circ}{2} = \pm 180^\circ. \quad (36)$$

Como o conjunto óptico utilizado apresenta fator de escala de 3,04 s, a rotação máxima suportada pelo IFOG desenvolvido é de $59,2^\circ/\text{s}$. A modulação proposta apresenta a mesma rotação máxima suportada pela modulação de dois níveis.

Em [13], o autor fez um estudo comparativo da excursão do DA necessária e da rotação máxima suportada para diferentes modulações (modulação de dois níveis, modulação de 4 níveis e modulação de 6 fases e 4 níveis). A modulação de dois níveis foi a que apresentou a menor excursão do DA necessária e o maior fundo de escala de velocidade angular. Entretanto, essa modulação possui a desvantagem de não permitir

um controle eficiente da profundidade de modulação para baixas velocidades angulares. As modificações na modulação de dois níveis proposta nesse trabalho corrigem o problema no controle do fator de escala e mantém todas as vantagens da modulação clássica, tornando-a a melhor opção dentre as modulações publicadas na literatura. A modulação de dois níveis e dois períodos permite a verificação da profundidade de modulação independentemente da velocidade de rotação e da frequência de reinicializações do DA, possibilitando assim um controle de 2π eficaz.

O valor do fundo de escala de rotação do giroscópio pode ser expandido utilizando-se degraus de reinicializações maiores. Por exemplo, para dobrar o fundo de escala do giroscópio desenvolvido, basta dobrar o tamanho do degrau de reinicialização para 720° e ajustar o fundo de escala do sistema de modulação para $\pm 464^\circ$ (equivalente à tensão de $\pm 9,14$ V no circuito de modulação).

O fundo de escala do sistema de modulação é limitado pelas tensões de alimentação e pelos componentes que compõem o circuito eletrônico (Amp-Ops, *driver* e DA) e pela sensibilidade e tensão de fundo de escala do MIOC. No circuito desenvolvido, o *driver* de saída do modulador (LMP8350 [71]), alimentado com tensão dual de ± 5 V, permite a excursão da saída em até $\pm 9,25$ V, possibilitando assim, a expansão do fundo de escala. Porém, o aumento do fundo de escala leva à redução da resolução e linearidade do circuito de modulação, podendo, em alguns casos, degradar o ARW do giroscópio. No giroscópio desenvolvido, a resolução e a não linearidade do sistema de modulação não estão limitando o desempenho (conforme análise apresentada na Seção 3.3), de forma que a deterioração desses parâmetros devido ao aumento do fundo de escala não causará mudança significativa no ARW.

Uma vantagem importante da modulação de dois níveis com relação às modulações de mais de dois níveis, é que ela minimiza o *offset* gerado por reflexões nas interfaces do MIOC e, conseqüentemente, melhora a deriva do giroscópio. Conforme discutido na Seção 3.3.3, isso ocorre porque, na modulação de dois níveis, os passados de todas as fases são iguais. Na modulação de dois níveis e dois períodos, logo após a mudança de períodos (de T1 para T2, ou de T2 para T1), o passado recente das fases é diferente, o que gera *offset* e ruído devido às reflexões ópticas. Para evitar esse problema, o giroscópio foi implementado de forma que as quatro fases seguintes às mudanças de período fossem descartadas. Conforme mostrado no experimento descrito na Seção 3.3.3,

o efeito indesejado devido à reflexão óptica no MIOC é desprezível quatro fases após a inclusão de níveis diferentes em uma modulação de dois níveis. A exclusão de quatro fases em um período (que contém 7.353 fases) não causa prejuízo na resposta do sensor, tendo em vista que a dinâmica dos IFOGs para aplicações espaciais é lenta (banda de tipicamente de 5 Hz a 100 Hz).

Além disso, como na modulação de dois níveis e dois períodos todas as fases são utilizadas, tanto para medição da rotação, quanto para o controle de 2π (com exceção das fases eliminadas na transição entre os períodos), a aquisição da velocidade angular é feita com menor ruído possível, resultando em um menor ARW do giroscópio.

De acordo com os resultados encontrados por Spengler em [13], a modulação de dois níveis é a que apresenta melhor ARW e deriva entre todas as modulações analisadas. Entretanto, como essa modulação não permite um controle adequado do fator de escala, não é adequada para aplicações práticas, nas quais o fator de escala varia em função da temperatura.

A modulação de dois níveis e dois períodos elimina a limitação da modulação de dois níveis clássica (controle do fator de escala deficiente em baixas rotações) e preserva todas as suas vantagens: requer menor excursão do conversor DA de saída do modulador, podendo dessa forma, ser implementado com conversores DA com menor resolução e, conseqüentemente, mais baratos e/ou mais rápidos; minimiza consideravelmente os problemas devido às reflexões ópticas na interface “MIOC/bobina de fibra óptica”; reduz os problemas devido à modulação de intensidade do MIOC; maximiza a rotação de fundo de escala do giroscópio e permite modulação na frequência própria (ao contrário da modulação de 4 níveis proposta por Lefèvre, em que a modulação ocorre no dobro da frequência própria requerendo o uso de conversores AD e DA mais rápidos, o que reduz seu desempenho e/ou eleva seu custo).

Capítulo 6

Resultados experimentais e discussão

Neste capítulo, são apresentados e discutidos os resultados dos ensaios realizados com o giroscópio construído utilizando as técnicas desenvolvidas nesse trabalho. Inicialmente, são apresentados testes do sistema eletrônico utilizando o emulador do conjunto óptico. Esses ensaios tiveram como objetivo, analisar o limite de desempenho do sistema eletrônico construído independentemente do conjunto óptico utilizado. Em seguida, são apresentados os ensaios realizados com o giroscópio completo (sistema eletrônico conectado ao conjunto óptico). Primeiramente, são apresentados os “ensaios estáticos”, realizados utilizando a rotação da Terra, e em seguida, são apresentados os resultados dos ensaios dinâmicos, realizados em mesas rotativas. Os resultados experimentais mostram que o giroscópio construído apresenta um excelente desempenho, com ARW, deriva e linearidade comparáveis às dos melhores IFOGs do mundo.

6.1 Ensaios com o conjunto óptico emulado

Para que fosse possível avaliar o desempenho do sistema eletrônico e das técnicas de condicionamento e processamento de sinais desenvolvidas, independentemente do conjunto óptico, foram realizados testes com o conjunto óptico emulado. Nesses testes, foi utilizado o emulador desenvolvido nesse trabalho (descrito na Seção 3.6). Esses testes tiveram o objetivo de identificar o limite do ARW e da deriva do sistema eletrônico desenvolvido.

Nesses ensaios, foi emulada uma rotação constante de amplitude igual à componente vertical da rotação da Terra (perpendicular ao horizonte), em Campinas-SP (latitude $22,82^\circ$), que é de aproximadamente $5,83^\circ/\text{h}$. O giroscópio foi configurado para enviar uma amostra da velocidade angular a cada 100 ms (a uma taxa de 10 Hz). Os dados

de saída do giroscópio foram filtrados no próprio sensor, através de um filtro passa-baixas IFIR com banda passante de 2 Hz e banda de rejeição de 5 Hz (com rejeição de 120 dB).

O ARW e a deriva do giroscópio foram obtidos através do método da Variância de Allan [55, 58]. Para que fosse possível atingir o mínimo da curva de Allan, e, conseqüentemente, medir a deriva do sistema, foi necessário fazer a aquisição de dados por 128 horas, resultando em 4.608.000 amostras da velocidade angular. Na Figura 62, é apresentada a velocidade angular e temperatura (do circuito eletrônico do giroscópio) medidas durante todo o ensaio.

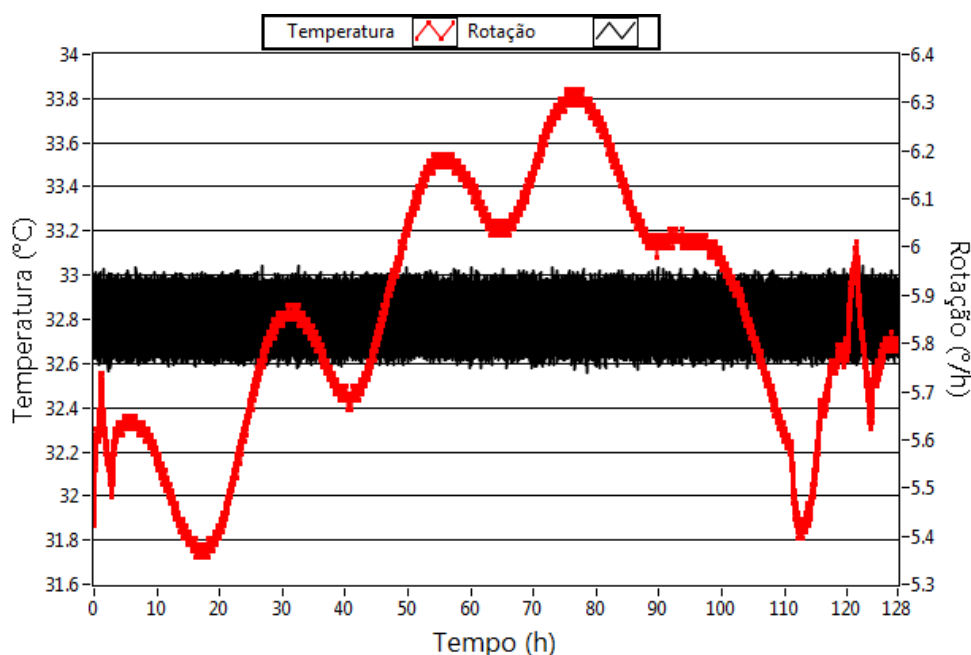


Figura 62. Velocidade angular e temperatura do circuito eletrônico do giroscópio em ensaio estático, com sinal óptico emulado.

Durante os cinco dias de ensaio, o giroscópio foi mantido em uma sala submetida a variações de temperatura do ambiente. Os picos de temperatura indicam os horários mais quentes do dia, tipicamente às tardes, enquanto os vales correspondem aos horários mais frios, às madrugadas. Considerando todo o período do ensaio, a temperatura do circuito variou entre 31,7 °C e 33,8 °C. Mesmo com a variação de temperatura de mais de 2 °C, não foi observada variação da rotação medida, indicando que o circuito de aquisição e o processamento de sinais do giroscópio é pouco sensível às variações de temperatura.

A rotação medida durante os cinco dias de ensaio apresentou valores de pico entre 5,73°/h e 5,97°/h, indicando o baixíssimo ruído do sistema. Para verificação mais

precisa dos ruídos do circuito eletrônico, foi feita a análise através da Variância de Allan, cuja curva de resposta é apresentada na Figura 63.

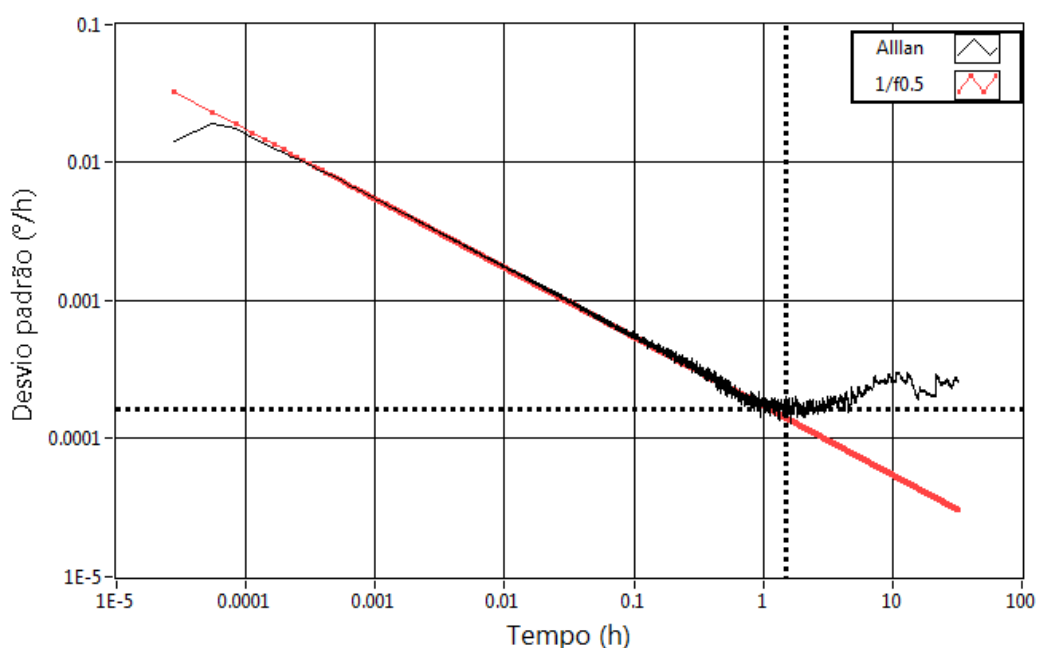


Figura 63. Curva da Variância de Allan para giroscópio com sinal óptico emulado.

A partir do gráfico da Variância de Allan, é possível extrair dois importantes parâmetros de desempenho de giroscópios: o *angle random walk* (ARW) e a deriva. O ARW corresponde ao ponto extrapolado da reta com inclinação $-1/2$ em 1 hora. A deriva está relacionada com o ponto de mínimo da curva através da seguinte equação [55, 58]:

$$deriva = \frac{\text{ponto de mínimo da curva}}{0,662}. \quad (37)$$

O giroscópio desenvolvido, com sinal óptico emulado, apresentou ARW de $1,7 \times 10^{-4} / \sqrt{h}$ e deriva de $2,5 \times 10^{-4} / h$. Esses valores correspondem aos limites inferiores de ruídos do sistema eletrônico construído (considerando a potência óptica incidente no fotodetector de $18,6 \mu W$), ou seja, se for utilizado um conjunto óptico excepcionalmente bom, e os ruídos predominantes forem da eletrônica, esses serão os valores de ARW e deriva do giroscópio. Para fins de comparação, o circuito eletrônico para IFOG de malha fechada construído anteriormente pelo grupo de pesquisa em IFOGs da UNICAMP, apresentou, em um ensaio semelhante, ARW de $5 \times 10^{-4} / \sqrt{h}$ e deriva de $1 \times 10^{-3} / h$ [13]. Houve melhora expressiva nos níveis de ruído e da estabilidade com o novo sistema eletrônico, com redução do ARW de 3 vezes e da deriva de 4 vezes.

Conforme discutido na Seção 2.2.2.1, o *crosstalk* entre os circuitos de modulação e demodulação do giroscópio é, segundo vários autores [47-51], a principal causa de zona-morta nos IFOGs. O emulador do conjunto óptico permitiu a realização de um experimento para verificação da interferência do circuito de modulação no circuito de aquisição do giroscópio. Como o emulador não utiliza o sinal de modulação, o modulador do giroscópio pode ser desabilitado quando o sistema óptico é emulado. Dessa forma, para verificar se há *crosstalk* do circuito de modulação no de demodulação, o espectro de frequência do sinal de rotação foi obtido com o modulador do giroscópio ligado e desligado e apresentado na Figura 64. Nesse experimento, o giroscópio foi configurado para enviar dados a uma taxa de 400 Hz, e o filtro IFIR passa-baixas foi configurado com banda passante de 180 Hz.

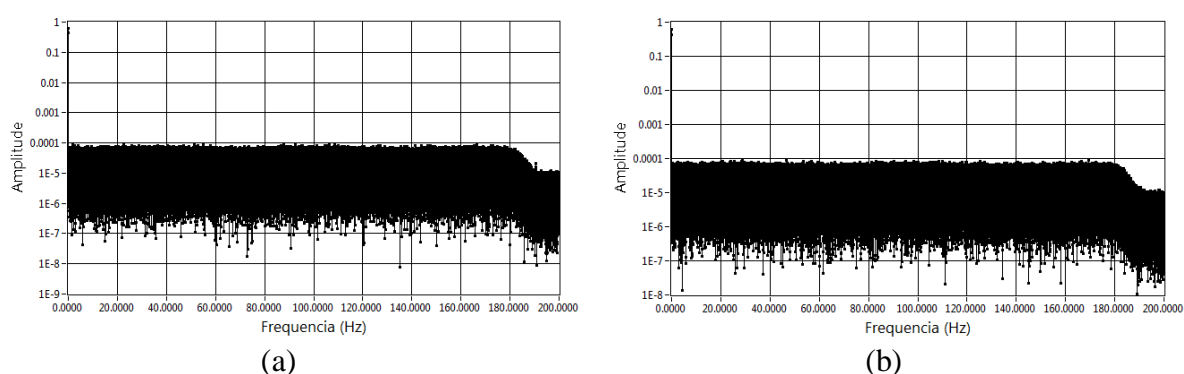


Figura 64. Espectro da velocidade angular em ensaio estático, com sinal óptico emulado: (a) com o modulador ligado e (b) com o modulador desabilitado.

Não foi observada diferença no espectro do sinal com o emulador ligado e desligado, indicando não haver interferência significativa do circuito de modulação no circuito de aquisição. Além disso, os valores de ARW com o modulador ligado e desligado apresentaram o mesmo valor, indicando não haver *crosstalk* significativo entre o modulador e o demodulador. Os resultados desse experimento mostram que as técnicas aplicadas no projeto da PCB para evitar o *crosstalk* entre os circuitos de modulação e demodulação foram eficazes.

Para confirmar a inexistência de zona-morta no giroscópio devido ao *crosstalk* entre os circuitos de modulação e demodulação, um segundo experimento foi realizado. Nesse experimento, foram emuladas velocidades angulares baixas, de $-1^\circ/\text{h}$ até $1^\circ/\text{h}$, e foram registradas as velocidades angulares medidas pelo giroscópio. Caso houvesse zona-morta, seria observada na curva “velocidade angular aplicada X velocidade angular

medida” uma zona próxima à rotação nula em que a saída do giroscópio é insensível à rotação aplicada. Foram realizados dois ensaios, um com o circuito modulador do giroscópio ligado e outro com o modulador desligado, com o objetivo de verificar a influência do circuito de modulação na zona-morta. Os resultados desses experimentos são apresentados na Figura 65.

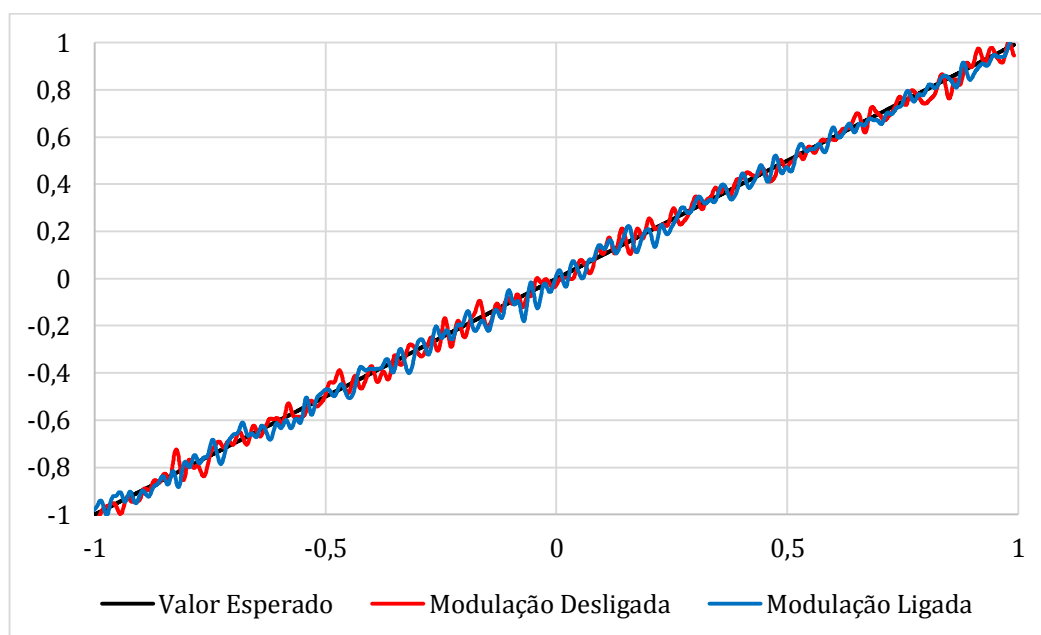


Figura 65. Resultados dos ensaios para verificação de zona-morta.

Como pode ser observado, não há zona-morta em nenhum dos casos (com o modulador ligado e com o modulador desligado), confirmando que o projeto do circuito eletrônico do giroscópio está adequado.

6.2 Ensaio com o giroscópio completo

Para validar o circuito eletrônico desenvolvido, foram propostos e realizados testes com esse sistema acoplado ao conjunto óptico do IFOG. Um diagrama esquemático do giroscópio completo é apresentado na Figura 66.

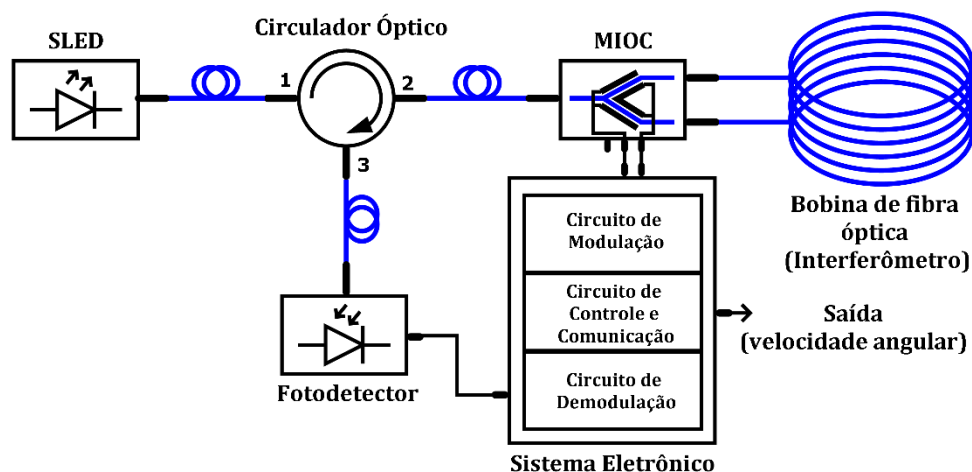


Figura 66. Diagrama esquemático do giroscópio completo.

O conjunto óptico utilizado nesse giroscópio, cedido pela empresa Optsensys, é composto por uma bobina de fibra óptica com 1400 m de fibra monomodo PM com padrão de enrolamento quadripolar e 13,5 cm de diâmetro, resultando em um tempo de trânsito de 6,8 μs e fator de escala de 3,04 s. Como fonte de luz, foi empregado um diodo superluminescente (SLED) com potência de 1 mW, comprimento de onda de pico de 1300 nm e largura espectral (FWHM) de 25 nm. Como modulador, foi utilizado um MIOC de LiNbO_3 com tensão de meia onda de 3,54 V. O MIOC utilizado contém um polarizador com razão de extinção de polarização (PER) ≥ 55 dB. O subsistema óptico também contém um circulador óptico PM de três portas, com uma perda de inserção típica de 0,7 dB e um fotodetector InGaAs com responsividade de 0,9 A/W em 1300 nm. A potência óptica incidente no fotodetector, com o giroscópio em repouso e sem modulação, é de 18,6 μW .

Na Figura 67, são exibidas as fotos do sistema óptico descrito. Esse sistema óptico foi acondicionado em uma caixa metálica de ferro silício, com o objetivo de proteger a bobina óptica de campos magnéticos e, conseqüentemente, minimizar as não reciprocidades devido ao Efeito Kerr [21, 24].

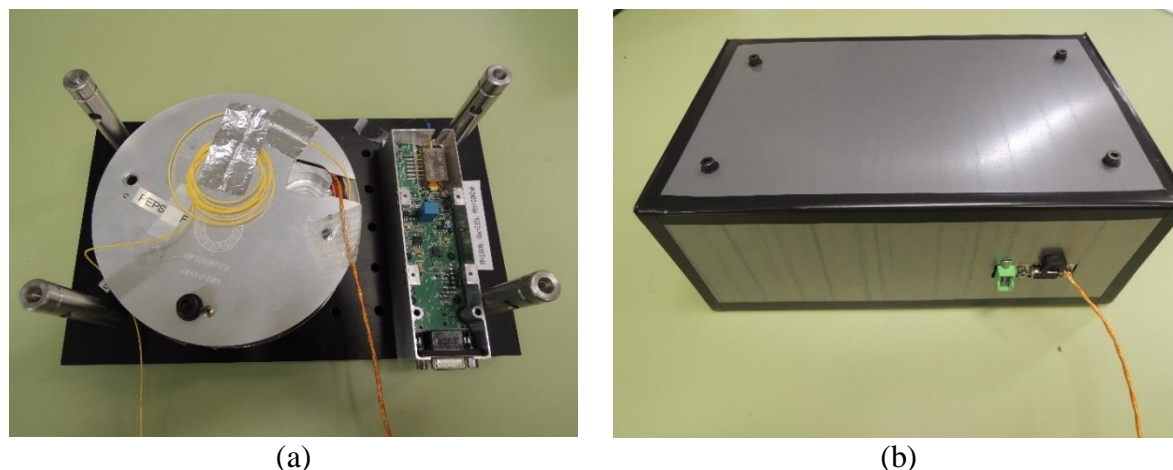


Figura 67. Sistema óptico: (a) bobina de fibra óptica e circuito de condicionamento do laser e (b) sistema encapsulado em caixa metálica.

Variações de temperatura do conjunto óptico geram deriva no giroscópio devido ao efeito Shupe [26, 84]. Visando minimizar esses efeitos, os ensaios com o giroscópio completo só foram iniciados após a estabilização térmica do sistema, que ocorre aproximadamente 2 horas após a energização dos circuitos.

6.2.1 Ensaios estáticos

Inicialmente foram realizados os ensaios estáticos (utilizando a componente vertical da rotação da Terra, que em Campinas-SP, é de aproximadamente $5,83^\circ/\text{h}$). Esses ensaios foram realizados no Laboratório de Instrumentação e Sensores – LIS da Faculdade de Engenharia Elétrica e da Computação - FEEC da Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP. Em todos os ensaios, o giroscópio foi posicionado sobre uma mesa óptica e submetido às variações térmicas ambientais. Os ensaios foram realizados durante as madrugadas, período com menor fluxo de pessoas e carros na UNICAMP e, portanto, com menores vibrações.

O primeiro ensaio realizado com o giroscópio completo foi a inversão de rotação (*flip*). Esse ensaio tem como principal objetivo a verificação do *offset* na medida de rotação. O giroscópio foi colocado sobre a mesa óptica e submetido à rotação da Terra, resultando na velocidade angular de $5,83^\circ/\text{h}$ no eixo de medição do giroscópio. Em seguida, a bobina óptica foi invertida, resultando na inversão da rotação medida. Na Figura 68, é mostrada a montagem experimental desse ensaio. O giroscópio foi configurado para operar com taxa de amostragem de 100 Hz e banda de passagem de 2 Hz. Foram adquiridas 30.000 amostras da velocidade angular em cada um dos sentidos de

rotação, resultando em 5 minutos de aquisição de dados em cada sentido. O resultado desse ensaio é apresentado na Figura 69.

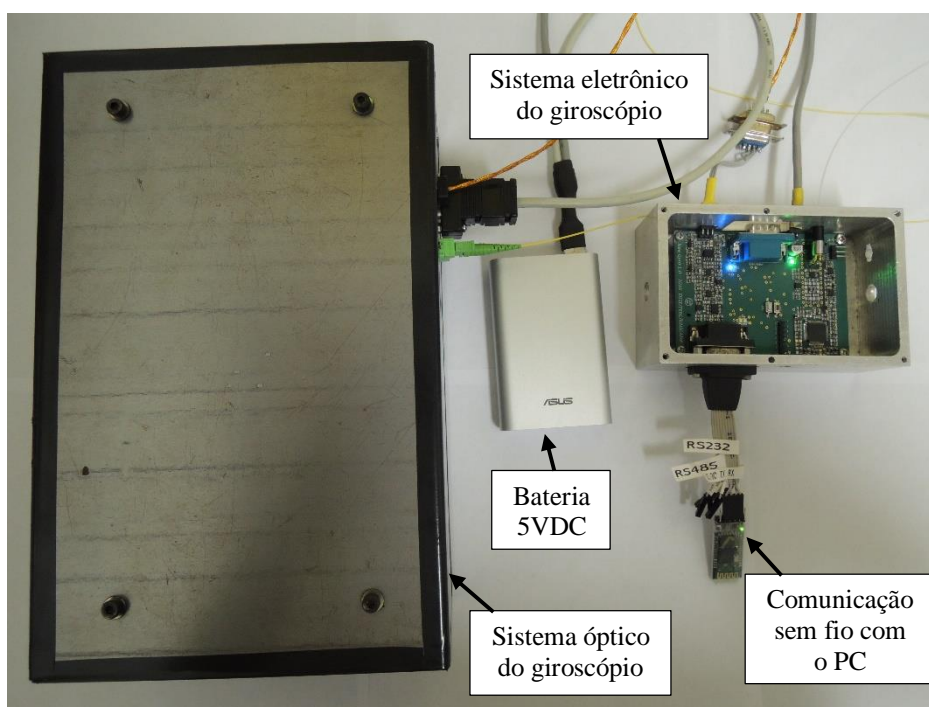


Figura 68. Montagem experimental dos ensaios estáticos com o giroscópio.

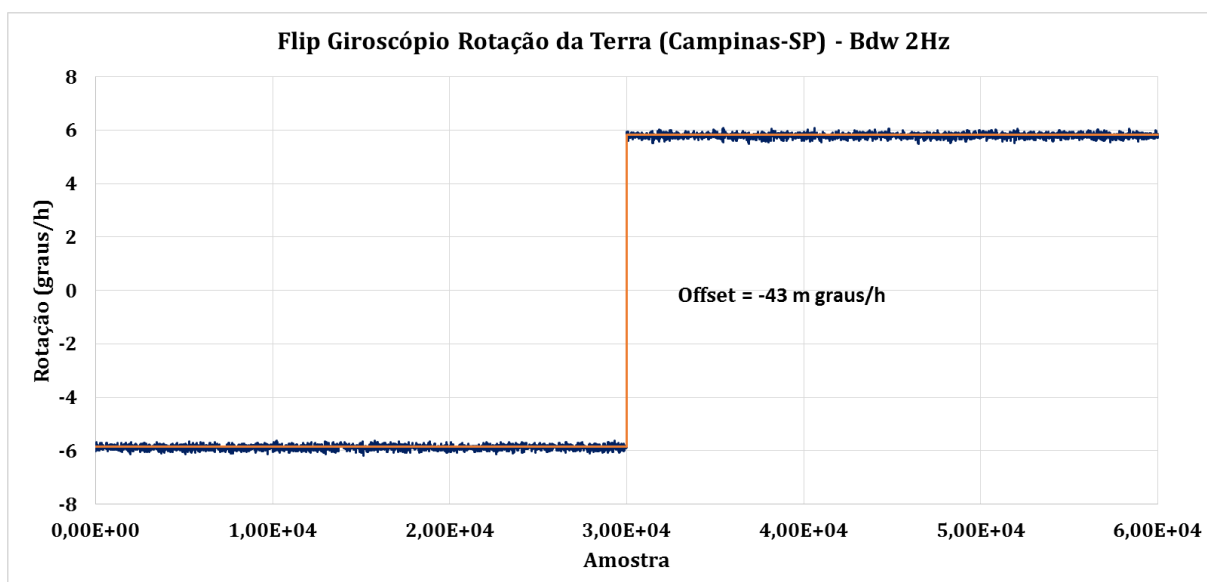


Figura 69. Sinal de saída do giroscópio quando submetido à inversão de rotação.

As velocidades angulares médias obtidas em cada um dos sentidos foram de $-5,88^\circ/\text{h}$ e de $5,79^\circ/\text{h}$, ou seja, há um *offset* de $-0,043^\circ/\text{h}$. A técnica de aquisição de sinais empregada no giroscópio desenvolvido intrinsecamente cancela o *offset* na medida, pois o sinal de Sagnac é obtido da subtração de duas amostras consecutivas do sinal

amostrado, operação que cancela o *offset* presente em cada uma das amostras (princípio similar ao empregado em [13]). O valor do *offset* do giroscópio desenvolvido nesse trabalho é cerca de 4 vezes e meio menor do que o melhor resultado obtido pelo grupo de pesquisa em IFOGs da UNICAMP em 2014, realizado com um giroscópio que empregou uma técnica de cancelamento de *offset* [13].

O baixo *offset* é requisito fundamental para a baixa deriva do giroscópio, tendo em vista que, tanto o *offset* de natureza eletrônica quanto o de natureza óptica, possuem dependência térmica. Sendo assim, uma forma de minimizar essa dependência do *offset* com a temperatura é tornando-o o menor possível.

6.2.1.1. *Angle random walk* e deriva

Para o levantamento de dois importantes parâmetros de desempenho de giroscópios, o *angle random walk* (ARW) e a deriva, foi aplicada a técnica de Variância de Allan, conforme preconiza a norma IEEE-STD-952-1997 [55]. Para gerar o gráfico da Variância de Allan, foi necessário fazer a aquisição de dados por 8,2 horas, a uma taxa de 100 Hz, resultando em 2.952.000 amostras do sinal de velocidade angular. Durante todo o ensaio, o giroscópio foi mantido em repouso sobre uma mesa estabilizada, sendo submetido somente à rotação da Terra. O filtro passa-baixas de saída do giroscópio foi configurado com frequência de corte de 2 Hz.

Na Figura 70, são apresentadas a velocidade angular e a temperatura medidas durante o ensaio. Nessa figura, é possível observar que a temperatura caiu aproximadamente 0,6 °C durante toda a duração do ensaio, sem que fosse observada uma grande variação do valor médio da velocidade angular (apesar de ter-se observado um discreto aumento), indicando baixa sensibilidade térmica do *offset* do giroscópio. Através da análise desse gráfico, também é possível observar o baixo ruído da medida, refletida na largura do traço de rotação, com aproximadamente 0,7 °/h de pico a pico.

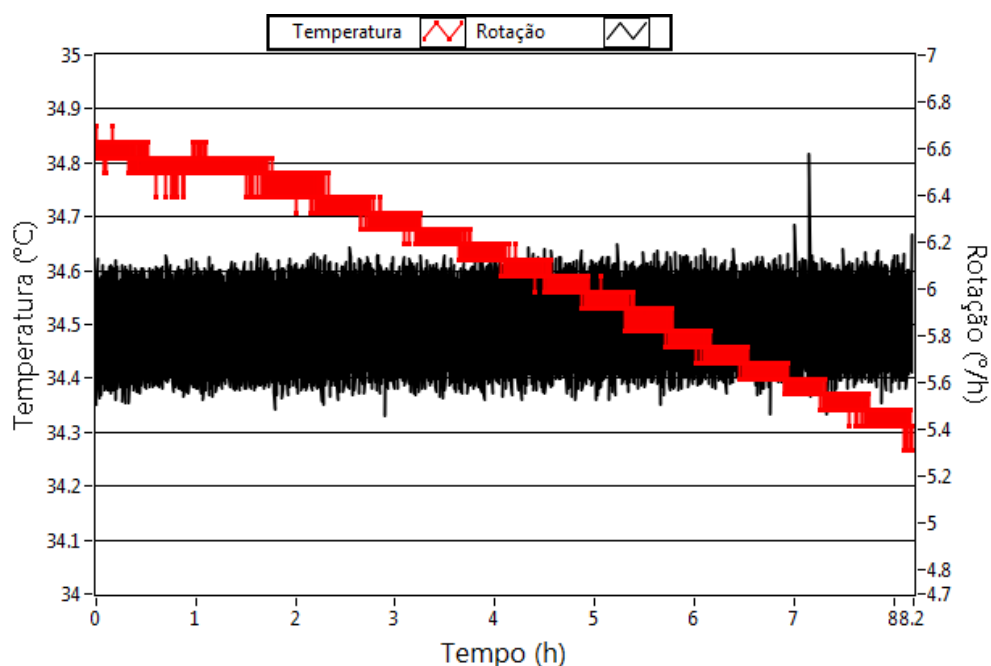


Figura 70. Velocidade angular e temperatura do giroscópio adquiridos em ensaio estático para análise através de Variância de Allan.

Diferentemente do que foi observado no ensaio realizado com o sistema óptico emulado, com o giroscópio completo, foi constatada interferência da modulação no sinal adquirido. Como pode ser observado na Figura 71, há um pequeno pico no espectro de frequência do sinal de velocidade angular, em aproximadamente 1,9 Hz, frequência em que ocorrem as reinicializações do conversor DA do modulador (quando o giroscópio é submetido à velocidade angular de $5,83^\circ/\text{h}$). Como não foi observada interferência do circuito de modulação no circuito de aquisição com o sinal óptico emulado, conclui-se que essa interferência não é devida ao *crossstalk* entre esses circuitos. Essa interferência também não é devida às reflexões na interface do MIOC com a bobina de fibra óptica, pois, o *reset* não altera o passado das fases, uma vez que uma defasagem de φ rad causa o mesmo efeito óptico que uma defasagem de $\varphi \pm 2\pi$ rad (desde que a profundidade de modulação esteja ajustada). Pressupõe-se então, que essa interferência seja devida à modulação de intensidade do MIOC. Apesar do cuidado para minimizar o efeito da modulação de intensidade nos *resets* (descrito na Seção 5.1.1), acredita-se que a variação da intensidade óptica nas diferentes regiões do MIOC seja a causa dessa interferência.

A interferência devido ao *reset* do DA só fica concentrada em uma faixa estreita de frequência quando a velocidade de rotação do giroscópio é constante; caso a velocidade varie com o tempo, a frequência de *reset* também irá variar, distribuindo assim, no espectro de frequência, a energia da interferência. Caso seja necessário, essa

interferência centrada na frequência de *reset* do giroscópio pode ser distribuída no espectro de frequência, tornando os limites de excursão do DA aleatórios.

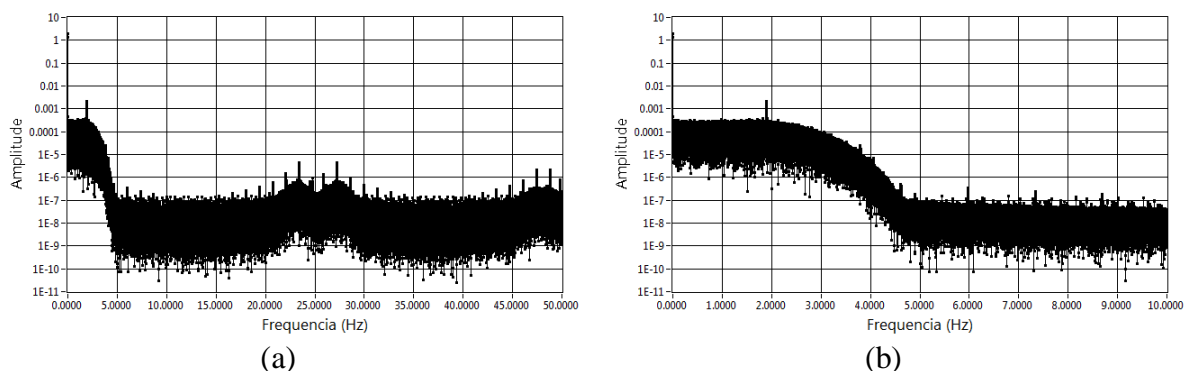


Figura 71. Espectro da velocidade angular em ensaio estático para o giroscópio completo: (a) frequência de 0 a 50 Hz e (b) detalhes na frequência de 0 a 10 Hz.

Na Figura 72 é apresentado o gráfico da Variância de Allan dos dados obtidos no ensaio estático com o giroscópio completo.

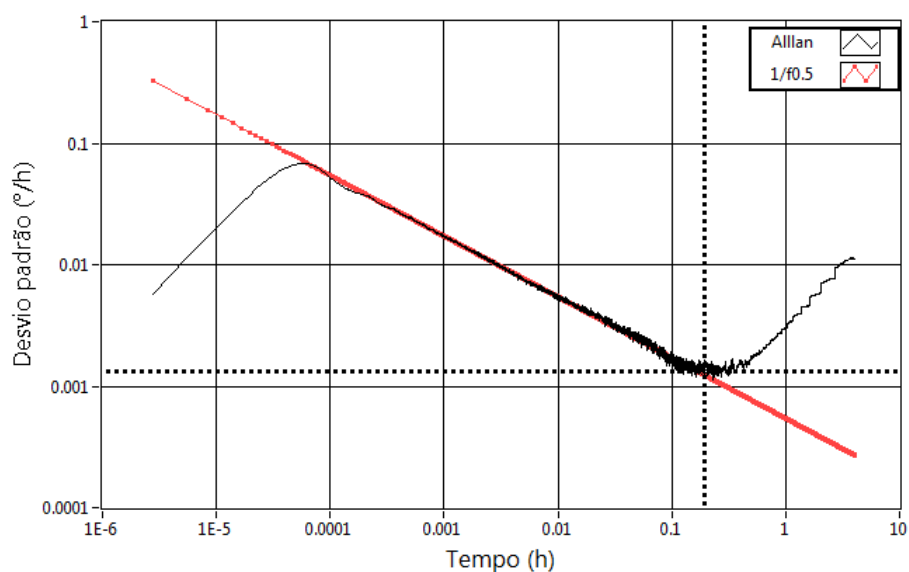


Figura 72. Curva Variância de Allan do giroscópio completo em ensaio estático.

De acordo com a análise utilizando o método de Variância de Allan, o giroscópio desenvolvido apresenta ARW de $5,4 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{h}$ e deriva de $1,9 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/h$. Esses valores são compatíveis com a classe inercial, categoria com requisitos mais restritivos de desempenho, que exige ARW menor que $1 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\sqrt{h}$ e deriva de $1 \times 10^{-2} \text{ }^\circ/h$ [59]. O último IFOG desenvolvido pelo grupo de pesquisa em giroscópios interferométricos da UNICAMP, em 2014, apresentou ARW de $2,2 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\sqrt{h}$ e deriva de $1 \times 10^{-2} \text{ }^\circ/h$. O giroscópio desenvolvido nessa pesquisa de doutorado apresenta melhora de mais de 4

vezes no ARW e de 5 vezes na deriva com relação ao último projeto desenvolvido pelo grupo.

6.2.2 Ensaios dinâmicos

Os testes dinâmicos do giroscópio desenvolvido foram realizados no Laboratório de Identificação, Navegação, Controle e Simulação - LINCS, do Instituto de Aeronáutica do Espaço - IAE do Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial - DCTA, em São José dos Campos - SP. Foram realizados dois testes dinâmicos, um para levantamento da linearidade do giroscópio e outro para levantamento da estabilidade do fator de escala.

Ambos os testes foram realizados utilizando uma mesa giratória de dois eixos da marca Acutronic. Somente um dos eixos rotativos foi utilizado, sendo o outro mantido estático. O giroscópio foi fixado na mesa conforme mostrado na Figura 73. A alimentação foi realizada por bateria de 5 V, com autonomia para aproximadamente 15 h de ensaio. A comunicação entre o giroscópio e o PC utilizado para aquisição dos dados foi feita através de conexão RS232 *wireless*. O giroscópio foi configurado com taxa de aquisição de 100 amostras por segundo e o filtro passa-baixas com banda passante de 2 Hz.



Figura 73. Montagem do giroscópio na mesa rotativa para ensaios dinâmicos.

6.2.2.1. Estabilidade do fator de escala

O primeiro ensaio realizado na mesa rotativa teve como objetivo o levantamento da estabilidade do fator de escala do giroscópio. Esse ensaio foi realizado com a mesma metodologia utilizada em [13]. Durante esse ensaio, o giroscópio foi mantido em rotação constante próxima ao fundo de escala ($50^\circ/\text{s}$) e a velocidade angular foi adquirida pelo maior tempo possível. Devido ao tempo disponível no LINCS e a autonomia da bateria utilizada para alimentação do sistema, o ensaio teve duração de 14 h e 42 min. A aquisição de dados foi iniciada às 17:30, após o fim de expediente no IAE, e finalizada na manhã seguinte. Na Figura 74, é apresentado os dados adquiridos nesse ensaio.

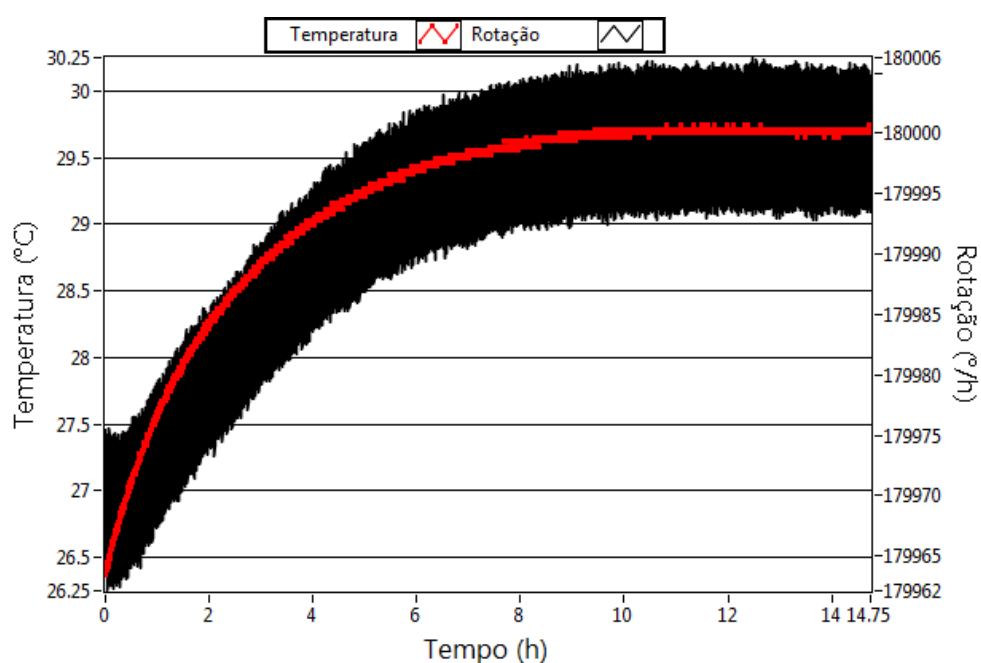


Figura 74. Resultado do ensaio para verificação da dependência térmica e estabilidade do fator de escala do giroscópio.

Na Figura 75, é apresentado o período de tempo da aquisição de dados em que a temperatura se manteve praticamente constante (a partir de 10 horas e 30 minutos do início do ensaio), esse período foi utilizado para o cálculo da estabilidade do fator de escala.

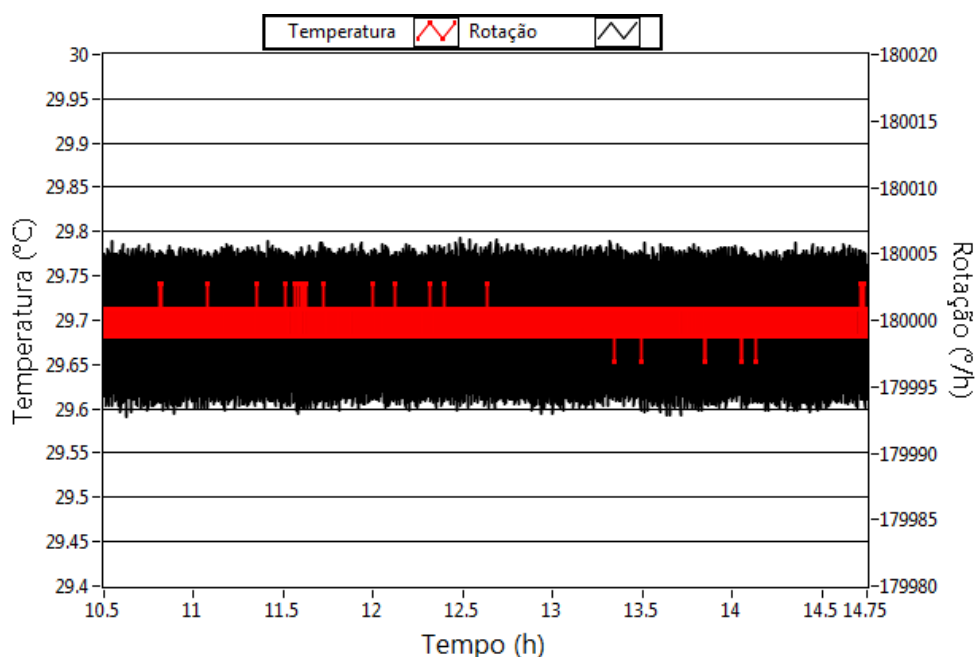


Figura 75. Dados utilizados para verificação da estabilidade do fator de escala do giroscópio.

A estabilidade do fator de escala foi calculada a partir da metodologia proposta em [13], uma vez que a norma do IEEE-STD-952-1997 não define um procedimento para essa análise [55]. A partir das 4 h e 12 min de aquisição de velocidade angular com temperatura estável, foram calculadas as velocidades angulares médias nos 30 minutos iniciais e finais do ensaio:

$$Vmédia_{10:30-11:00} = 180.000,52 \text{ } ^\circ/h, \quad (38)$$

$$Vmédia_{14:12-14:42} = 180.000,38 \text{ } ^\circ/h. \quad (39)$$

Com base nessas informações, a variação de fator de escala foi calculada utilizando a seguinte equação:

$$Variação \text{ do Fator de Escala} = \left| \frac{Vmédia_{14:12-14:42} - Vmédia_{10:30-11:00}}{Vmédia_{10:30-11:00}} \right| = 0,8 \text{ ppm}. \quad (40)$$

Dessa forma, a estabilidade do fator de escala, para o giroscópio submetido à temperatura constante, em ensaio de curta duração, é menor que 1 ppm. A mesa giratória utilizada apresenta, de acordo com as suas especificações, erro de até 10 ppm na velocidade angular. Como o valor medido está bem abaixo desse valor, a estabilidade do giroscópio analisado pode ser de fato ainda menor. Esse valor de estabilidade é muito bom, tendo em vista que giroscópios de classe inercial, categoria com requisitos mais restritivos, devem ter estabilidade de fator de escala entre 1-100 ppm. Para fins de

comparação, o giroscópio desenvolvido anteriormente pelo grupo de pesquisa em IFOGs da UNICAMP apresentou estabilidade do fator de escala de 8 ppm em um ensaio similar [13].

6.2.2.2. Sensibilidade térmica do fator de escala

Houve uma considerável variação de temperatura do ambiente durante o ensaio para o levantamento do fator de escala, especialmente nas primeiras horas do ensaio, como pode ser observado na Figura 74. Isto se deve ao fato de o ar condicionado central do laboratório ter sido desligado após o fim de expediente, logo após o início da aquisição de dados, fazendo com que a temperatura do giroscópio subisse de 26,4 °C no início do ensaio para 29,7 °C no fim.

Na Figura 74, é possível observar uma clara dependência térmica da velocidade angular medida pelo giroscópio. Dessa forma, a partir dos dados obtidos para análise da estabilidade do fator de escala, também foi possível analisar a dependência térmica do giroscópio. A dependência térmica do fator de escala é um parâmetro bastante importante para aplicações em ambientes insalubres, propensos a grandes variações térmicas, e para navegação puramente inercial.

Para o cálculo da sensibilidade térmica do giroscópio, foi considerado o período entre 1 e 2 horas após o início do ensaio, período em que a variação térmica foi quase linear, como pode ser observado na Figura 76. Nesse intervalo, considerando a média dos 5 minutos iniciais e finais, a temperatura variou de 27,61 °C para 28,24 °C, uma variação de 0,63 °C. No mesmo intervalo, a velocidade angular média foi de 179.974 °/h para 199.980 °/h, uma variação de 6 °/h.

A sensibilidade térmica foi calculada a partir da estabilidade do fator de escala:

$$\text{Variação do Fator de Escala} = \left| \frac{V_{\text{média}_{28,24^{\circ}\text{C}}} - V_{\text{média}_{27,61^{\circ}\text{C}}}}{V_{\text{média}_{27,61^{\circ}\text{C}}}} \right| = 32,4 \text{ ppm}. \quad (41)$$

Dividindo-se à variação do fator de escala pela variação térmica, tem-se a sensibilidade térmica do fator de escala:

$$\text{Sensibilidade Térmica do FE} = \frac{\text{Variação do Fator de Escala}}{\text{Variação da temperatura}} = 51,5 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}. \quad (42)$$

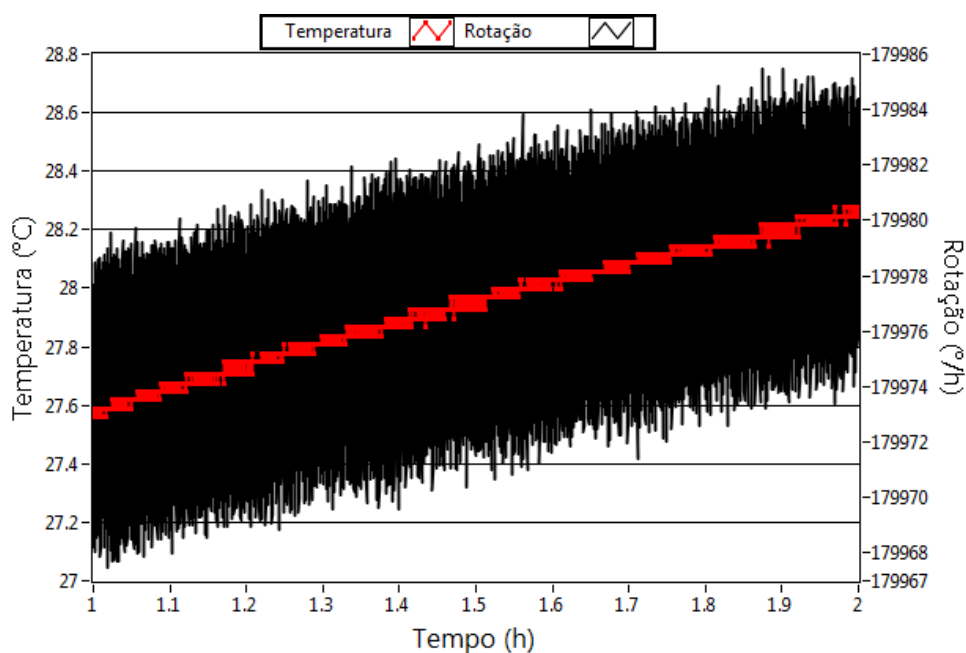


Figura 76. Segmento do ensaio para verificação da dependência térmica do giroscópio.

Essa dependência térmica não foi observada no ensaio em baixa velocidade angular (Figura 70), sendo a sensibilidade térmica proporcional à velocidade angular e, portanto, causada por dependência térmica do fator de escala óptico do giroscópio. Além disso, essa dependência térmica não foi observada no ensaio com o sistema óptico emulado (Figura 62), o que confirma a teoria de que é causada pelo sistema óptico e não pelo sistema eletrônico.

É importante destacar que a temperatura apresentada na Figura 76 corresponde à temperatura medida no circuito eletrônico e não no sistema óptico. Considerando que o sistema óptico e eletrônico possuem encapsulamento, dimensões e massa térmicas diferentes, a temperatura medida corresponde a uma estimativa da temperatura da bobina óptica. Para uma análise mais precisa da dependência térmica do giroscópio, é necessária a medição da temperatura da bobina óptica. As técnicas de medição da temperatura da bobina óptica de giroscópios são amplamente exploradas em artigos científicos [54, 85-89].

Para uma melhor visualização da dependência térmica do giroscópio, a velocidade angular foi plotada em função da temperatura na Figura 77. É possível observar na Figura 74, que a dependência térmica do sinal de saída do giroscópio está atrasada com relação à temperatura, pois a velocidade angular só sofre alteração vários minutos após a mudança de temperatura. Esse atraso se deve ao fato de o sensor de

temperatura estar localizado no circuito eletrônico, e a dependência térmica ser devida a efeitos ópticos (partes do sistema com dinâmicas térmicas diferentes). Dessa forma, objetivando compensar esse atraso, a curva de temperatura foi atrasada em 30 minutos com relação à velocidade angular, e então plotada na Figura 77.

Na Figura 77, é possível observar que a relação entre a temperatura e velocidade angular é quase linear, sendo que a distorção existente pode ser devido à diferença de dinâmica térmica do sistema eletrônico (onde está o sensor de temperatura) e da bobina de fibra óptica (onde ocorre o efeito). A partir dos dados do gráfico da Figura 77, foram calculados a dependência térmica mínima e máxima da velocidade angular com a temperatura. Os valores encontrados foram, respectivamente, de 24 ppm/°C e 73 ppm/°C.

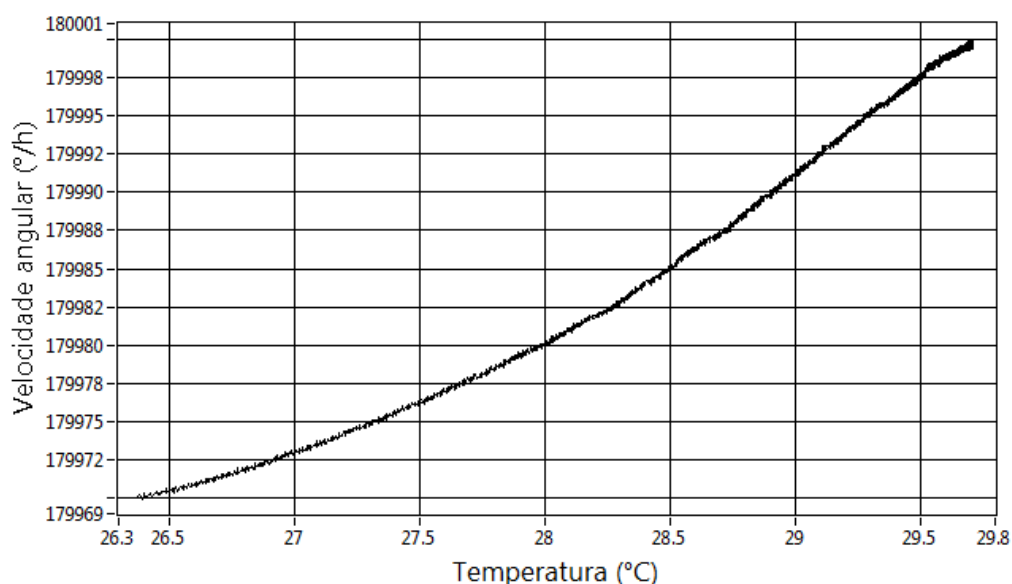


Figura 77. Velocidade angular em função da temperatura.

Devido à baixa taxa de variação de temperatura durante o ensaio, de no máximo 0,63 °C/h, conclui-se que essa dependência térmica não foi causada devido ao efeito Shuppe. De acordo com o artigo publicado por Ling et al. em 2015 [26], que apresenta dados de simulação e experimentais da dependência da variação de temperatura na velocidade angular para diferentes tipos de enrolamentos de bobinas de giroscópio, um giroscópio de 1 km de fibra óptica com enrolamento quadripolar, quando submetido a uma variação de temperatura de 1 °C/min, apresenta um desvio na medida de velocidade angular de aproximadamente 0,03 °/h, valor muito inferior ao observado

no giroscópio ensaiado (aproximadamente $10^\circ/\text{h}$ para uma variação de temperatura na taxa de $0,01^\circ\text{C}/\text{min}$).

Conforme discutido no Capítulo 2, variações térmicas modificam a tensão de meia onda do modulador opto-integrado, que quando não corretamente compensadas, geram dependência térmica na velocidade angular. No giroscópio construído, foi implementado um controle de malha fechada de 2π para assegurar que MIOC aplique os níveis de modulação corretos independente da temperatura ambiente. Sendo assim, assume-se que a sensibilidade térmica do fator de escala identificada no giroscópio desenvolvido não é devida à sensibilidade térmica do circuito de modulação e do MIOC.

É importante ressaltar que o controle de 2π não corrige as mudanças no fator de escala (F_s , Equação (43)), sendo capaz, somente, de controlar e corrigir a tensão de meia onda do MIOC e, conseqüentemente, os níveis de modulação. Vários autores chamam o controle de 2π de “controle do fator de escala”, o que contribui para essa confusão.

A sensibilidade térmica identificada no giroscópio desenvolvido pode ser explicada pela mudança no fator de escala óptico do giroscópio. A variação do fator de escala ocorre devido à variação geométrica da bobina de fibra óptica, causada por dilatação térmica. A velocidade angular está relacionada com a defasagem de Sagnac pelo fator de escala, de acordo com a Equação (43). O fator de escala, por sua vez, depende entre outros fatores, da geometria do interferômetro de Sagnac. A equação do fator de escala é apresentada abaixo:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi LD}{\lambda c} \Omega = F_s \Omega, \quad (43)$$

em que, F_s é o fator de escala óptico do giroscópio, L o comprimento total da fibra óptica, D o diâmetro da malha circular, λ o comprimento da luz no meio e c a velocidade da luz no meio. Considerando que o comprimento total da fibra óptica L é igual ao número de voltas multiplicado pelo perímetro do cilindro de suporte da bobina, o fator de escala corresponde a:

$$F_s = \frac{2\pi^2 ND^2}{\lambda c}. \quad (44)$$

Observa-se que, o fator de escala do giroscópio tem dependência quadrática com o diâmetro da bobina. Dessa forma, se houver mudanças geométricas na bobina

óptica, haverá mudanças no fator de escala, que por sua vez, culminarão em erros na conversão de defasagem de Sagnac para velocidade angular.

O interferômetro utilizado no giroscópio desenvolvido consiste em um cilindro de alumínio envolto pela fibra óptica com enrolamento quadripolar. Tendo em vista que a fibra está tensionada e solidária ao cilindro, as dilatações térmicas do cilindro levam junto a fibra óptica. Sendo o coeficiente de dilatação térmica linear do alumínio igual a $24 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, e a relação do fator de escala com o diâmetro do cilindro quadrática, a dependência térmica do fator de escala, considerando somente a dilatação térmica do cilindro, é de 48 ppm/ $^\circ\text{C}$. Esse valor é muito próximo ao identificado experimentalmente, reforçando a hipótese de que a dilatação térmica do conjunto óptico é a causadora da dependência térmica do giroscópio desenvolvido.

Dessa forma, para diminuir a dependência térmica do fator de escala, duas ações podem ser tomadas, concomitantemente ou não: (i) substituir o material do cilindro da bobina de fibra óptica por outro com menor coeficiente de dilatação térmica e (ii) medir a temperatura do cilindro e compensar a variação do fator de escala via *software*. Ambas as abordagens apresentam desafios técnicos e poderão ser abordadas em trabalhos futuros.

6.2.2.3. Linearidade do fator de escala

No ensaio para levantamento de linearidade, o giroscópio foi configurado para operar com taxa de aquisição de 100 amostras por segundo. O teste consistiu na variação da velocidade de rotação de $-60 \text{ }^\circ/\text{s}$ até $+60 \text{ }^\circ/\text{s}$, em degraus de $1 \text{ }^\circ/\text{s}$ com 60 s de duração cada. O ensaio completo durou quase duas horas.

Na análise dos dados, foram eliminadas as transições entre os níveis, sendo utilizadas para análise de linearidade 50 s de amostras de cada nível. Dessa forma, foi garantida a estabilidade da mesa giratória e do giroscópio nas medidas de todos os níveis. Conforme previsto teoricamente, o giroscópio desenvolvido possui fundo de escala de $59,2 \text{ }^\circ/\text{s}$ e, portanto, as amostras correspondentes a $\pm 60 \text{ }^\circ/\text{s}$ foram eliminadas da análise.

Na Figura 78 é apresentada a curva de linearidade do giroscópio no intervalo de $\pm 59 \text{ }^\circ/\text{s}$. Cada ponto na curva corresponde à média de 5.000 amostras. O traço corresponde ao valor esperado, calculado através do método dos mínimos quadrados.

Para melhor visualização dos erros de não linearidade, foram calculados os desvios de cada ponto medido com relação ao fundo de escala, apresentados na Figura 79.

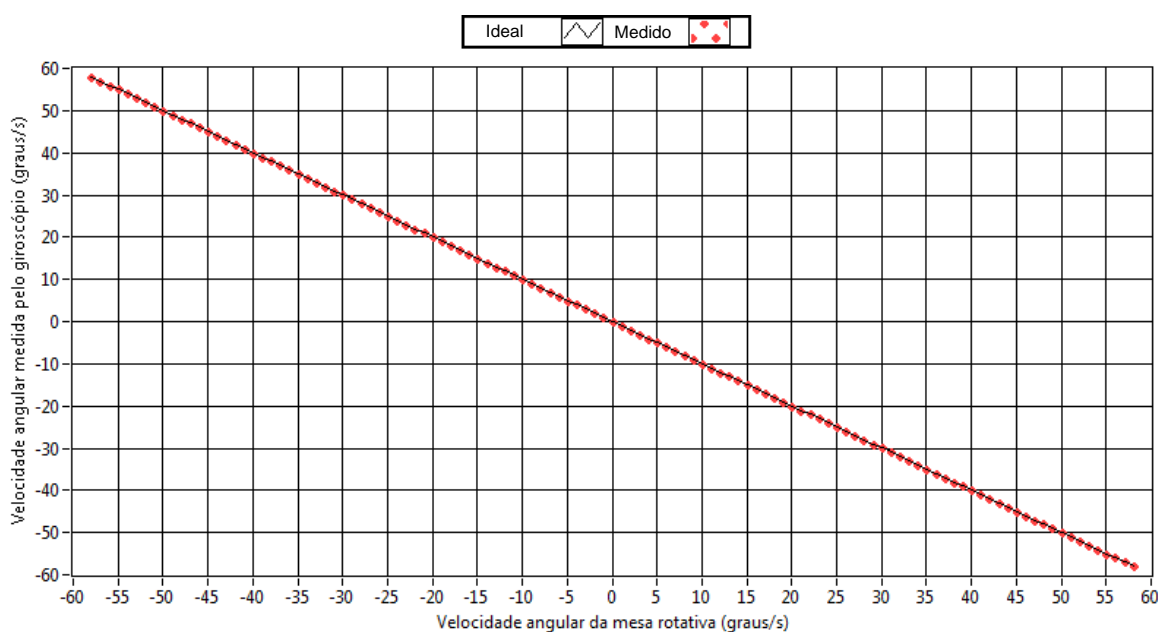


Figura 78. Sinal de saída do giroscópio no ensaio de linearidade ($\pm 59^\circ/\text{s}$).

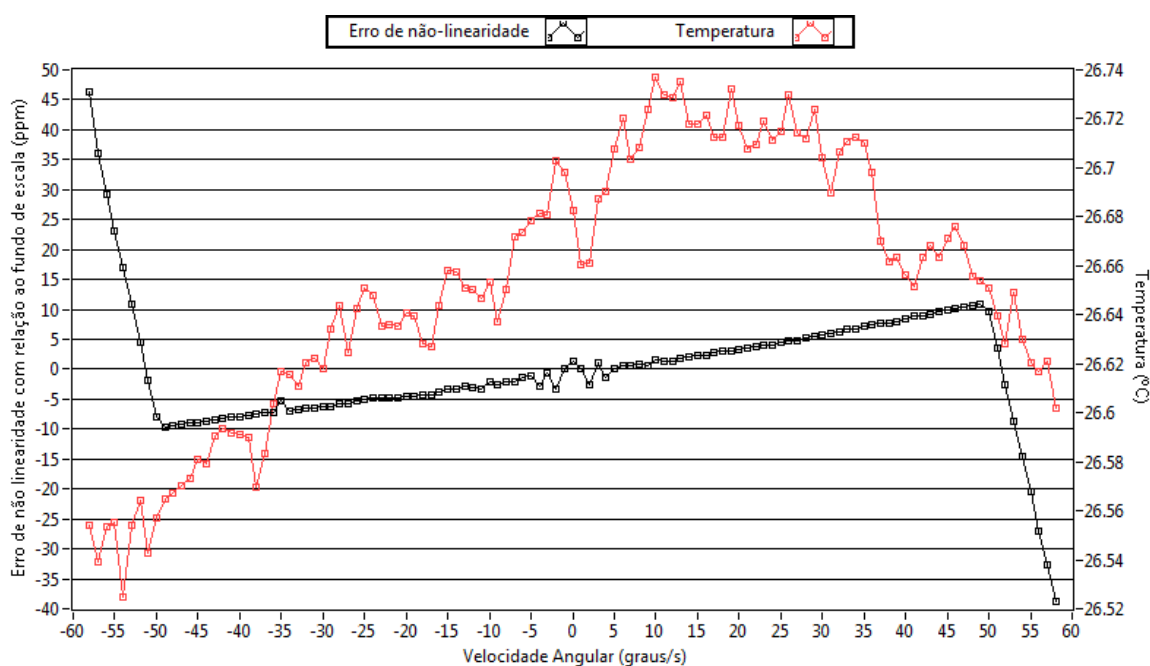


Figura 79. Erro de não linearidade com relação ao fundo de escala ($\pm 59^\circ/\text{s}$).

No intervalo de $\pm 59^\circ/\text{s}$, o erro de não linearidade máximo é de 46 ppm, e é mais acentuado próximo ao fim de escala. No gráfico da Figura 79, é possível observar um comportamento bem definido de mudança da curva de linearidade em $49^\circ/\text{s}$; a causa desse comportamento não foi identificada. Entretanto, devido ao comportamento muito

bem definido dessa distorção na curva de linearidade, ela pode ser facilmente corrigida, caso necessário, via *software*.

Mesmo com a distorção, a linearidade do giroscópio desenvolvido é excelente. Para fins de comparação, o último giroscópio desenvolvido pelo grupo do DEMIC em 2014 apresentava não linearidade de 350 ppm, em um fundo de escala bem menor, de $\pm 12,5$ °/s [13].

Caso o giroscópio desenvolvido seja utilizado em aplicações que requeiram fundo de escala de até ± 50 °/s, o erro de não linearidade máximo do giroscópio é de 3 ppm, conforme pode ser observado na Figura 80.

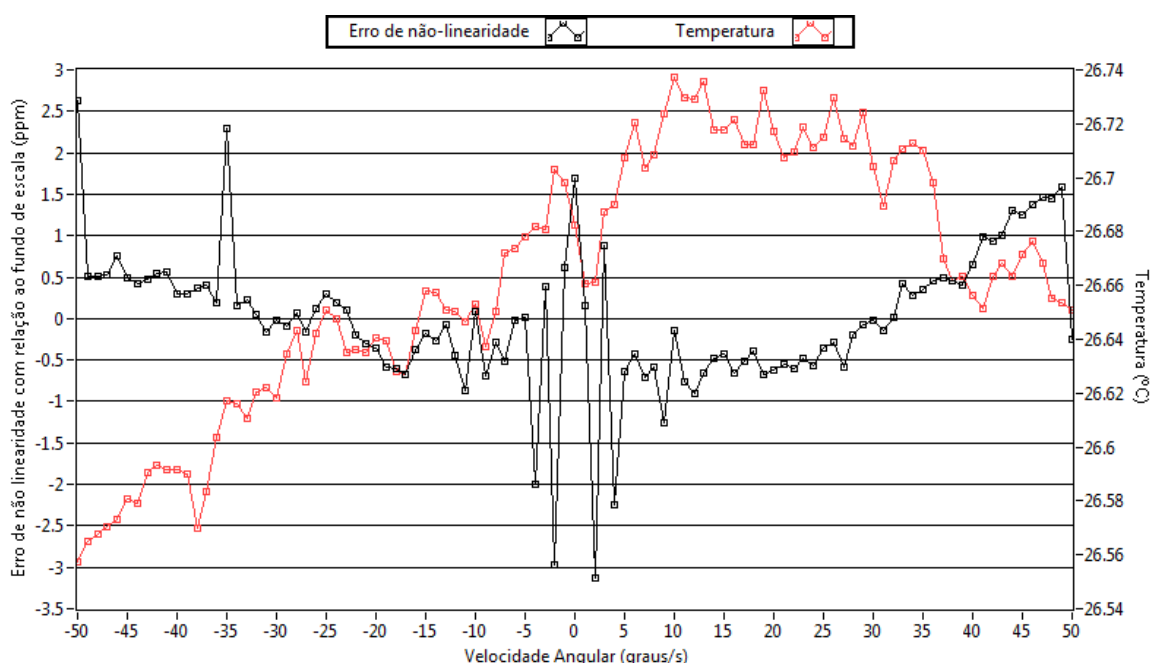


Figura 80. Erro de não linearidade com relação ao fundo de escala (± 50 °/s).

Na Figura 80, é possível observar uma oscilação no erro de não linearidade para baixas rotações. Essas oscilações podem ter sido causadas por erros de não linearidades de posicionamento da mesa rotativa. Para rotações baixas (menores que 7,2 °/s), a mesa não executa uma revolução completa em 50 s, de forma que, se a mesa apresentar diferentes velocidades de rotação ao longo de uma volta, esses erros aparecerão como não linearidade do giroscópio. Em rotações maiores, em que a mesa executa mais de uma revolução em cada nível, esse efeito é minimizado. Para verificar essa suposição, o ensaio de verificação de linearidade foi repetido, desta vez, com cada degrau de velocidade angular com duração diferente, de forma a se obter revoluções

completas durante as amostragens de todos os degraus de velocidade. O resultado desse ensaio está apresentado na Figura 81.

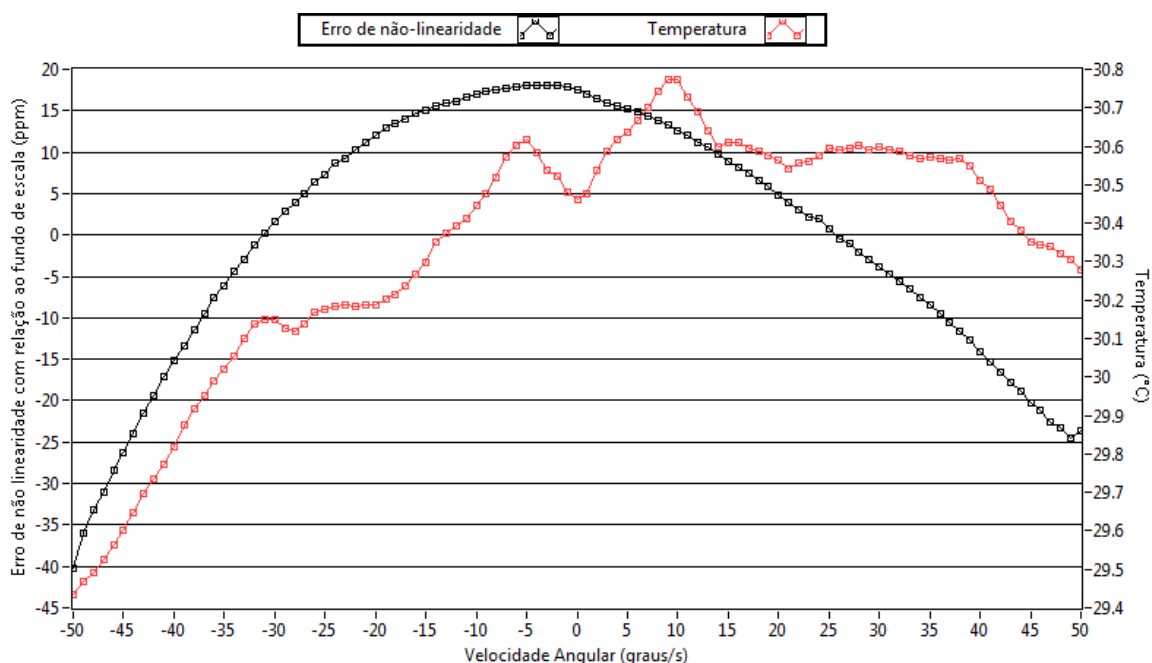


Figura 81. Erro de não linearidade com relação ao fundo de escala (± 50 °/s), segundo ensaio.

Nesse segundo ensaio não foram verificadas oscilações no erro de não linearidade em baixas rotações, comprovando a teoria de que a causa das oscilações era, de fato, o erro de não linearidade de posicionamento da mesa. Entretanto, nesse ensaio, foi verificado um erro de não linearidade muito maior do que o verificado anteriormente (apresentado na Figura 80). Durante a realização do segundo ensaio, o ar condicionado central do laboratório estava desligado, gerando uma variação de temperatura muito maior do que a do primeiro ensaio. Como pode ser observado na curva de temperatura apresentada na Figura 81, a temperatura do giroscópio era de 29,4 °C no início do ensaio, atingiu um pico de 30,8 °C após o meio do ensaio e voltou a cair atingindo a temperatura de 30,3 °C no fim do ensaio.

Nesse experimento, foi possível observar que a temperatura do giroscópio está relacionada com a velocidade angular a que ele está submetido, sendo a temperatura maior em repouso e menor à medida que a velocidade angular aumenta. Esse fenômeno está relacionado com a dissipação térmica dos componentes eletrônicos presentes na fonte de luz e no circuito eletrônico do giroscópio, que aumenta com o aumento do fluxo de ar em sua superfície. Dessa forma, a variação na linearidade do sensor para rotações

maiores, observadas no segundo ensaio, foi devida à dependência térmica do fator de escala, causada pela dilatação térmica da bobina óptica (fenômeno descrito anteriormente). Sendo assim, pôde-se concluir nesse segundo ensaio que a dependência térmica do giroscópio pode influenciar em sua linearidade.

Os resultados experimentais mostram que o giroscópio construído apresenta um excelente desempenho, com ARW, deriva e linearidade melhores do que de todos os giroscópios desenvolvidos anteriormente pelo grupo de pesquisa em IFOGs da UNICAMP, comparáveis com dos melhores giroscópios do mundo. Na Tabela 7, são sumarizados os principais parâmetros dos melhores giroscópios interferométricos à fibra óptica comerciais e apresentados na literatura.

Tabela 7. Comparação de desempenho dos melhores IFOGs comerciais.

IFOG	ARW ($^{\circ}/\sqrt{h}$)	Deriva ($^{\circ}/h$)	Linearidade (ppm)	Fundo de Escala ($^{\circ}/s$)	Comprimento e diâmetro da bobina de fibra óptica
<i>*iXBlue ASTRIX 200 [1]</i>	0,00007	0,000005	10	5	L=5 km; D=20 cm
<i>Honeywell "Reference Grade" IFOG [90]</i>	0,000016	0,00003	-	-	-
<i>Honeywell HPSFOG [90]</i>	0,0001	0,0002	9	-	L=4 km
<i>iXBlue ASTRIX 200 [61]</i>	0,00012	0,0005	10	5	L=5 km; D=20 cm
<i>Optsensys/UNICAMP</i>	0,00054	0,0019	3	50	L=1,4 km; D=13,5 cm
<i>Optolink SRS-2000 [91]</i>	0,00050	0,0050	-	30	L=2 km; D=25 cm
<i>Optolink SRS-1000 [92]</i>	0,00100	0,0100	-	90	L=1 km; D=15 cm
<i>iXBlue Astrix 120 [93]</i>	0,00160	0,0100	10	10	L=1 km; D=12 cm
<i>Emcore EMP-1.2k [94]</i>	0,00200	0,0100	25	343	L=1,2 km
<i>*Versão modificada do giroscópio comercial ASTRIX 200, apresentado no artigo "One Nautical Mile per Month FOG Based Strapdown Inertial Navigation System: A Dream Already within Reach?" [1]. Esse giroscópio recebeu várias melhorias: aumento da potência óptica incidente no fotodetector para 160 μW; aprimoramento do sistema eletrônico para redução de ruídos, redução de reflexões parasitas no caminho óptico e ajuste da profundidade de modulação.</i>					

Poucas empresas no mundo detém a tecnologia de fabricação de IFOGs de alto desempenho, o que torna o valor destes dispositivos elevado. O IFOG EMP-1.2k da Emcore, que apresentou o pior desempenho entre os apresentados na Tabela 7, com ARW e deriva cerca de 4 vezes inferior ao do giroscópio desenvolvido nesse trabalho, tem o custo de U\$ 29.295,00 (vinte e nove mil duzentos e noventa e cinco dólares), mais de 100 mil reais [95].

A partir da Tabela 7, é possível constatar que o protótipo de IFOG construído nesse projeto de doutorado tem desempenho comparável, ou mesmo superior, a vários dos melhores IFOGs comerciais atuais, sendo superado apenas por dispositivos com maior fator de escala.

Dessa forma, é possível concluir que os estudos e tecnologias desenvolvidas nesse trabalho possibilitam a construção de um IFOG com desempenho comparável aos melhores do mundo. Com o aumento do comprimento da fibra óptica e do diâmetro da bobina, a utilização de um padrão de enrolamento menos susceptível às perturbações ambientais (octopolar ou *cross-widening* [26]) e o aumento da potência óptica incidente no fotodetector, acredita-se que o desempenho do giroscópio utilizando o sistema eletrônico desenvolvido se iguale ao dos melhores IFOGs produzidos no mundo.

Capítulo 7

Conclusões e trabalhos futuros

Neste capítulo, são sumarizados os principais resultados dessa pesquisa. Também são discutidas e apresentadas propostas de trabalhos futuros que permitirão melhorar ainda mais o desempenho do giroscópio desenvolvido.

7.1 Conclusões

Nesse trabalho, foi apresentado o desenvolvimento de um novo sistema eletrônico para IFOGs de malha fechada de classe inercial, que inclui o circuito de modulação, demodulação, controle e comunicação, bem como novas técnicas de modulação, condicionamento e processamento de sinais.

O sistema eletrônico para IFOGs proposto nesse trabalho apresentou excelente desempenho (baixo ruído, boa linearidade e ausência de zona-morta). Tal desempenho se deve ao projeto adequado dos circuitos eletrônicos e da PCB e a escolha de componentes eletrônicos apropriados para a implementação dos circuitos. O sistema eletrônico desenvolvido apresenta várias vantagens técnicas quando comparado a versões anteriormente desenvolvidas pelo grupo de pesquisa em IFOGs da UNICAMP: maior simplicidade, menor quantidade de componentes eletrônicos, PCB com menores dimensões físicas e uso de uma única unidade de processamento. Essas vantagens tornam o custo do sistema proposto menor, e as modificações no projeto e as atualizações de *software* mais fáceis.

O circuito de aquisição de sinais desenvolvido nesse trabalho permitiu a aquisição do sinal de saída do interferômetro de Sagnac com excelente razão sinal-ruído. Esse excelente desempenho se deve ao uso de amplificador de transimpedância na configuração diferencial e à escolha correta do Amp-Op e do conversor AD para a implementação do circuito. Um estudo teórico e experimental da banda necessária para o

circuito de aquisição foi realizado; ele permitiu identificar que o ganho do amplificador de transimpedância que otimiza o ARW do giroscópio desenvolvido é de 100 k Ω .

Foi realizada uma análise experimental detalhada das imperfeições presentes no sistema de modulação de IFOGs: não linearidade, modulação de intensidade e reflexões ópticas. Concluiu-se que a não linearidade do circuito de modulação não é crítica no desempenho de IFOGs. Por outro lado, a modulação de intensidade do MIOC pode causar interferências consideráveis nos níveis de modulação seguintes às reinicializações (*resets* da rampa de realimentação), que em alguns casos, pode degradar o ARW do giroscópio. Verificou-se que as reflexões ópticas na interface do interferômetro com o modulador opto-integrado podem gerar, para modulações de mais de dois níveis, *offset* na medição de rotação e, conseqüentemente, aumento da deriva do giroscópio. Considerando esses efeitos indesejáveis do sistema de modulação, foi proposta uma nova técnica de modulação capaz de minimizar esses efeitos: a modulação de dois níveis e dois períodos.

A modulação de dois níveis e dois períodos é uma das contribuições mais importantes desse trabalho. Ela elimina a limitação da modulação de dois níveis clássica (controle do fator de escala deficiente em baixas rotações) e preserva todas as suas boas características (não gera *offsets* devido às reflexões ópticas e maximiza o fundo de escala do IFOG). É notável o grande número de vantagens que a modulação proposta proporciona em relação a outras técnicas apresentadas na literatura: requer menor excursão do conversor DA do driver do modulador, podendo dessa forma ser implementada com conversores DA com menor resolução e, conseqüentemente, mais baratos e/ou mais rápidos; minimiza consideravelmente os problemas devido às reflexões ópticas na interface MIOC/bobina de fibra óptica; reduz os problemas devido à modulação de intensidade do MIOC; maximiza a rotação de fundo de escala do giroscópio; e permite modulação na frequência própria (ao contrário da modulação de 4 níveis proposta por Lefèvre, em que a modulação ocorre no dobro da frequência própria, requerendo o uso de conversores DA mais rápidos, reduzindo seu desempenho e/ou elevando seu custo).

Experimentos realizados com o emulador do sistema óptico permitiram concluir que não há interferência do circuito de modulação no circuito de aquisição do giroscópio. Esses resultados mostram que as técnicas aplicadas no projeto da PCB para evitar o *crosstalk* entre os circuitos de modulação e demodulação e, conseqüentemente, o

aparecimento de zona-morta, são eficientes. Experimentos para o levantamento da curva de resposta do giroscópio confirmaram que o dispositivo desenvolvido não apresenta zona-morta.

Uma análise experimental para verificação da resolução mínima necessária para o circuito de modulação foi realizada. Esse estudo permitiu concluir que, para o giroscópio desenvolvido, não há ganho de desempenho utilizando um conversor DA no circuito de modulação com mais de 11 *bits*. O uso de conversores DA no circuito de modulação com menor resolução possibilita a redução do custo do sistema e a utilização de conversores mais rápidos, que minimizam a duração das transições das fases de modulação, permitindo assim, o uso de circuitos de aquisição com ganhos mais elevados, que por sua vez, melhoram o ARW do giroscópio.

Nesse trabalho, também foi apresentado um estudo detalhado, teórico e experimental, das fontes de ruídos presentes nos IFOGs. Esse estudo resultou em um modelo teórico para o *angle random walk* (ARW). Nesse modelo, são considerados os vários tipos de ruídos ópticos e eletrônicos presentes em IFOGs (*shot noise, excess photon noise*, ruído térmico, ruídos de tensão e corrente do Amp-Op do amplificador de transimpedância e os ruídos de quantização e de entrada do conversor AD). O modelo proposto foi validado experimentalmente com o giroscópio desenvolvido nesse trabalho. Esse modelo permite estimar o ARW de um giroscópio a partir de suas configurações ópticas e eletrônicas, identificar a profundidade de modulação que minimiza o ARW para uma determinada potência óptica, e estimar o ganho no ARW com o aumento da potência óptica. Além disso, o modelo proposto permite identificar quais componentes geram gargalo de desempenho no sistema, podendo ser utilizado para direcionar o aprimoramento de giroscópios já construídos.

Utilizando o modelo desenvolvido, foi identificada a profundidade de modulação que otimiza o ARW do giroscópio construído, que é de 151 °. Foi verificado que o ARW do giroscópio pode ser melhorado ainda mais com o aumento da potência da fonte de luz. De acordo com as análises teóricas, considerando-se as características do sistema óptico e eletrônico do giroscópio desenvolvido, se a potência óptica incidente no fotodetector for aumentada de 18,6 μW para 100 μW , o ARW será reduzido por um fator de 2,4, de $2,6 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{Hz}}$ para $1,1 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{Hz}}$. Dessa forma, verificou-se que uma maneira viável e eficaz de diminuir o ARW do giroscópio desenvolvido, é elevando-se a

potência óptica incidente no fotodetector. Essa análise teórica também indica que a o ARW do giroscópio se deteriora rapidamente para potências ópticas inferiores a 10 μW . Também foi possível concluir que o aumento da potência óptica acima de 100 μW traz pouca melhora no ARW. Além disso, concluiu-se que a profundidade de modulação que otimiza o ARW do IFOG é função da potência óptica incidente no fotodetector, sendo menor (se aproximando de 90°) para potências menores e maior (próxima de 180°) à medida que a potência aumenta.

O ensaio de *flip* utilizando o giroscópio completo mostrou que as técnicas de modulação e o projeto adequado dos circuitos eletrônicos permitiram a construção de um giroscópio com baixíssimo *offset* ($-0,043^\circ/\text{h}$). O baixo *offset* é um requisito fundamental para a baixa deriva do giroscópio, tendo em vista que, tanto o *offset* de natureza eletrônica quanto o de natureza óptica, possui dependência térmica.

Os ensaios com o sistema eletrônico para IFOGs construído, utilizando sinal óptico emulado, indicam que o circuito de demodulação desenvolvido é capaz de implementar giroscópios com ARW tão pequeno quanto $1,7 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$ e deriva de $2,5 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\text{h}$. O giroscópio completo (utilizando o conjunto óptico da Optsensys com fator de escala de 3,041 s) apresentou ARW de $5,4 \times 10^{-4} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$ e deriva de $1,9 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\text{h}$. Esses valores são compatíveis com a classe inercial, categoria com requisitos mais restritivos de desempenho, que exige ARW menor que $1 \times 10^{-3} \text{ }^\circ/\sqrt{\text{h}}$ e deriva de $1 \times 10^{-2} \text{ }^\circ/\text{h}$ [59].

A estabilidade do fator de escala do giroscópio completo, em ensaio de curta duração, com temperatura constante ($29,70 \pm 0,04 \text{ }^\circ\text{C}$), foi menor do que 1 ppm.

Os experimentos com o giroscópio completo mostraram que o fator de escala do IFOG desenvolvido apresenta uma dependência térmica de 51,5 ppm/ $^\circ\text{C}$. Concluiu-se que, essa dependência térmica é causada pela dilatação térmica da bobina de fibra óptica. Dessa forma, para diminuir a dependência térmica do giroscópio, é necessário levantar a curva dessa dependência e implementar a compensação via *software*.

Ensaio dinâmico com o giroscópio desenvolvido mostraram que o dispositivo apresenta excelente linearidade, com erro máximo de ± 3 ppm com relação ao fundo de escala ($\pm 50 \text{ }^\circ/\text{s}$).

Em resumo, as principais contribuições desse trabalho foram: (i) a identificação de problemas e limitações práticas nos sistemas de modulação e

demodulação de giroscópios; (ii) a proposta de uma nova técnica de modulação que suprime os problemas nos sistemas de modulação e demodulação; (iii) o desenvolvimento de um modelo teórico que permite estimar o ARW de giroscópios a partir de suas configurações ópticas e eletrônicas, bem como, a identificação da profundidade de modulação que minimiza o ARW do sensor; (iv) a identificação da causa da dependência térmica do fator de escala do giroscópio e (v) o desenvolvimento de um sistema eletrônico que permitiu implementar as técnicas desenvolvidas e construir um IFOG com excelente desempenho.

Os resultados experimentais mostraram que o giroscópio construído apresenta desempenho superior aos melhores giroscópios (com menos de 1,5 km de fibra óptica) desenvolvidos por grupos de pesquisa e disponíveis comercialmente.

7.2 Trabalhos futuros

Os estudos teóricos dos ruídos indicam que o ARW do giroscópio construído pode ser melhorado ainda mais com o aumento da potência óptica incidente no fotodetector. Dessa forma, pretende-se em um trabalho futuro construir uma nova fonte de luz para o giroscópio com maior potência óptica utilizando *erbium-doped super-fluorescent fiber source* (ED-SFS).

Os experimentos realizados nesse trabalho, indicam que a dilatação térmica da bobina óptica gera uma considerável dependência térmica do fator de escala. Dessa forma, com o objetivo de melhorar a estabilidade térmica do giroscópio, pretende-se em um trabalho futuro, instalar sensores de temperatura na bobina óptica e propor técnicas de compensação de temperatura via *software*.

Caso seja possível, pretende-se com o apoio da Optsensys, desenvolver um giroscópio com conjunto óptico aprimorado, com maior comprimento de fibra óptica (de 2 a 5 km), padrão de enrolamento que proveja maior imunidade a perturbações externas e utilizando técnicas e componentes que reduzam as perdas e reflexões nos conectores e componentes ópticos. Com essas melhorias é possível, teoricamente, construir um IFOG com desempenho similar ou até mesmo superior ao do melhor giroscópio comercial da atualidade.

Objetiva-se no futuro adequar o *hardware* desenvolvido para aplicações espaciais e construir um sistema de navegação de alto desempenho completo utilizando um giroscópio que empregue as técnicas apresentadas nessa tese.

Referências

1. PATUREL, Y. et al. One Nautical Mile per Month FOG Based Strapdown Inertial Navigation System: A Dream Already within Reach? **Gyroscopy and Navigation**, v. 5, n. 1, p. 1-8, 2014. ISSN 2075-1087.
2. ARMENISE, M. N. et al. **Advances in Gyroscope Technologies**. Berlin: Springer, 2010. ISBN 978-3-642-15493-5.
3. LEFEVRE, H. C. **The Fiber-Optic Gyroscope**. 2. ed. [S.l.]: Artech House, 2014. 416 p. ISBN 978-1-60807-695-6.
4. LEFÈVRE, H. C. The fiber-optic gyroscope: Challenges to become the ultimate rotation-sensing technology. **Optical Fiber Technology**, v. 19, n. 6, p. 1-5, 2013.
5. BOUYER, P. The centenary of Sagnac effect and its applications: From electromagnetic to matter waves. **Gyroscopy and Navigation**, v. 5, n. 1, p. 20-26, 2014.
6. SILVEIRA, V. Brasil Desenvolve Sistema de Navegação de Satélites e Foguetes. **Jornal Valor Econômico**, 2009.
7. ALMEIDA, C. M. Brasil desenvolve tecnologia de ponta para satélites nacionais. **Inovação em Pauta - FINEP**, v. 4, p. 25-27, 2008.
8. FERREIRA, E. C. **Nova Técnica de Processamento de Sinais de Girômetro a Fibra Óptica para Sistemas de Navegação Inercial**. Tese (Livre Docência). Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas. Campinas, p. 95. 2001.
9. RODRÍGUEZ, R. B. G. **Um nova técnica de detecção de sinais de giroscópio a fibra óptica usando "zero crossing" com clock síncrono**. Campinas. 1999.
10. WATANABE, R. H. **Estudo e compensação da deriva térmica, estabilidade do fator de escala e linearização de um circuito de condicionamento e processamento de sinais de girômetro interferométrico a fibra óptica**. Campinas. 2009.
11. FERNANDES, A. P. **Implementação de Uma Nova Técnica para Demodulação Digital de Sinal de Giroscópio a Fibra Óptica**. Campinas. 2009.
12. MELO, F. F. D. **Estudo e Projeto de um Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de Girômetros a Fibra Óptica com Modulação Dinâmica**. Campinas. 2009.
13. SPENGLER, A. W. **Técnica de condicionamento e processamento de sinais para girômetros a fibra óptica com malha fechada óptica**. Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas. Campinas. 2014.

14. BACURAU, R. M. et al. Technique for suppressing the electronic offset drift of interferometric open-loop fiber optic gyroscopes. **Optics Letters**, v. 41, n. 22, p. 1-4, 2016.
15. FERREIRA, E. C.; MELO, F. F. D.; DIAS, J. A. S. Precision analog demodulation technique for open-loop Sagnac fiber optic gyroscopes. **Review of Scientific Instruments**, v. 78, p. 1-5, 2007.
16. FERREIRA, E. C. **Técnica de detecção de sinais de giroscópio a fibras ópticas usando zero-crossing com clock síncrono**. PI 0102793-0, 23 maio 2001.
17. FERREIRA, E. C. **Técnica de processamento de sinais de girômetros interferométricos de sagnac através da diferença das médias dos semi-ciclos negativos do sinal**. PI 0102794-8, 3 nov. 2015.
18. SILVEIRA, V. Laboratório reduz gargalo espacial. **Jornal Valor Econômico**, 2011.
19. PAÍS domina 80% da produção de satélite. **Jornal Valor Econômico**, 2014.
20. SAGNAC, G. L'éther lumineux démontré par l'effet du vent relatif d'éther dans un interféromètre en rotation uniforme. **Comptes Rendus Hebdomadaires des Seances de l'Academie des Sciences**, v. 157, p. 708-710, 1913.
21. BERGH, R. A.; LEFEVRE, H. C.; SHAW, J. H. An overview of fiber-optic gyroscopes. **Journal of Lightwave Technology**, v. 2, n. 2, p. 91-107, April 1984. ISSN 0733-8724.
22. MICHELSON, A. A.; GALE, H. G.; PERSON, F. The Effect of the Earth's Rotation on the Velocity of Light. **Nature**, v. 115, p. 566-566, April 1925.
23. VALI, V.; SHORTHILL, R. W. Fiber ring interferometer. **Applied Optics**, v. 15, n. 5, p. 1099-1100, 1976.
24. CULSHAW, B. The optical fibre Sagnac interferometer: an overview of its principles and applications. **Measurement Science and Technology**, v. 17, n. 1, p. 1-16, 2006.
25. COLLIN, R. E. **Field Theory of Guided Waves**. 2. ed. New York: Wiley-IEEE Press, 1990. 864 p. ISBN 978-0-87942-237-0.
26. LING, W. et al. Thermal effects of fiber sensing coils in different winding pattern considering both thermal gradient and thermal stress. **OpticsCommunications**, v. 356, n. 1, p. 290-295, 2015.
27. MEDJADBA, H. et al. An optimal open-loop multimode fiber gyroscope for rate-grade performance applications. **Optical Fiber Technology**, v. 17, p. 546-553, 2011.
28. LIAW, C.-Y.; ZHOU, Y.; LAM, Y.-L. Characterization of an open-loop interferometric fiber-optic gyroscope with the Sagnac coil closed by an erbium-doped fiber amplifier. **Journal of Lightwave Technology**, v. 16, n. 12, p. 2385 - 2392, 1998.
29. TSELIKOV, A.; ARRUDA, J. U. D.; BLAKE, J. Zero-Crossing Demodulation for Open-Loop Sagnac Interferometers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 16, n. 9, p. 1613-1619, 1998.

30. YANG, Y. et al. Low cost, practical, all digital open-loop fiber-optic gyroscope. **Chinese Optics Letters**, v. 1, n. 10, p. 567-569, 2003.
31. ZHANG, Y. et al. A New Open-Loop Fiber Optic Gyro Error Compensation Method Based on Angular Velocity Error Modeling. **Sensors**, v. 15, p. 4899-4912, 2015.
32. CELIKEL, O.; SAN, S. E. Design Details and Characterization of All Digital Closed-Loop Interferometric Fiber Optic Gyroscope with Superluminescent Light Emitting Diode. **Optical Review**, v. 16, n. 1, p. 35-43, 2009.
33. BERGH, R. A. **Dual-Ramp Closed-Loop Fiber-Optic Gyroscope**. Proc. SPIE 1169, Fiber Optic and Laser Sensors VII. Boston: [s.n.]. 1989. p. 429-441.
34. CAHILL, R. F.; UDD, E. Phase-nulling fiber-optic laser gyro. **Optics Letters**, v. 4, n. 3, p. 93-95, 1979.
35. DAVIS, J. L.; EZEKIEL, S. Closed-loop, low-noise fiber-optic rotation sensor. **Optics Letters**, v. 6, n. 10, p. 505-507, 1981.
36. KIM, B. Y. et al. **Response Of Fiber Gyros To Signals Introduced At The Second Harmonic Of The Bias Modulation Frequency**. Proc. SPIE 0425, Single Mode Optical Fibers. [S.l.]: [s.n.]. 1983. p. 86.
37. KIM, B. Y.; SHAW, H. J. Gated phase-modulation approach to fiber-optic gyroscope with linearized scale factor. **Optics Letters**, v. 9, n. 8, p. 375-377, 1984.
38. EBBERG, A.; SCHIFFNER, G. Closed-loop fiber-optic gyroscope with a sawtooth phase-modulated feedback. **Optics Letters**, v. 10, n. 6, p. 300-302, 1985.
39. LEFEVRE, H. C. et al. **Double closed-loop hybrid fiber gyroscope using digital phase ramp**. Proc. of OFS'85. San Diego: [s.n.]. 1985. p. PDS71-5.
40. ARDITTY, H. J. et al. **Fiber Optic Gyroscope with All-Digital Closed-Loop Processing**. Springer Proceedings in Physics, 44, Optical Fiber Sensors. Berlin: Springer-Verlag. 1989. p. 131-136.
41. LEFEVRE, H. C. et al. **Latest advances in fiber optic gyroscope technology at Photonetics**. Proc. SPIE 2292, Fiber Optic and Laser Sensors XII. San Diego: [s.n.]. 1994. p. 156-165.
42. WANG, W.; WANG, J.; ZHAO, Z. Method to control the gain in modulation chain of closed-loop fiber optic gyroscope with periodical biasing modulation. **Optical Engineering**, v. 51, n. 6, p. 064401, 2012.
43. CHEN, S.; CHENG, J.; GAO, W. **A phase modulation method for improving the scale factor stability of Fiber-Optic Gyroscope**. 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. Takamatsu: IEEE. 2008. p. 37 - 42.
44. LEFEVRE, H. C. et al. **Integrated Optics: A Practical Solution For The Fiber-Optic Gyroscope**. Proc. SPIE 0719, Fiber Optic Gyros: 10th Anniversary Conf, 101. Cambridge, MA: [s.n.]. 1986. p. 101-112.

45. LI, X.; ZHANG, Y.; YU, Q. **Four-state modulation in fiber optic gyro**. 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. Takamatsu: IEEE. 2008. p. 189 - 192.
46. LI, X.; ZHANG, Y.; ZHANG, C. **Five Points Modulation in Closed Loop Fiber Optic Gyroscope**. 2009 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Beijing: IEEE. 2009. p. 1 - 3.
47. CHONG, K.-H.; CHOI, W.-S.; CHONG, K.-T. Analysis of dead zone sources in a closed-loop fiber optic gyroscope. **Applied Optics**, v. 55, n. 1, p. 165-170, January 2016.
48. CHEN, C.-J. Interferometric Fiber Optic Gyroscope Dead Band Suppression. **Applied Physics Express**, v. 1, n. 7, p. 1-3, 2008.
49. EGOROV, D. A. et al. Study on Dead Zones of Fiber-Optic Gyros. **Gyroscopy and Navigation**, v. 2, n. 4, p. 197-207, 2011. ISSN 2075-1087.
50. GU, H. et al. Real-time dynamic simulation of angular velocity and suppression of dead zone in IFOG. **Optical Review**, v. 22, n. 1, p. 39-45, 2015.
51. KURBATOV, A. M.; KURBATOV, R. A. Methods of improving the Accuracy of Fiber-Optic Gyros. **Gyroscopy and Navigation**, v. 3, n. 2, p. 132-143, 2012. ISSN 2075-1087.
52. WANG, W.; WANG, J. Study of modulation phase drift in an interferometric fiber optic gyroscope. **Optical Engineering**, v. 49, n. 11, November 2010.
53. STOCKWELL, W. Angle Random Walk. Disponivel em: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.210.1133&rep=rep1&type=pdf>>. Acesso em: 26 Janeiro 2017.
54. CHEN, X.; SHEN, C. Study on temperature error processing technique for fiber optic gyroscope. **Optik - International Journal for Light and Electron Optics**, v. 124, n. 9, p. 784-792, May 2013.
55. IEEE. **IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros (IEEE Std 952)**. IEEE. New York, p. 1-83. 1998. (978-0-7381-0554-3).
56. ALLAN, D. W. Statistics of Atomic Frequency Standards. **Proceedings of the IEEE**, v. 54, n. 2, p. 221-230, February 1966.
57. VUKMIRICA, V.; TRAJKOVSKI, I.; ASANOVIĆ, N. Two Methods for the Determination of Inertial Sensor Parameters. **Scientific Technical Review**, v. 60, n. 3-4, p. 27-33, 2010.
58. FREESCALE SEMICONDUCTOR. **Application Note - Allan Variance: Noise Analysis for Gyroscopes**. Freescale Semiconductor, Inc.. [S.l.], p. 1-9. 2015.
59. GREWAL, M.; ANDREWS, A. How Good Is Your Gyro [Ask the Experts]. **IEEE Control Systems**, v. 30, n. 1, p. 12-15, February 2010. ISSN 1066-033X.
60. LEE, B. Review of the present status of optical fiber sensors. **Optical Fiber Technology**, v. 9, n. 2, p. 57-59, April 2003.

61. IXBLUE - AIRBUS DEFENSE AND SPACE. Datasheet ASTRIX 200 - This fibre optic inertial measurement unit is the best performing gyro on the world market. **Airbus Defense and Space**, 2014. Disponível em: <<http://spaceequipment.airbusdefenceandspace.com/wp-content/uploads/2015/04/astrix-200-datasheet.pdf>>. Acesso em: 20 Janeiro 2017.
62. LEFÈVRE, H. C. The Fiber-Optic Gyroscope: Achievement and Perspective. **Gyroscopy and Navigation**, v. 3, n. 4, p. 223-226, 2012. ISSN 2075-1087.
63. TEXAS INSTRUMENTS. Choose the right A/D converter for your application. Disponível em: <<https://www.ti.com/europe/downloads/Choose%20the%20right%20data%20converter%20for%20your%20application.pdf>>. Acesso em: 12 maio 2017.
64. TEXAS INSTRUMENTS. ADS1672 Datasheet. **625kSPS, 24-Bit Analog-to-Digital Converter**, 2010. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1672.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.
65. TEXAS INSTRUMENTS. TM4C123GH6PM Datasheet. **Tiva™ TM4C123GH6PM Microcontroller**, 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tm4c123gh6pm.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.
66. TEXAS INSTRUMENTS. DAC1220 Datasheet. **20-Bit, Low-Power Digital-to-Analog Converter**, 2009. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac1220.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.
67. TEXAS INSTRUMENTS. OPA2356 Datasheet. **200MHz, CMOS OPERATIONAL AMPLIFIER**, 2001. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa356.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.
68. ANALOG DEVICES. AD5543 Datasheet. **Current Output/Serial Input, 16-/14-Bit DACs**, 2015. Disponível em: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5543_5553.pdf>. Acesso em: 1 maio 2017.
69. TEXAS INSTRUMENTS. OPA2211-EP Datasheet. **OPA2211-EP 1.1-nV/√Hz Noise, Low-Power, Precision Operational Amplifier**, 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2211-ep.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.
70. ANALOG DEVICES. AD8620 Datasheet. **Precision, Very Low Noise, Low Input Bias Current, Wide Bandwidth JFET Operational Amplifiers**, 2008. Disponível em: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8610_8620.pdf>. Acesso em: 1 maio 2017.
71. TEXAS INSTRUMENTS. LMP8350 Datasheet. **LMP8350 Ultra-Low Distortion Fully-Differential Precision ADC Driver With Selectable Power Modes**, 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmp8350.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.
72. TEXAS INSTRUMENTS. DAC8811 Datasheet. **DAC8811 16-Bit, Serial Input Multiplying Digital-to-Analog Converter**, 2016. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8811.pdf>>. Acesso em: 1 maio 2017.

73. XU, X.; ZHANG, C.; PAN, X. Study of reflection error in closed-loop polarization-maintained interferometric fiber optic gyroscope. **Optik**, v. 121, n. 13, p. 1170-1175, 2010.
74. BARTMAN, R. K.; YOUMANS, B. R.; NERHEIM, N. M. Integrated optics implementation of a fiber optic rotation sensor: analysis and development. **Proc. SPIE 0719, Fiber Optic Gyros: 10th Anniversary Conf**, Cambridge, MA, 18 August 1986. 122-134.
75. LEFEVRE, H. C. et al. **Progress in optical fiber gyroscopes using integrated optics**. Meeting of the AGARD Electromagnetic Wave Propagation Panel on Guided Optical Structures in the Military Environment. Istanbul: [s.n.]. 1986.
76. WERNER, W. V.; CALDWELL, N. J. **Fiber-optic gyroscope with reduced bias drift error caused by optical back reflections**. 5026161, 17 Nov. 1989.
77. ANALOG DEVICES. **Linear Circuit Design Handbook**. 1. ed. [S.l.]: Newnes, 2008. ISBN 0750687037.
78. PITHADIA, S.; MORE, S. **Grounding in mixed-signal systems demystified Part 2**. Analog Applications Journal. [S.l.], p. 5-8. 2013.
79. HAKIMI, F.; MOORES, J. D. **RIN-Suppressed Ultra-Low Noise Interferometric Fiber Optic Gyroscopes (IFOGs) for Improving Inertial Stabilization of Space telescopes**. Proc. SPIE 8610, Free-Space Laser Communication and Atmospheric Propagation XXV, 861009. San Francisco, California, USA: [s.n.]. 2013.
80. RABELO, R. C.; CARVALHO, R. T. D.; BLAKE, J. SNR Enhancement of Intensity Noise-Limited FOGs. **Journal of lightwave technology**, v. 18, n. 12, p. 20146-20150, december 2000.
81. HONG, G. et al. Random noise study of the digital closed-loop fiber optic gyroscope. **Proc. of SPIE Vol. 8914, 891402**, 2013. 1-4.
82. KESTER, W. **Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR = 6.02N + 1.76dB," and Why You Should Care**. Analog Devices. [S.l.], p. 1-7. 2009.
83. SHIN, S. et al. Characterization and Analysis of Relative Intensity Noise in Broadband Optical Sources for Optical Coherence Tomography. **IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS**, v. 22, n. 14, p. 1057-1059, jun. 2010. ISSN 1057-1059.
84. SHUPE, D. M. Thermally induced non-reciprocity in the the fiber-optic interferometer. **Applied Optics**, v. 19, n. 5, p. 654-655, 1980. ISSN 1559-128X.
85. JIN, J. et al. Efficient and digital multipoint temperature measuring and monitoring in a four-axis interferometric fiber-optic gyroscope for space application. **Optical Engineering**, v. 54, n. 3, p. 1-8, mar. 2015. ISSN 0091-3286.
86. SHEN, C.; CHEN, X. Analysis and modeling for fiber-optic gyroscope scale factor based on environment temperature. **APPLIED OPTICS**, v. 51, n. 14, p. 2541-2547, maio 2012. ISSN 2541-7.
87. ZHANG, Y.-S. et al. Dynamic angular velocity modeling and error compensation of one-fiber fiber optic gyroscope (OFFOG) in the whole temperature range. **Measurement Science and Technology**, v. 46, n. 6, p. 1-6, 2012. ISSN 0957-0233.

88. LI, X. et al. **Temperature Errors of IFOG and Its Compensation in Engineering Application**. The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments - ICEMI'2009. [S.l.]: [s.n.]. 2009. p. 230-234.
89. DRANITSYNAA, E. V. et al. Reducing the Effect of Temperature Variations on FOG Output Signal. **Gyroscopy and Navigation**, v. 4, n. 2, p. 92-98, 2013.
90. SANDERS, G. A. et al. Fiber optic gyro development at Honeywell. **Proc. of SPIE Vol. 9852, 985207**, 2016. 1-14.
91. OPTOLINK. HIGH PRECISION SINGLE AXIS FIBER OPTICAL GYROSCOPE SRS-2000. **Optoelectronic Devices and Components**, 2011. Disponivel em: <<http://www.optolink.ru/en/products/test/high-precision-single-axis-fiber>>. Acesso em: 12 maio 2017.
92. OPTOLINK. SINGLE AXIS PRECISION FIBER OPTICAL GYROSCOPE SRS-1000. **Optoelectronic Devices and Components**, 2011. Disponivel em: <<http://www.optolink.ru/en/products/test/single-axis-precision-fiber-optical>>. Acesso em: 12 maio 2017.
93. IXBLUE. Datasheet ASTRIX 120 - Very high performance FOG fibre optic inertial measurement unit for space multi-application purpose. **Airbus Defense and Space**, 2014. Disponivel em: <<https://spaceequipment.airbusdefenceandspace.com/wp-content/uploads/2015/04/astrix-120-datasheet.pdf>>. Acesso em: 12 maio 2017.
94. EMCORE. EMP-1.2K Lithium-Niobate - Fiber Optic Gyroscope (FOG). **Datasheet**, 2016. Disponivel em: <<http://emcore.com/wp-content/uploads/2016/02/EMP-1.2K-FOG.pdf>>. Acesso em: 12 maio 2017.
95. EMCORE. Commercial Pricing for Fiber Optic Gyro Components, 2015. Disponivel em: <<http://emcore.com/wp-content/uploads/2016/12/EMCORE-Commercial-Pricing-for-FOG-Components.pdf>>. Acesso em: 12 maio 2017.

Apêndice A – Diagramas

esquemáticos dos circuitos de aquisição, demodulação, controle, comunicação e alimentação do IFOG desenvolvido

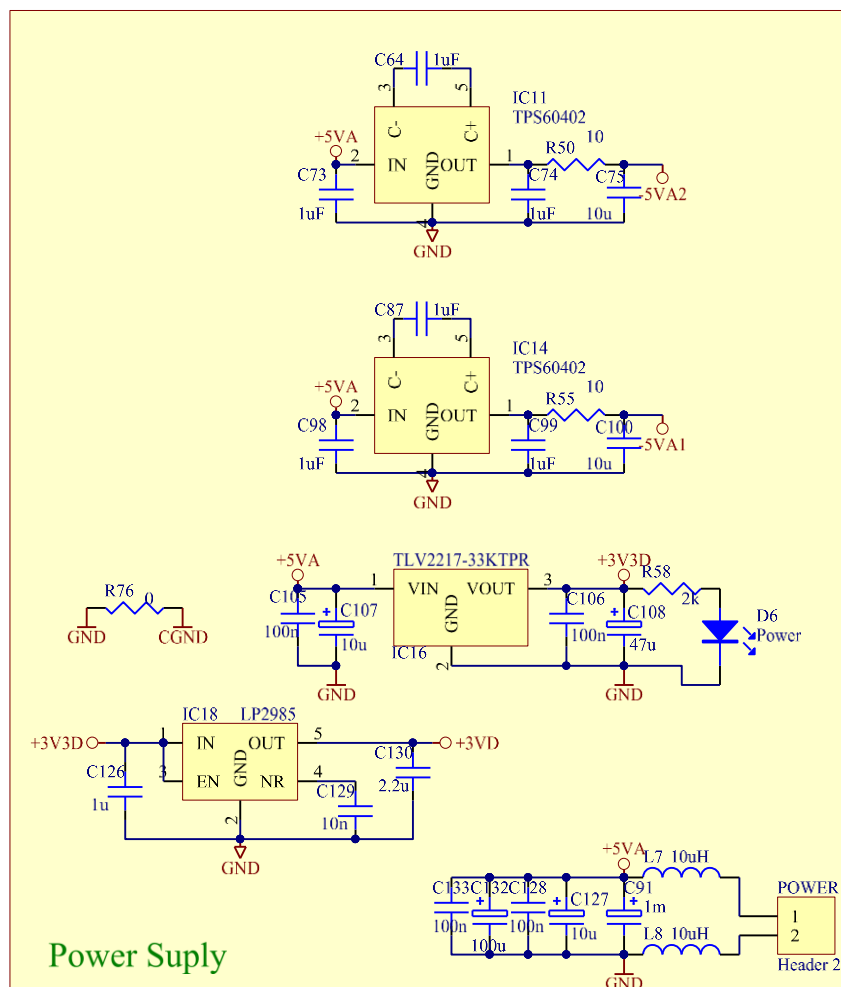
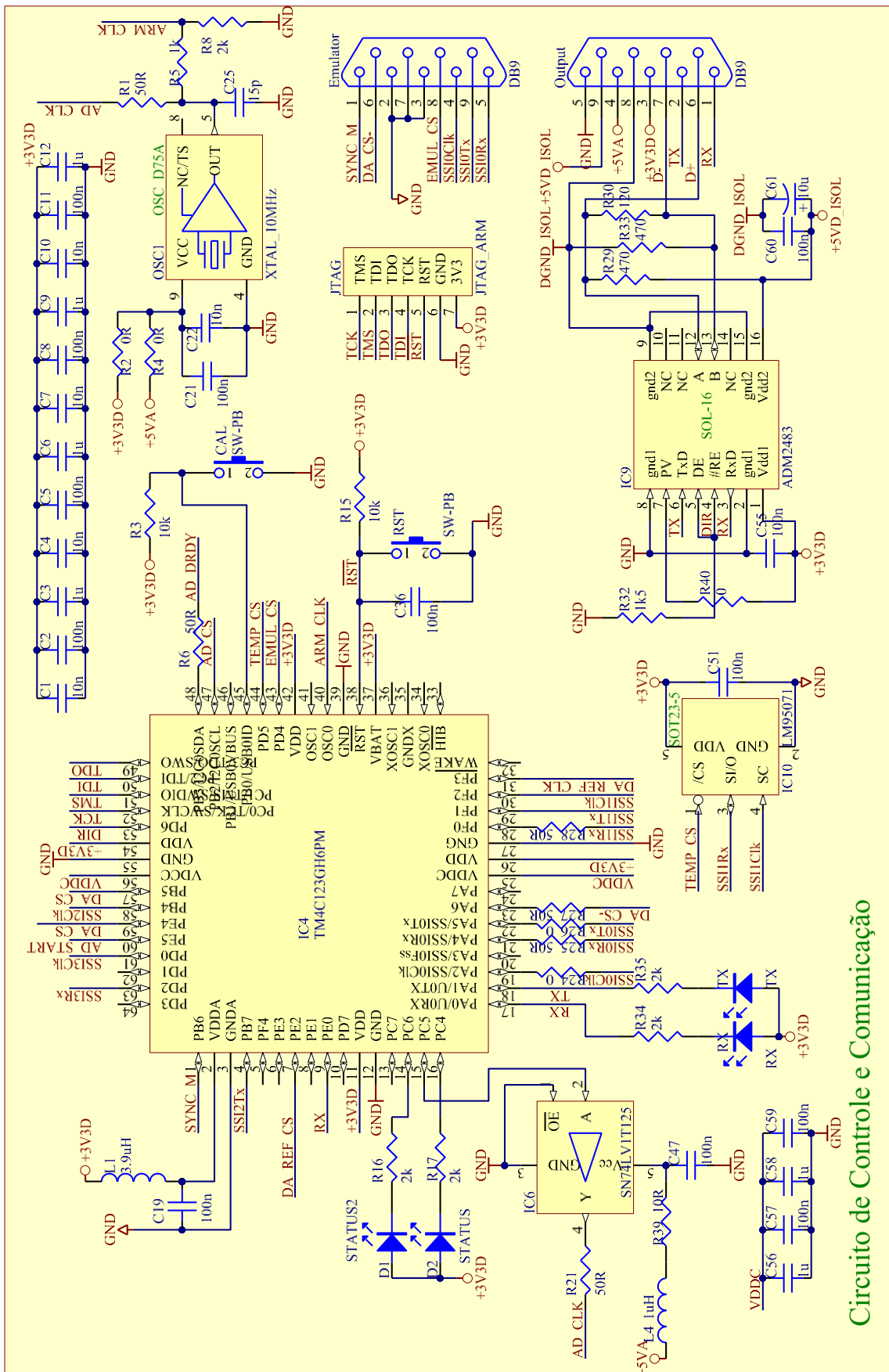
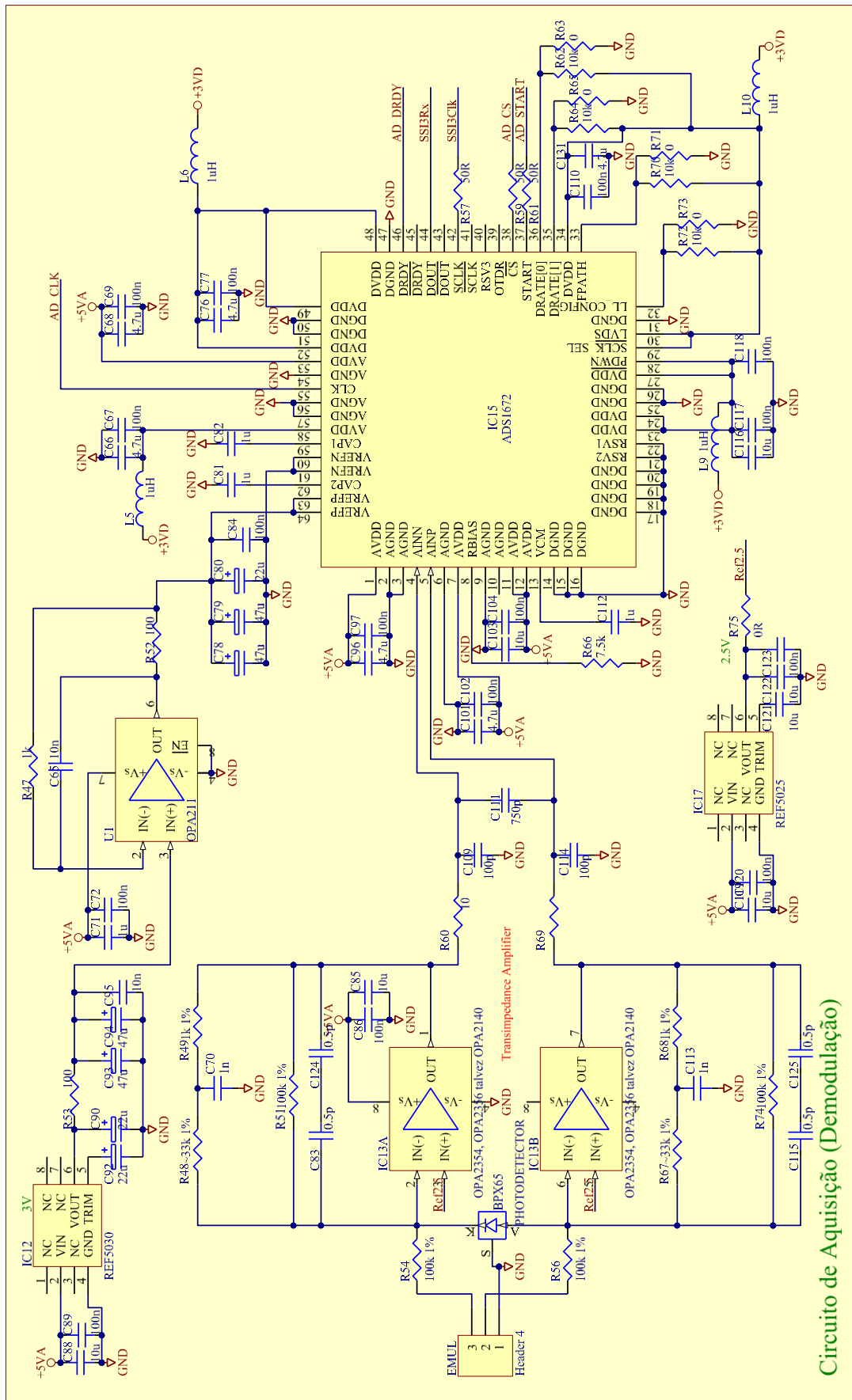


Figura 82. Diagrama esquemático do circuito de alimentação do IFOG desenvolvido.



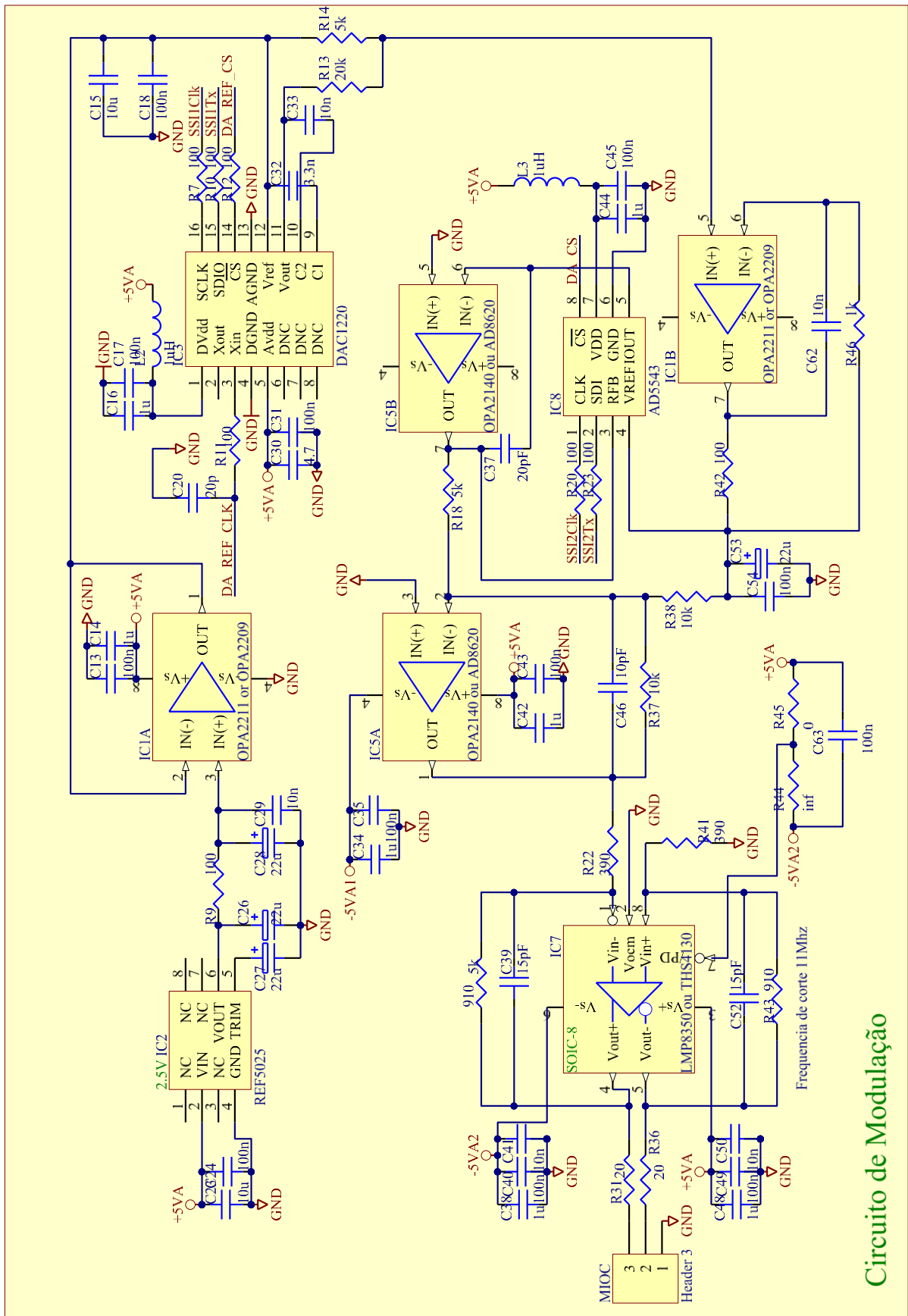
Circuito de Controle e Comunicação

Figura 83. Diagrama esquemático do circuito de controle e comunicação do IFOG desenvolvido.



Circuito de Aquisição (Demodulação)

Figura 84. Diagrama esquemático do circuito de aquisição do IFOG desenvolvido.



Circuito de Modulação

Figura 85. Diagrama esquemático do circuito de modulação do IFOG desenvolvido.

Apêndice B – Diagrama esquemático do circuito eletrônico de emulação do conjunto óptico de IFOGs

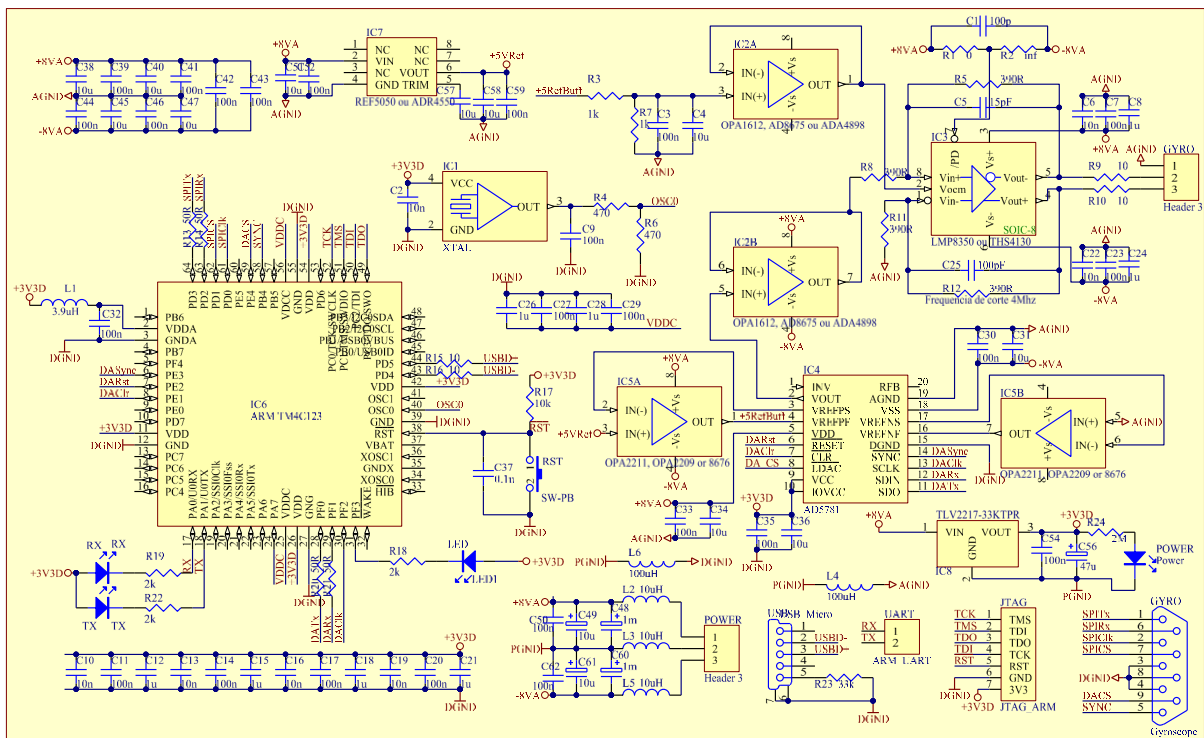


Figura 86. Diagrama esquemático do circuito de emulação do conjunto óptico de IFOGs.

Apêndice C – *Script* MATLAB

desenvolvido para a análise de ruído e ARW de IFOGs

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Author: Rodrigo Moreira Bacurau
% Institution: University of Campinas - UNICAMP
% Date: January 12th 2017
% Title: Gyroscope Noise Analysis
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Clear all variables created before
clear all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               DEFINITIONS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Language: PT=0, EN=1
lang = 0;

% Primary data:
% SLED central wavelength
wav = 1300e-9;
% SLED FWHM
wid = 25e-9;
% Photodetector responsivity
resp = 0.9;
% ADC reference voltage
vol = 3;
% ADC number of free noise bits
bits = 16;
% ADC input referred noise (uV)
in = 8.9e-6;
% ADC -3db bandwidth
bw = 90e3;
% Scale factor (s)
sfac = 3.04;
% System bandwidth (Hz)
bdw = 10;
% transit time (s)
tt = 6.76e-6;

% Resistor limits data
% Maximum voltage
maxv = 2.5;
% Minimum bandwidth
minbw = 1.5e6;

```

```

% Minimum capacitor
minc = 0.5e-12;

% Constants
% Electron charge
Q = 1.602e-19;
% Boltzman constant
B = 1.38064852e-23;
% Absolute temperature
T = 300;
% Light speed
C = 299792458;

% Secondary data
% SLED linewidth
lin = C/(wav-wid/2)-C/(wav+wid/2);

% Graphs limits
PLinf = 10e-6;
PLsup = 299.99999e-6;
PLinc = 5e-6;
MLinf = 90;
MLsup = 179.2;
MLinc = 0.1;
grid = 180;
% SLED power vector
pow = PLinf: PLinc: PLsup;
% Modulation depth (in degrees)
mod = MLinf: MLinc: MLsup;

% OpAmp Noises 74kHz
% Voltage Noise [V/Hz1/2]
Vn = 16e-9;
% Current Noise [V/Hz1/2]
In = 9e-15;

% Graphs formatation
linewidth = 2;
fontsize = 12;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% EQUATIONS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% zero rotation current output [A]
syms current(m, p)
current(m, p) = p*resp/2*(1+cos(degtorad(m)));
% transimpedance resistor in function of the light power [Omh]
syms resistor(m, p)
resvol = (maxv/2)/current(m, p);
resbw = 1/(2*pi()*minbw*minc);
resistor(m, p) = 100e3;%resvol; %min(double(solve(resvol)), resbw);
%200e3/sin(degtorad(m));%(vol/2)/current(m, p); % the output must be kept
in vol/2
% zero rotation voltage output [V]
syms voltage(m, p)
voltage(m, p) = resistor(m, p)*current(m, p)*2;
% gyro sensitivity [V/rad]

```

```

syms sensitivity(m, p)
sensitivity(m, p) = 2*resistor(m, p)*p*resp*sin(degtorad(m))/2;
% shot noise power density [V/Hz^1/2]
syms shotnoise(m, p)
shotnoise(m, p) = 2*resistor(m, p)*sqrt(2*Q*current(m, p));
% intensity noise power density [V/Hz^1/2]
syms intensitynoise(m, p)
intensitynoise(m, p) = 2*resistor(m, p)*sqrt(current(m, p)^2/lin);
% termal noise power density [V/Hz^1/2]
syms termalnoise(m, p)
termalnoise(m, p) = sqrt(2)*resistor(m, p)*sqrt(4*B*T/resistor(m, p));
% voltage noise power density [V/Hz^1/2]
syms vtagennoise(m, p)
vtagennoise(m, p) = sqrt(2)*Vn;
% current noise power density [V/Hz^1/2]
syms currentnoise(m, p)
currentnoise(m, p) = sqrt(2)*resistor(m, p)*In;
% quantization noise [V/Hz^1/2]
syms quantizationnoise(m, p)
quantizationnoise(m, p) = (2*vol/2^bits)/sqrt(12)/sqrt(bw);
% AD input referred noise [V/Hz^1/2]
syms adinpoutnoise(m, p)
adinpoutnoise(m, p) = in/sqrt(bw);
% total noise [V/Hz^1/2]
syms totalnoise(m, p)
totalnoise(m, p) = sqrt(shotnoise(m, p)^2 + intensitynoise(m, p)^2 +
termalnoise(m, p)^2 + vtagennoise(m, p)^2 + currentnoise(m, p)^2 +
quantizationnoise(m, p)^2 + adinpoutnoise(m, p)^2 );
% Minimal detectable Signal [rad/Hz^1/2]
syms minsignal(m, p)
minsignal(m, p) = totalnoise(m, p)/sensitivity(m, p);
% Random walk [°/h^1/2]
syms arw(m, p)
arw(m, p) = (minsignal(m, p)/sfac)*(60*180/pi());

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               2D ANALYSIS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Fixed Power
power = 18.6e-6;

% ARW
figure
hold on;
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power)));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(mod, arw(mod, power), 'k', 'LineWidth', linewidth);
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
plot(xmin, ymin, 'o', 'MarkerSize', 7, 'MarkerEdgeColor', 'r', 'MarkerFaceColor',
'r');
% measured data
plot(90, 0.00087, 'o', 'MarkerSize', 7, 'MarkerEdgeColor', 'b', 'MarkerFaceColor',
'b');
plot(120, 0.00066, 'o', 'MarkerSize', 7, 'MarkerEdgeColor', 'b', 'MarkerFaceColor',
'b');
plot(140, 0.00056, 'o', 'MarkerSize', 7, 'MarkerEdgeColor', 'b', 'MarkerFaceColor',
'b');
plot(150, 0.00056, 'o', 'MarkerSize', 7, 'MarkerEdgeColor', 'b', 'MarkerFaceColor',
'b');

```

```

plot(160,0.00055,'o','MarkerSize',7,'MarkerEdgeColor','b','MarkerFaceColor'
,'b');
plot(170,0.00069,'o','MarkerSize',7,'MarkerEdgeColor','b','MarkerFaceColor'
,'b');
plot(175,0.00107,'o','MarkerSize',7,'MarkerEdgeColor','b','MarkerFaceColor'
,'b');
plot(178,0.00286,'o','MarkerSize',7,'MarkerEdgeColor','b','MarkerFaceColor'
,'b');
plot(179,0.00505,'o','MarkerSize',7,'MarkerEdgeColor','b','MarkerFaceColor'
,'b');
if (lang == 0)
    %title('Angle Random Walk (ARW)');
    legend('ARW teórico', 'Mínimo ARW teórico','ARW medido',
'Location','northwest');
    xlabel('Profundidade de modulação (°)');
    ylabel('ARW (°/Hz1/2)');
else
    %title('Angle Random Walk (ARW)');
    legend('Theoretical ARW', 'Theoretical minimum ARW','Measured ARW',
'Location','northwest');
    xlabel('Modulation depth (deg)');
    ylabel('ARW (deg/Hz1/2)');
end
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handylabel1 = get(gca, 'YLabel');
set(handylabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
hold off;

% Noises
figure
hold on;
plot(mod,totalnoise(mod, power), 'k', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,shotnoise(mod, power), 'b', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,intensitynoise(mod, power), 'Color', [0 0.6 0.1], 'LineWidth',
linewidth);
plot(mod,termalnoise(mod, power), 'r', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,currentnoise(mod, power), 'Color', [1 0.5 0.0], 'LineWidth',
linewidth);
plot(mod,voltagenoise(mod, power), 'm', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,quantizationnoise(mod, power), 'Color', [0 0.8 0.8], 'LineWidth',
linewidth);
plot(mod,adinpoutnoise(mod, power), 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'LineWidth',
linewidth);
ax = gca;
ax.YAxis.Exponent = -6;
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
if (lang == 0)
    %title('Ruídos');
    l = legend('Ruído total','Ruído shot','Ruído de intensidade','Ruído
térmico (resistor)','Ruído de corrente do Amp-Op','Ruído de tensão do Amp-
Op','Ruído de quantização do AD','Ruído de entrada do
AD','Location','northeast');
    title(l,'Legenda');
    xlabel('Profundidade de modulação (°)');

```

```

        ylabel('Ruído (V/Hz1/2)');
else
    %title('Noises');
    l = legend('Total Noise','Shot Noise','Intensity Noise','Thermal Noise
(resistor)','Op-Amp Current Noise','Op-Amp Voltage Noise','AD Quantization
Noise','AD Input Noise','Location','northeast');
    title(l,'Noise Source');
    xlabel('Modulation depth (deg)');
    ylabel('Noise (V/Hz1/2)');
end
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handylabel1 = get(gca, 'ylabel');
set(handylabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
hold off;

% Transimpedance output voltage and sensitivity
figure
hold on;
[hAx,hLine1,hLine2] = plotyy(mod,voltage(mod, power), mod, sensitivity(mod,
power));
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
if (lang == 0)
    %title('Sensibilidade e tensão de entrada do conversor AD');
    legend('Tensão de entrada do conversor
AD','Sensibilidade','Location','northeast');
    xlabel('Profundidade de modulação (°)');
    ylabel(hAx(1), 'Tensão (V)');
    ylabel(hAx(2), 'Sensibilidade (V/rad)');
else
    %title('Transimpedance Output Voltage and Sensitivity');
    legend('Output Voltage','Sensitivity','Location','northeast');
    xlabel('Modulation depth (deg)');
    ylabel(hAx(1), 'Output Voltage (V)');
    ylabel(hAx(2), 'Sensitivity (V/rad)');
end
set(hLine1, 'LineWidth', linewidth);
set(hLine2, 'LineWidth', linewidth);
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handylabel1 = get(gca, 'ylabel');
set(handylabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
hold off;

% ARW in different powers
power = [2.5e-6, 5e-6,10e-6,15e-6,20e-6,30e-6,50e-6,100e-6,150e-6,200e-6];
figure
hold on;
%[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power)));

```

```

%xmin = MLinf + xmin * MLinc;

plot(mod,arw(mod, power(1)), 'g', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(2)), 'Color', [0.6 0.4 0.2]', 'LineWidth',
linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(3)), 'b', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(4)), 'k', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(5)), 'r', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(6)), 'Color', [1 0.5 0.0], 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(7)), 'm', 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(8)), 'Color', [0 0.9 0.9], 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(9)), 'Color', [0 0.5 0.5], 'LineWidth', linewidth);
plot(mod,arw(mod, power(10)), 'Color', [0.5 0.0 0.5], 'LineWidth',
linewidth);

[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(1))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', 'g', 'MarkerFaceColor', '
g');
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(2))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', [0.6 0.4
0.2], 'MarkerFaceColor', [0.6 0.4 0.2]);
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(3))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', 'b', 'MarkerFaceColor', '
b');
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(4))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', 'k', 'MarkerFaceColor', '
k');
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(5))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', 'r', 'MarkerFaceColor', '
r');
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(6))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', [1 0.5
0.0], 'MarkerFaceColor', [1 0.5 0.0]);
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(7))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', 'm', 'MarkerFaceColor', '
m');
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(8))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', [0 0.9
0.9], 'MarkerFaceColor', [0 0.9 0.9]);
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(9))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', [0 0.5
0.5], 'MarkerFaceColor', [0 0.5 0.5]);
[ymin, xmin] = min(eval(arw(mod, power(10))));
xmin = MLinf + xmin * MLinc;
plot(xmin,ymin, 'o', 'MarkerSize', 5, 'MarkerEdgeColor', [0.5 0.0
0.5], 'MarkerFaceColor', [0.5 0.0 0.5]);

set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
ylim([0 0.001])

```



```

if (lang == 0)
    %title('Angle Random Walk (ARW)');
    lgd = legend('2,5 \muW', '5 \muW', '10 \muW', '15 \muW', '20 \muW', '30
\muW', '50 \muW', '100 \muW', '150 \muW', '200 \muW',
'Location', 'northwest', 'Orientation', 'vertical');
    title(lgd, 'Legenda')
    xlabel('Profundidade de modulação (°)');
    ylabel('ARW (°/Hz1/2)');
else
    %title('Angle Random Walk (ARW)');
    lgd = legend('2,5 \muW', '5 \muW', '10 \muW', '15 \muW', '20 \muW', '30
\muW', '50 \muW', '100 \muW', '150 \muW', '200 \muW',
'Location', 'northwest', 'Orientation', 'vertical');
    title(lgd, 'Photodetector incident power')
    xlabel('Modulation depth (deg)');
    ylabel('ARW (°/Hz1/2)');
end
end
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handylabel1 = get(gca, 'ylabel');
set(handylabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
hold off;

% ARW versus optical power
[x,y] = meshgrid(MLinf:MLinc:MLsup,PLinf:PLinc:PLsup);
z = eval(arw(x,y));
[minval, minind] = min(z, [], 2);
minind = 90 + minind * MLinc;

figure
hold on;
plot(pow, arw(minind, pow), 'k', 'LineWidth', linewidth);
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
set(gca, 'xlim', [0 300e-6], 'ylim', [0 4e-4])
ax = gca;
ax.XAxis.Exponent = -6;
ax.YAxis.Exponent = -3;
if (lang == 0)
    %title('Angle Random Walk (ARW)');
    xlabel('Potência Óptica (W)');
    ylabel('ARW (°/Hz1/2)');
else
    %title('Angle Random Walk (ARW)');
    xlabel('Optical Power (W)');
    ylabel('ARW (deg/Hz1/2)');
end
end
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handylabel1 = get(gca, 'ylabel');

```

```
set(handylabell1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
hold off;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% 3D ANALYSIS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
figure
subplot(2,1,1) % upper subplot
scatter3(minind', PLinf:PLinc:PLsup, minval', 'o', 'filled', 'k',
'LineWidth',10)
set(gca, 'xlim',[MLinf 180], 'ylim',[PLinf PLsup], 'zlim',[1e-5 1e-3])
caxis([1e-5,1e-3])
hold on;
surf(x,y,z, 'FaceColor','interp', 'EdgeColor','interp')
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('Min. ARW', 'Location', 'southwest');
title('Angle Random Walk (ARW)');
xlabel('Modulation (deg)');
ylabel('Power (W)');
zlabel('ARW (deg/Hz^1/^2)');
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handylabel1 = get(gca, 'ylabel');
set(handylabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handzlabel1 = get(gca, 'zlabel');
set(handzlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
colormap(jet)
view(-80,70);
camlight HEADLIGHT
colorbar;
hold off;
subplot(2,1,2)
scatter3(minind', PLinf:PLinc:PLsup, minval', 'o', 'filled', 'k',
'LineWidth',10)
set(gca, 'xlim',[MLinf 180], 'ylim',[PLinf PLsup], 'zlim',[1e-5 1e-3])
caxis([1e-5,1e-3])
hold on;
surf(x,y,z, 'FaceColor','interp', 'EdgeColor','interp')
set(gca, 'LineWidth', linewidth, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight',
'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('Min. ARW', 'Location', 'southwest');
title('Angle Random Walk (ARW)');
xlabel('Modulation (deg)');
ylabel('Power (W)');
zlabel('ARW (deg/Hz^1/^2)');
handxlabel1 = get(gca, 'Title');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
handxlabel1 = get(gca, 'XLabel');
set(handxlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',
'Arial')
```

```
handylabel1 = get(gca, 'ylabel');  
set(handylabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',  
'Arial')  
handzlabel1 = get(gca, 'zlabel');  
set(handzlabel1, 'FontSize', fontsize, 'FontWeight', 'bold', 'FontName',  
'Arial')  
colormap(jet)  
view(270,90);  
colorbar;  
hold off;
```