



Universidade Federal
do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UM GIROSCÓPIO

Helemberg Cubiça de Souza Júnior

Projeto de Graduação apresentado ao Curso de Engenharia de Controle e Automação da Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Alessandro Jacoud Peixoto

Rio de Janeiro
Março de 2014

MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UM GIROSCÓPIO

Helemberg Cubiça de Souza Júnior

PROJETO DE GRADUAÇÃO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO.

Examinado por:

Prof. Alessandro Jacoud Peixoto, D.Sc.

Prof. Jomar Gozzi, M.Sc.

Prof. Tiago Roux de Oliveira, D.Sc.

Prof. Ramon Romankevicius Costa, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2014

Cubiça de Souza Júnior, Helemberg

MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UM GIROSCÓPIO/Helemberg Cubiça de Souza Júnior. – Rio de Janeiro: UFRJ/Escola Politécnica, 2014.

XI, 54 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Alessandro Jacoud Peixoto

Projeto de Graduação – UFRJ/ Escola Politécnica/ Curso de Engenharia de Controle e Automação, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 52 – 54.

1. Giroscópio.
 2. Sistemas de Fase Não-Mínima.
 3. Sensor de Velocidade Angular.
 4. Rate Gyro..
- I. Jacoud Peixoto, Alessandro. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola Politécnica, Curso de Engenharia de Controle e Automação. III. Título.

Agradecimentos

Agradeço à minha família, em especial à minha esposa Camila Maia, pela dedicação, apoio e especial cuidado dedicado ao nosso filho Esdras durante o desenvolvimento deste trabalho.

Além disso, agradeço ao CEFET-RJ, em particular ao prof. Alessandro Rosa Lopes Zachi, por ceder a bancada com o giroscópico de três graus de liberdade para realizar os experimentos deste trabalho.

Resumo do Projeto de Graduação apresentado à ESCOLA POLITÉCNICA/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UM GIROSCÓPIO

Helemberg Cubiça de Souza Júnior

Março/2014

Orientador: Alessandro Jacoud Peixoto

Curso: Engenharia de Controle e Automação

Neste trabalho são desenvolvidos e implementados esquemas de controle para um protótipo de um giroscópio de bancada com três graus de liberdade. São apresentados dois desafios pertinentes enfrentados acerca do controle de dois dos três graus de liberdade do giroscópio. Trata-se de um trabalho preliminar para gerar ferramentas básicas necessárias para que estudantes possam dar ênfase à concepção e à análise de métodos de controle para sistemas modelados por dinâmicas não-lineares, focando esforços exclusivamente na implementação de esquemas de controle e suas respectivas avaliações de desempenho em malha fechada. Com dois dos três graus de liberdade, duas configurações particulares são consideradas. A primeira resulta em um sistema artificial de fase não-mínima que servirá de plataforma experimental para trabalhos futuros. A segunda configuração trata o problema de estimação de velocidade angular, onde um esquema de controle adequado é utilizado para implementar o sensor denominado de (*Rate Gyro*). Simulações e resultados experimentais ilustram o desempenho dos controladores considerados neste trabalho.

Palavras-chave: Giroscópio, Sistemas de Fase Não-Mínima, Sensor de Velocidade Angular, Rate Gyro.

Abstract of Undergraduate Project presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Engineer.

MODELING, SIMULATION AND CONTROL OF A GYRO

Helemberg Cubiça de Souza Júnior

March/2014

Advisor: Alessandro Jacoud Peixoto

Course: Control Engineering

In this work are developed and implemented control schemes for a prototype gyroscope bench with three degrees of freedom. Two pertinent challenges regarding two of the three degrees of freedom are presented. This is a preliminary work which provided the basic tools necessary for students to emphasize the design and analysis of control methods for nonlinear dynamic systems, focusing efforts solely on the implementation of control schemes and their respective closed-loop performance. The first approach consists in developing an artificial non-minimum phase plant to serve as a platform for future experimental works. The second one addresses the problem of angular velocity estimation, where a proper control scheme is used to implement the so-called Rate Gyro Sensor. Simulations and experimental results illustrate the performance of the controllers considered in this work.

Keywords: Gyroscope, Non-minimum Phase Plants, Rate Gyro Sensor.

Sumário

Agradecimentos	iv
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xi
1 Introdução	1
1.1 Conceitos Básico de um Giroscópio	4
1.2 Objetivo do Trabalho	6
1.3 Organização do Trabalho	6
2 Modelagem	7
2.1 Descrição da Bancada	7
2.1.1 Módulo de Potência	8
2.1.2 Placa de Aquisição de Dados	9
2.2 Modelo do Giroscópio	9
2.2.1 Rotor em Alta Velocidade	13
2.2.2 Linearização para θ Pequeno	14
3 Estabilização e Fase Não-Mínima Artificial	15
3.1 Sistema Artificial de Fase Não-Mínima	16
3.2 Implementação	19
3.2.1 Implementação de Derivadores Aproximados	20
3.3 Resultados Experimentais e Sintonia	21
3.3.1 Controlador de Fase Não-Mínima	21
3.3.2 Controlador de Fase Não-Mínima com Zero de Dinâmica Rápida	22
4 Controle da Planta Artificial de Fase Não-Mínima	27
4.1 Planta Artificial de Fase Não-Mínima	28
4.2 Esquema de Controle Considerado	29
4.2.1 Projeto e Sintonia	30
4.3 Simulações Numéricas	30

4.4	Implementação do Controlador	33
4.5	Resultados Experimentais	33
4.5.1	Trajectoria desejada $y_d = 0.1745\sin(t)$	34
4.5.2	Trajectoria desejada $y_d = 0.1745\sin(2t)$	35
5	Rate Gyro	38
5.1	Rate Gyro: Sintonia - Aspectos Gerais	39
5.2	Primeira Implementação - Velocidades Moderadas	40
5.2.1	Primeira Sintonia	40
5.2.2	Segunda sintonia	43
5.2.3	Terceira sintonia	45
5.2.4	Quarta sintonia	45
5.2.5	Quinta sintonia	46
5.3	Segunda Implementação - Velocidades mais altas	46
6	Conclusão	50
	Referências Bibliográficas	52

Lista de Figuras

1.1	Experimento com Dinâmica Rotacional: Giroscópio Quanser 3DOF	2
1.2	O Giroscópio	4
2.1	Experimento com Dinâmica Rotacional: Giroscópio Quanser 3DOF	8
2.2	Componentes do Gyro	9
2.3	Parâmetros do giroscópio	10
2.4	Módulo de Potência	10
2.5	Placa Q8	11
2.6	Modelo Giroscópio	12
3.1	Lugar das Raízes da Planta 3.2 com Ganho k_p Positivo - Controlador Proporcional	16
3.2	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Proporcional Integral	17
3.3	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Proporcional Integral	17
3.4	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead com $\alpha > \beta$	18
3.5	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lag com $\alpha < \beta$	18
3.6	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima	19
3.7	Implementação no Simulink - Controlador (3.6), Planta (3.2)	20
3.8	Implementação no Simulink - Estimador de Estados	21
3.9	ψ (verde) e referência (azul) <i>versus</i> tempo - Controlador (3.6), Planta (3.2)	22
3.10	u_{azul} em Volts <i>versus</i> tempo - Controlador (3.6), Planta (3.2)	23
3.11	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima com $\alpha = 2.5$	24
3.12	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima com $\alpha = 100$	24
3.13	Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima com $\alpha = 80$	25
3.14	ψ (verde) e referência (azul) <i>versus</i> tempo - Controlador (3.7), Planta (3.2)	25

3.15	u_{azul} em Volts <i>versus</i> tempo - Controlador (3.7), Planta (3.2)	26
4.1	Diagrama de Blocos - controlador (3.6) e planta (3.2)	28
4.2	ψ (verde) e referência (azul) <i>versus</i> tempo - Controlador (3.6), Planta (3.2)	28
4.3	Simulação - ψ (verde) e y_d (azul) <i>versus</i> tempo - Controlador (4.19), Planta (4.1)	31
4.4	Simulação - e (erro de rastreamento) <i>versus</i> tempo - Controlador (4.19), Planta (4.1)	31
4.5	Simulação - ψ (verde) e y_d (azul) <i>versus</i> tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)	32
4.6	Simulação - e <i>versus</i> tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)	32
4.7	Implementação no Simulink - Controlador (3.6), Planta (3.2)	33
4.8	ψ (verde) e y_d (azul) <i>versus</i> tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)	34
4.9	e <i>versus</i> tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)	34
4.10	u_{azul} em Volts <i>versus</i> tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)	35
4.11	ψ (verde) e y_d (azul) <i>versus</i> tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)	35
4.12	e <i>versus</i> tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)	36
4.13	ψ (verde) e y_d (azul) <i>versus</i> tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)	37
4.14	e <i>versus</i> tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)	37
4.15	u_{azul} em Volts <i>versus</i> tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)	37
5.1	<i>Single – AxisGyro</i> - Configuração com $M_{azul} = -k\theta - b\dot{\theta}$	39
5.2	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.8)	42
5.3	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.9)	44
5.4	erro <i>versus</i> tempo - sensor (5.9)	44
5.5	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.10)	45
5.6	erro <i>versus</i> tempo - sensor (5.10)	46
5.7	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.11)	47
5.8	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.12)	48
5.9	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.14)	48
5.10	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.15)	49
5.11	r e m <i>versus</i> tempo - sensor (5.16)	49

Lista de Tabelas

2.1 Componentes do Gyro	7
-----------------------------------	---

Capítulo 1

Introdução

Pesquisadores em praticamente todas as áreas de engenharia experimentam técnicas de controle para realizar sistemas de engenharia com complexidade significativa. De uma perspectiva prática, no entanto, é freqüentemente desafiador desenvolver um regime eficaz de pesquisa que envolva teoria e algoritmo avançados com aplicação no mundo real [1]. De forma geral, pesquisa básica em controle teórico tem fornecido métodos de análise e concepção de estratégias de controle, em particular, para sistemas modelados por dinâmicas não-lineares. Do ponto de vista das aplicações, no contexto geral de robótica industrial, automação e controle de processos, as técnicas e os algoritmos são comumente testados em bancadas experimentais para validar os resultados teóricos desenvolvidos e considerar problemas práticos de implementação, tais como: ruído de medição, dinâmicas e perturbações não-modeladas, conservadorismos e discretização dos controladores.

Trabalhos abordando bancadas experimentais para alunos de graduação em controle podem ser encontrados na literatura. Em [2], desenvolveu uma bancada composta por um alvo fixado ao eixo de um motor para avaliar esquemas de controle por busca extremal. Uma bancada para o estudo do controle eletrônico de motores síncronos de ímã permanente utilizando um DSP foi proposta em [3]. Ensaios para análise de estratégias de controle de sistemas de refrigeração e ar condicionado foram tratados em [4]. Mais especificamente, em robótica, um protótipo de quadrirrotor que serviu de base para o estudo de controle de posição e orientação foi desenvolvido em [5] e em [6] desenvolveu-se uma bancada de robôs terrestres holonômicos, sobre a qual visava-se o estudo do controle de formação de robôs. Estes tipos de equipamentos também são importantes no ensino de controle de uma forma geral e compõem vários *kits* educacionais. Em [7], encontra-se estudos sobre sistemas de controle de nível e temperatura em uma bancada didática e, em [8], um sistema de controle de uma bancada didática para posicionadores eletro-hidráulicos proporcionais.

Este projeto aborda experimentos com um equipamento eletromecânico de bancada com dinâmica rotacional: o giroscópio com três graus de liberdade (*3D Gy-*

roscope) desenvolvido pela empresa *Quanser Innovate Educate*, ver Fig 1.1. Tem-se um exemplo da implementação desse tipo de bancada em [9], no qual é feito um estudo comparativo sobre a implementação da bancada do giroscópio num laboratório multidisciplinar. O sistema consiste num disco/rotor montado num anel interno



Figura 1.1: Giroscópio Quanser 3DOF

azul - que é chamado de “eixo azul” apenas - que por sua vez está montado num anel externo vermelho - que é chamado de “eixo vermelho”. Como visto na Figura 1.1, toda a estrutura é suportada pela estrutura retangular cinza - “eixo cinza”. Todas essas estruturas estão livres para rotacionar sobre seus eixos onde há anéis deslizantes que proporcionam infinito movimento contínuo em cada direção. Cada estrutura pode ser atuada sobre seu eixo de rotação pelo respectivo motor embarcado. O disco também pode ser atuado sobre seu eixo de rotação por seu respectivo motor, separadamente. *Encoders* ópticos incrementais de alta resolução efetuam medição digital de posição em cada um desses motores, num total de 4 motores e 4 *encoders* para este sistema. Os eixos cinza, vermelho e azul podem ser fixados individualmente em posição desejada resultando em várias configurações, de forma a proporcionar diversas experiências de movimento rotacional [10].

Neste trabalho, são apresentados dois desafios pertinentes enfrentados acerca do controle de dois dos três graus de liberdade do giroscópio. Trata-se de um tra-

balho preliminar para gerar os subsídios mínimos necessários para que alunos de graduação possam dar ênfase à concepção e à análise de métodos de controle para sistemas modelados por dinâmicas não-lineares, focando esforços unicamente na implementação de esquemas de controle e suas respectivas avaliações de desempenho em malha fechada.

Devido ao acoplamento entre os dois graus de liberdade de interesse neste trabalho, eixos azul e vermelho (ver Fig 1.1), é possível manipular o torque do motor associado a um dos graus de liberdade (eixo azul) e controlar a posição angular associada ao outro grau de liberdade (eixo vermelho).

As principais aplicações consideradas neste trabalho são:

1. A principal aplicação propõe um esquema de controle, inspirado no manual da Quanser, que utiliza um compensador linear de fase não mínima para controlar a posição angular do eixo vermelho, tendo como variável de controle o torque do motor do eixo azul. Este é um possível compensador que assegura estabilização em malha fechada. Apesar de ser menos intuitivo usar este compensador de fase não-mínima para estabilizar a planta, este compensador gera um sistema estabilizado em malha fechada que também apresenta fase não-mínima. Desta forma, cria-se *artificialmente* uma plataforma experimental com uma dinâmica estável e de fase não-mínima. Este sistema, apesar de estável, apresenta uma dificuldade adicional reconhecida na literatura de controle – a fase não-mínima – o que constitui uma plataforma experimental desafiadora para ser utilizada por alunos de nível de graduação e pós-graduação.
2. Uma segunda aplicação, ainda considerando estes mesmos dois graus de liberdade do giroscópio (eixos azul e vermelho), aborda um estimador de velocidade angular, denominado de *Rate Gyro*. O interessante deste estimador é que ele utiliza apenas informação de um dos graus de liberdade (eixo azul), posição e velocidade estimada via derivação aproximada (“derivada suja”), para estimar a velocidade angular do outro grau de liberdade (eixo vermelho). O funcionamento do *Rate Gyro* é baseado numa propriedade dos giroscópios - a precessão giroscópica. A partir dessa propriedade, a posição angular de um dos eixos do giroscópio (azul) é sensível diretamente a variações da velocidade angular do outro eixo (vermelho), permitindo assim uma medição indireta da velocidade angular. O *Rate Gyro* apresenta algumas vantagens. Em relação ao tacômetro, a distorção da linearidade de sua curva sobre altas rotações restringe este aparelho para uma faixa moderada de velocidade angulares. Os *Rate Gyros*, no entanto, apresentam bom desempenho para medir velocidades angulares extremas. Em relação ao *encoder* incremental, o *Rate Gyro* não necessita de medição conjunta do tempo para estimação da velocidade (via “derivada

suja”, por exemplo).

Além do desenvolvimento de malhas de controle para o rotor do giroscópio, chaves de segurança, estimadores de velocidade e arquivos padrões no Matlab/Simulink (*templates*) para facilitar o uso desta plataforma, este trabalho apresenta:

- Descrição da modelagem do giroscópio.
- Experimentos preliminares com este sistema de fase não mínima criado artificialmente. Estes resultados servirão como um ponto de partida para desenvolvimentos futuros de esquemas de controle para sistemas de fase não-mínima, tópico de pesquisa atual.
- Sintonias preliminares para o sensor de velocidade angular *rate Gyro* e seu desempenho, avaliado experimentalmente, por comparação com a estimativa obtida por derivação aproximada (“derivada suja”) do sinal de posição obtido pelo *encoder* incremental do eixo vermelho.

1.1 Conceitos Básico de um Giroscópio

Um giroscópio consiste essencialmente em um rotor perfeitamente balanceado que pode girar livremente em torno de seus eixos geométricos perpendiculares entre si que se interceptam no seu centro de gravidade. Quando colocado numa suspensão tipo *Cardan*, um giroscópio pode adquirir qualquer orientação, mas seu centro de massa deve permanecer fixo no espaço. A agulha giroscópica desenvolvida no início

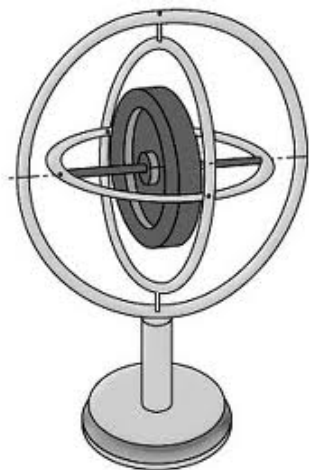


Figura 1.2: O Giroscópio

do século passado é exemplo de uma das primeiras aplicações formais do giroscópio e suas propriedades. Foi desenvolvida na busca de um equipamento que indicasse o

Norte Verdadeiro em vez do Norte Magnético - superando o problema das agulhas magnéticas [11].

São cada vez mais utilizadas a bordo dos navios modernos, não apenas como referência para obtenção de rumos e marcações (para governo e observação de linhas de posição para navegação), mas também como componentes básicos de um Sistema de Navegação Inercial e para prover dados de direção, balanço e caturro para sistemas de armas e sistemas integrados de navegação.

Nessas diversas aplicações são exploradas duas propriedades básicas do giroscópio. São elas a inércia giroscópica e a precessão estacionária:

- A inércia giroscópica faz com que o rotor tenda a conservar sua direção no espaço, por mais variados que sejam os movimentos impostos à sua base. Em outras palavras, a inércia giroscópica (ou rigidez no espaço) é a propriedade que o giroscópio livre tem em manter seu eixo apontado sempre para um mesmo ponto no espaço, a despeito dos movimentos de sua base.
- Precessão pode ser definida como o movimento resultante do rotor, quando é aplicada uma força que tende a alterar a direção do seu eixo de rotação. Em virtude desta propriedade, quando é aplicada ao rotor uma força tendendo a deslocar o eixo de rotação de sua direção no espaço, em vez do eixo se mover na direção da força, o fará num plano perpendicular à direção da força aplicada.

Em [12], tem-se um exemplo de aplicação direta da propriedade de precessão giroscópica para o desenvolvimento de um demonstrador laboratorial de controle de movimento rotacional.

Além de possuírem aplicação em bússolas, aeronaves, sistemas de posicionamento global (GPS), etc., os giroscópios foram introduzidos atualmente em produtos eletrônicos de consumo em massa. Uma vez que o giroscópio permite o cálculo de orientação e rotação, fabricantes incorporaram-no na tecnologia moderna. A integração do giroscópio permitiu maior acurácia de reconhecimento de movimento num espaço de três dimensões (3D) que o anterior acelerômetro somente. Agora, nesses aparelhos, os giroscópios são frequentemente combinados com os acelerômetros (sensores de aceleração). Exemplos dessas aplicações são: HTC Titan, Nexus 5, iPhone 5s, Nokia 808 PureView, PlayStation 3 controller, Wii Remote, Sony Xperia, entre outros [13].

Devido à sua interessante dinâmica rotacional e importantes propriedades, o giroscópio também é objeto de muitos trabalhos acadêmicos como bancada para aplicação de estratégias de controle e outros experimentos. Em [14], encontra-se um proposta para estabilizar uma configuração particular do giroscópio via Desigualdades Lineares Matriciais (*Linear Matrix Inequalities - LMI*). Seguimento de

trajetória para uma configuração instável do giroscópio é considerada em [15] e o uso de compensadores em uma configuração específica do giroscópio é abordado em [16].

1.2 Objetivo do Trabalho

Este trabalho objetiva de forma geral contribuir com base laboratorial na área de controle de processos e robótica para alunos de cursos Engenharia de Controle e Automação, visando o desenvolvimento de pesquisa básica e aplicada na área de sistemas robóticos e a formação recursos humanos especializados em controle e robótica. Busca-se fornecer subsídios básicos para que alunos possam estudar o desempenho de controladores e modelos via simulações numéricas realistas, validando resultados experimentalmente e sintonizando controladores. Mais especificamente, o objetivo é desenvolver experimentos preliminares para avaliar o funcionamento geral e, em particular, o funcionamento de dois graus de liberdade do giroscópio e fornecer uma base sólida de software, com os requisitos mínimos necessários para permitir uma fácil implementação no Matlab/Simulink para futuros desenvolvimentos.

1.3 Organização do Trabalho

Após uma curta Introdução no capítulo atual, segue-se com a modelagem do equipamento que servirá de base para a experimentação nos capítulos subsequentes. Ainda no capítulo 2, exploram-se simplificações do modelo obtido, sob determinadas hipóteses, até chegar na função de transferência do caso de interesse.

Concluída a modelagem, são projetados controladores capazes de estabilizar a planta no capítulo 3. No mesmo capítulo também são apresentadas as respectivas implementações dos controladores e os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 4 avalia-se experimentalmente uma estratégia para seguimento de trajetória (prático - com erro residual) para uma classe de sinais de referência para a planta de fase não-mínima artificial obtida no capítulo 3. Também no capítulo 4 são apresentados a implementação do controlador e os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 5 foi proposto um sensor giroscópico de velocidade angular e estudada sua sintonia. No capítulo 6 são expostas as conclusões finais do trabalho.

Capítulo 2

Modelagem

Este capítulo apresenta a descrição da bancada experimental e o desenvolvimento do modelo do giroscópio.

2.1 Descrição da Bancada

Como mencionado na Introdução, este projeto aborda experimentos com o giroscópio com três graus de liberdade (*3D Gyroscope*) da Fig 1.1, repetida por conveniência na Fig 2.1. O diagrama da Figura 2.2 aponta cada componente do equipamento, identificados segundo a Tabela 2.1. Os motores de corrente contínua

Tabela 2.1: Componentes do Gyro.

ID	Componente
1	Rotor
2	Azul
3	Vermelho
4	Cinza
5	Motor do Rotor/Enconder
6	Motor do Azul/Enconder
7	Motor do Vermelho/Enconder
8	Motor do Cinza/Enconder
9	Conexões Internas do Motor e Enconder
10	Contra Massa de Balanço

utilizados (FAULHABER) possuem dinâmica suficientemente rápida. Por isso, foi considerado apenas um ganho F na relação entre a tensão aplicada ao motor e o torque produzido. Considerando o giroscópio atuado apenas pelos motores, com tensões u_{azul} , u_{ver} e u_{rotor} , os respectivos torques produzidos podem ser expresso por:



Figura 2.1: Giroscópio Quanser 3DOF

- $M_{azul} = Fu_{azul}$.
- $M_{ver} = Fu_{ver}$.
- $M_{rotor} = Fu_{rotor}$.

O fabricante disponibiliza os parâmetros da planta na tabela da Figura 2.3. Para maiores detalhes ver [17].

2.1.1 Módulo de Potência

O módulo de potência (*Quanser AMPAQ power module*) mostrado na Figura 2.4 é o amplificador de corrente utilizado para acionar os 4 motores do equipamento. Os sinais provenientes do dispositivo de aquisição de dados são conectados na entrada denominada *Input*. A saída denominada *Sense* retorna a corrente medida em cada motor. A entrada *Enable* recebe os dados digitais do PC (DAQ) de forma a habilitar ou desabilitar a amplificação de corrente correspondente em cada canal. Finalmente, o sinal amplificado está pronto para ser enviado aos motores por meio da saída *Output*. Os *leds* verdes indicam se o canal está habilitado ou não.

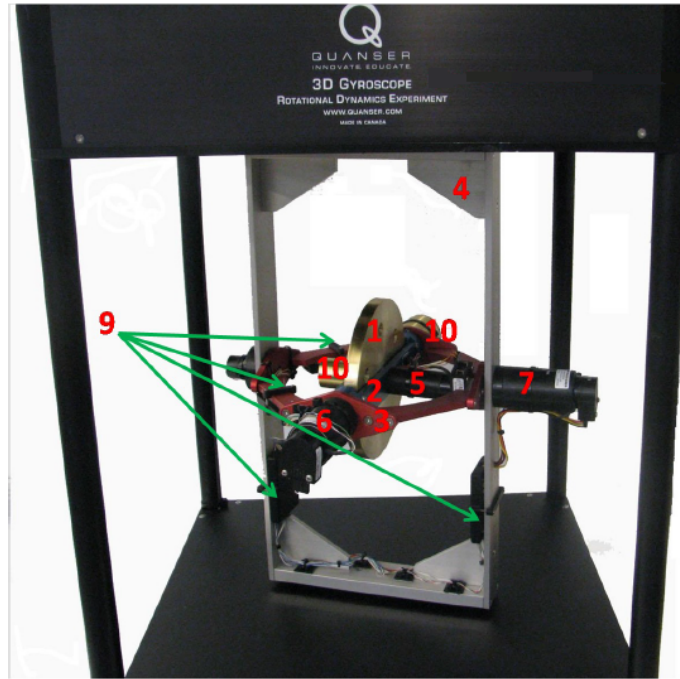


Figura 2.2: Componentes do Gyro.

2.1.2 Placa de Aquisição de Dados

A fim de se obter maior frequência de amostragem do sistema, utilizou-se uma interface analógica entre um controlador (implementado em um microcomputador) e o amplificador através de uma placa de aquisição de dados (Quanser Q8), ver Figura 2.5. O controlador (implementado no Matlab/Simulink) é projetado e executado em um microcomputador, no qual é instalado o sistema de aquisição de dados (Q8) que realiza a conversão dos sinais analógicos de posição medida e de controle. Dessa forma, é possível a utilização de frequência de amostragem de pelo menos $1kHz$, podendo-se considerar que o controlador digital se comporta como um controlador contínuo, quando comparado com as constantes de tempo do sistema.

2.2 Modelo do Giroscópio

A modelagem descrita a seguir considera apenas o conjunto formado pelo rotor e pelos eixos azul e vermelho apenas. O eixo cinza simula movimentos impostos à base do giroscópio e será considerado fixo na modelagem.

O desenvolvimento das equações de movimento assume duas importantes hipóteses:

- Sistema perfeitamente balanceado.
- Ausência de atrito entre os mancais.

<i>Description</i>	<i>Value</i>	<i>Unit</i>
Device Height (top to base)	0.673	m
Base Dimension	0.457 x 0.457	m ²
Device Mass	27.31	kg
Rotor Mass	1.907	kg
Rotor Diameter	0.1524	m
Rotor Thickness	0.0127	m
Rotor Moment of Inertia about Spin Axis	0.0056	kg.m ²
Inner Gimbal Moment of Inertia about Spin Axis	0.0008	kg.m ²
Outer Gimbal Moment of Inertia about Spin Axis	0.0179	kg.m ²
Rectangular Frame Moment of Inertia about Spin Axis	0.0249	kg.m ²
Disk Encoder Resolution (quadrature)	1024	lines/rev
Inner Gimbal Encoder Resolution (quadrature)	1000	lines/rev
Outer Gimbal Encoder Resolution (quadrature)	1000	lines/rev
Rectangular Frame Encoder Resolution (quadrature)	1000	lines/rev
Disk Motor Output Power	44.5	W
Disk Motor Efficiency	84	%
Gimbals and Rectangular Frame Motors Output Power	226	W
Gimbals and Rectangular Frame Motors Efficiency	85	%

Figura 2.3: Parâmetros do giroscópio.

A fim de definir a posição do giroscópio num determinado instante, escolheu-se o sistema de referência fixo OXYZ da Figura 2.6, e considerou-se uma posição de referência do giroscópio aquela na qual os dois eixos e o rotor estão localizados no plano fixo XY, ver Fig. 2.6. Partindo dessa posição de referência, pode-se levar o giroscópio a qualquer outra posição arbitrária, através dos seguintes passos: uma rotação do eixo externo de um ângulo ψ , uma rotação do eixo interno de um ângulo θ e uma rotação do rotor de um ângulo ϕ .

O princípio fundamental que permite estabelecer as equações de movimento do giroscópio é a conservação do momento angular. Este enuncia que a derivada em



Figura 2.4: Módulo de Potência.

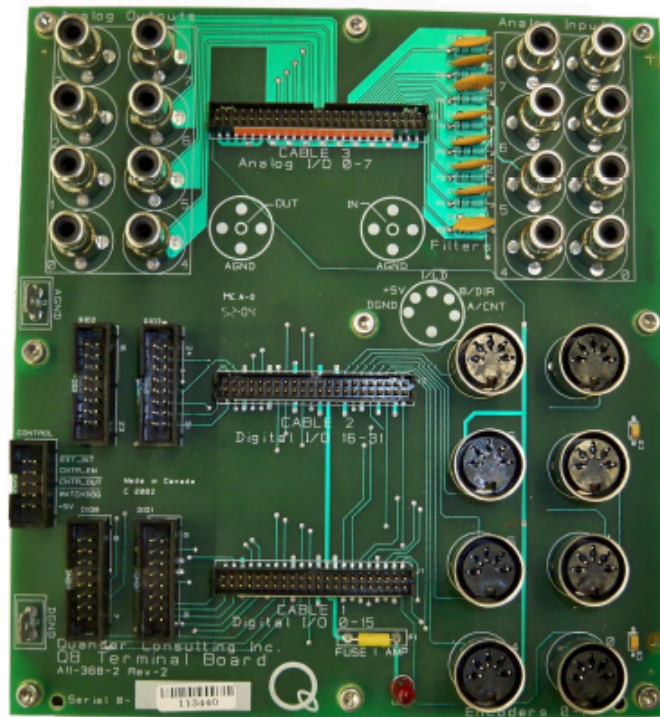


Figura 2.5: Placa Q8.

relação ao tempo do momento angular total (L) do corpo em relação a um ponto qualquer é igual à soma dos torques associados às forças externas ($\sum M_{ext}$) que atuam no corpo, ou seja:

$$\dot{L} = \sum M_{ext}. \quad (2.1)$$

Quando o corpo possui velocidade angular Ω , tem-se a seguinte equação fundamental da mecânica rotacional:

$$\sum M_{ext} = \frac{\partial L}{\partial t} + \Omega \times L. \quad (2.2)$$

Para calcular as componentes da velocidade angular e da quantidade de movimento angular do giroscópio, utilizou-se um sistema rotativo de eixos $Oxyz$ fixo ao eixo interno. Define-se então dois conjuntos de vetores associados a seus respectivos sistemas de coordenadas. Para o sistema $OXYZ$, fixo no eixo externo, tem-se os vetores unitários I, J, K e para o sistema $Oxyz$, fixo no eixo interno, tem-se os vetores unitários i, j, k . Considere a seguinte notação:

- θ - posição angular do eixo azul.
- ψ - posição angular do eixo vermelho.
- ϕ - posição angular do rotor.
- M_{ver} - torque aplicado ao eixo vermelho.

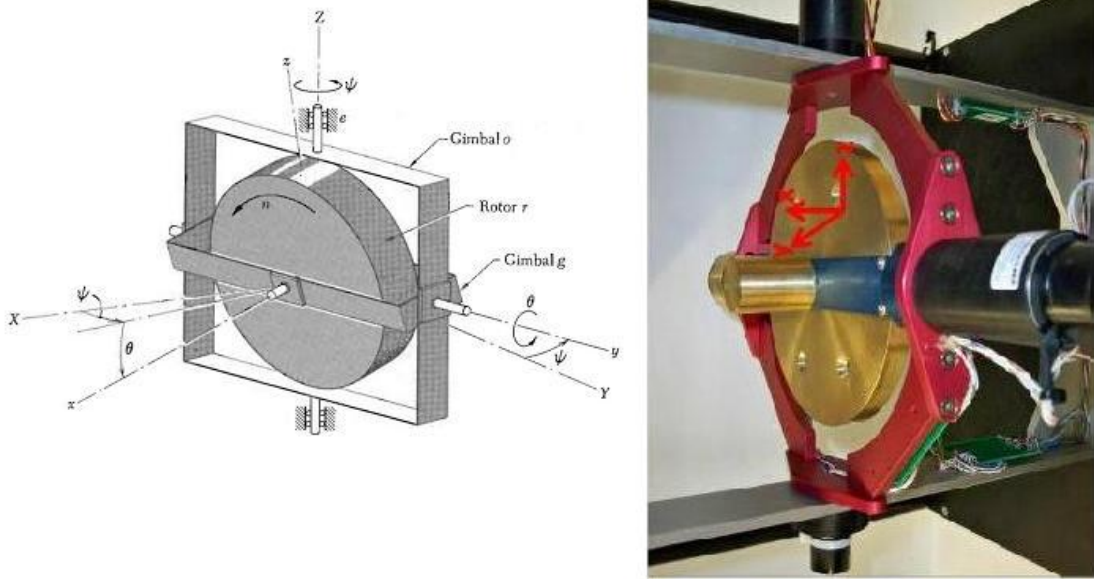


Figura 2.6: Sistemas de coordenadas do Giroscópio.

- M_{azul} - torque aplicado ao eixo azul.
- M_{rotor} - torque aplicado ao rotor.

Com esta notação, a velocidade angular do rotor pode ser expressa por:

$$w = \dot{\phi}\mathbf{i} + \dot{\theta}\mathbf{j} + \dot{\psi}\mathbf{K}. \quad (2.3)$$

Como as componentes do vetor assim obtidas não são ortogonais, decompõe-se o vetor unitário \mathbf{K} em componentes ao longo dos eixos x e y , da seguinte forma:

$$\mathbf{K} = -\sin\theta\mathbf{i} + \cos\theta\mathbf{k}, \quad (2.4)$$

que substituído em (2.3), resulta:

$$w = (\dot{\phi} - \dot{\psi}\sin\theta)\mathbf{i} + \dot{\theta}\mathbf{j} + \dot{\psi}\cos\theta\mathbf{k}. \quad (2.5)$$

Como os eixos coordenados são também eixos principais de inércia, as componentes da quantidade de movimento angular L podem ser obtidas multiplicando-se as componentes de w pelos momentos de inércia do sistema em relação a x, y e z , respectivamente.

Lembrando que os eixos rotativos estão fixos no eixo interno e por isso mesmo não acompanham a rotação própria do giroscópio, pode-se expressar a velocidade angular Ω como:

$$\Omega = \dot{\psi}\mathbf{K} + \dot{\theta}\mathbf{j}, \quad (2.6)$$

ou, substituindo \mathbf{K} pelo vetor dado em (2.3), tem-se:

$$\Omega = -\dot{\psi} \sin \theta \mathbf{i} + \dot{\theta} \mathbf{j} + \dot{\psi} \cos \theta \mathbf{k}. \quad (2.7)$$

Agora, considere as seguintes definições:

- J_x^r - Momento de inércia do rotor em relação a x .
- J_y^r - Momento de inércia do rotor em relação a y .
- J_z^r - Momento de inércia do rotor em relação a z .
- J_x^{azul} - Momento de inércia do eixo azul em relação a x .
- J_y^{azul} - Momento de inércia do eixo azul em relação a y .
- J_z^{azul} - Momento de inércia do eixo azul em relação a z .
- J_Z^{ver} - Momento de inércia do eixo vermelho em relação a Z .

Além disso, sejam:

- $J_x := J_x^r + J_x^{azul}$.
- $J_y := J_y^r + J_y^{azul}$.
- $J_z := J_z^r + J_z^{azul}$.

Substituindo os valores de L e Ω na equação fundamental encontram-se as seguintes equações de movimento do sistema [18].

$$M_{azul} = J_y \ddot{\theta} + J_x^r \dot{\phi} \dot{\psi} \cos \theta + (J_x - J_z) \dot{\psi}^2 \sin \theta \cos \theta, \quad (2.8)$$

$$M_{ver} = (J_Z^{ver} + J_z \cos^2 \theta + J_x \sin^2 \theta) \ddot{\psi} - J_x^r \dot{\phi} \dot{\theta} \cos \theta + 2(J_z - J_x) \dot{\psi} \dot{\theta} \sin \theta \cos \theta, \quad (2.9)$$

$$M_{rotor} = J_x^r (\ddot{\psi} + \ddot{\phi} \cos \theta) - M_{ver} \sin \theta. \quad (2.10)$$

A estrutura versátil do giroscópio permite várias configurações fixando-se as subestruturas ou restringindo seu movimento. Nessas condições, simplificações consideráveis podem ser obtidas nas equações de movimento.

2.2.1 Rotor em Alta Velocidade

Considere a seguinte notação auxiliar. Seja a velocidade angular do rotor ($\dot{\phi}$) expressa por n (constante) e seja:

- $h := J_x^r n$.

Com a velocidade angular do rotor (n) grande comparada à velocidade angular do eixo vermelho ($\dot{\psi}$), têm-se presente os efeitos giroscópicos. Tais efeitos surgem do fato de poder-se desprezar o termo $(J_x - J_z)\dot{\psi}^2 \sin \theta \cos \theta$ em comparação a $h\dot{\psi} \cos \theta$ na equação (2.8) e o termo $2(J_z - J_x)\dot{\psi}\dot{\theta} \sin \theta \cos \theta$ em comparação a $h\dot{\theta} \cos \theta$ na equação (2.9). As seguintes equações de movimento aproximadas resultam:

$$J_y \ddot{\theta} + h\dot{\psi} \cos \theta = M_{azul} , \quad (2.11)$$

$$(J_z^0 + J_z \cos^2 \theta + J_x \sin^2 \theta) \ddot{\psi} - h\dot{\theta} \cos \theta = M_{ver} . \quad (2.12)$$

2.2.2 Linearização para θ Pequeno

Uma nova aproximação pode ser obtida com a condição de pequenos movimentos do rotor em relação a y . Utilizando a usual aproximação para ângulos pequenos, $\cos \theta \approx 1$, obtém-se o seguinte conjunto de equações lineares:

$$J_y \ddot{\theta} + h\dot{\psi} = M_{azul} , \quad (2.13)$$

$$J_z \ddot{\psi} - h\dot{\theta} = M_{ver} . \quad (2.14)$$

Capítulo 3

Estabilização e Fase Não-Mínima Artificial

O objetivo aqui é controlar a posição angular do eixo vermelho (ψ) manipulando o torque no eixo azul (M_{azul}). Considera-se que o eixo vermelho esteja livre de torque ($M_{ver} = 0$), o rotor em alta velocidade e pequenas excursões do eixo azul (θ pequeno). Portanto, calculando a função de transferência a partir das equações (2.13) e (2.14), tem-se:

$$\frac{\psi}{M_{azul}} = \frac{h}{J_y J_z s^3 + h^2 s} \quad (3.1)$$

Considerando os parâmetros fornecidos pelo fabricante (ver, Figura 2.3), tem-se:

- $h = 0.8168$.
- $J_y = 0.0026$.
- $J_z = 0.0342$.

Desta forma, a seguinte função de transferência de terceira ordem instável pode ser obtida:

$$\frac{\psi}{M_{azul}} = \frac{0.8168}{0.00009s^3 + 0.6672s} \quad (3.2)$$

Apesar dos parâmetros da planta fornecidos pelo fabricante serem muito precisos, a validação deste modelo será corroborada nos experimentos e simulações apresentados nos capítulos subseqüentes.

O objetivo, em primeiro lugar, é estabilizar esta planta. Existem várias ferramentas para projetar um controlador através da função de transferência. Entre elas: Routh-Hurwitz, Lugar das Raízes, Diagrama de Nyquist. Pela comodidade de análise do sistema em malha aberta, optou-se primeiramente pela abordagem do lugar das raízes.

Na busca de posicionar todos os pólos do sistema no semiplano esquerdo do plano s , algumas alternativas de controladores foram obviamente descartadas, entre

elas: controle proporcional, proporcional-integral. De fato, para

$$C(s) = k_p \quad (3.3)$$

e k_p positivo, o aumento do ganho leva os polos imaginários na direção mostrada na Figura 3.1. Obviamente, não é possível estabilizar a planta apenas com um ganho

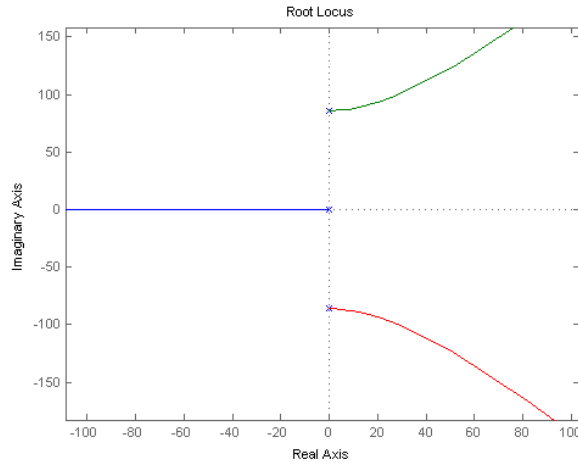


Figura 3.1: Lugar das Raízes da Planta (3.2) com Ganho k_p Positivo - Controlador Proporcional.

k_p , pois não existe escolha de k_p tal que os 3 pólos pertençam ao semiplano esquerdo. Pior ainda é a inclusão de ação integral, que certamente levará o sistema em malha fechada na direção da instabilidade. De fato, para

$$C(s) = \frac{k_p(t_I s + 1)}{t_I s}, \quad (3.4)$$

os diagramas das figuras 3.2 e 3.3, este com o zero do controlador no semiplano direito e aquele com o zero no semiplano esquerdo, conclui-se que não há ajuste do controlador proporcional integral (escolha de k_p e t_I) que estabilize a planta. Na configuração do controlador com o zero de fase não-mínima, os polos imaginários são repelidos para o semiplano direito. Na com o zero de fase mínima, os polos reais são atraídos para o semiplano direito.

3.1 Sistema Artificial de Fase Não-Mínima

Buscando ainda estabilizar a planta em malha fechada, propõe-se o uso de controladores em avanço e atraso de fase (*Lead* e *Lag*). Seja o controlador:

$$C(s) = \frac{k(s + \alpha)}{(s + \beta)}. \quad (3.5)$$

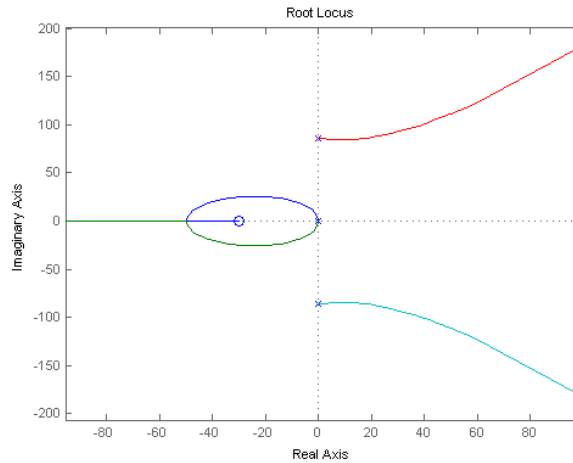


Figura 3.2: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Proporcional Integral.

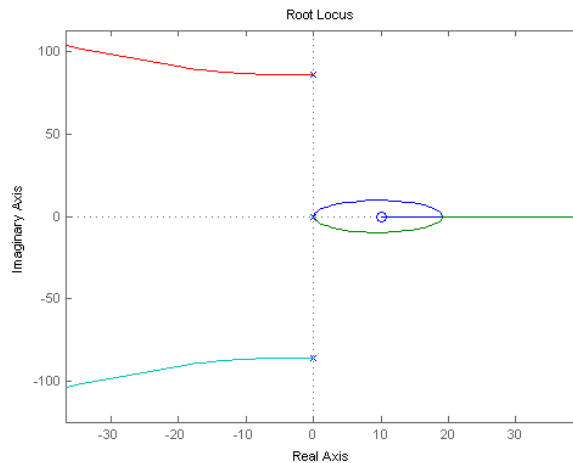


Figura 3.3: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Proporcional Integral.

- Primeira configuração possível - pólo e zero no semiplano esquerdo com $\alpha > \beta$ (*lead*). Os pólos imaginários não são atraídos para o semiplano esquerdo, segundo a Figura 3.4.
- Segunda configuração possível - pólo e zero no semiplano esquerdo com $\alpha < \beta$ (*lag*). Os pólos imaginários continuam no semiplano direito segundo a Figura 3.5. Obviamente, assim como o controlador PI.

Outras tentativas poderiam ser exploradas, como o uso de dois controladores em avanço de fase, para estabilizar o sistema em malha fechada. No entanto, uma solução não intuitiva, porém simples consiste em posicionar o zero de $C(s)$ no semiplano lateral direito (“zero instável”). Neste caso, de acordo com o lugar das raízes apresentado na Figura 3.6, existe um faixa de ganho que estabiliza o sistema em

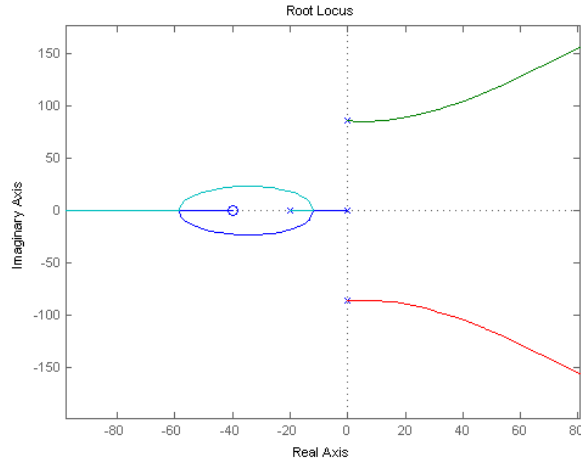


Figura 3.4: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead com $\alpha > \beta$.

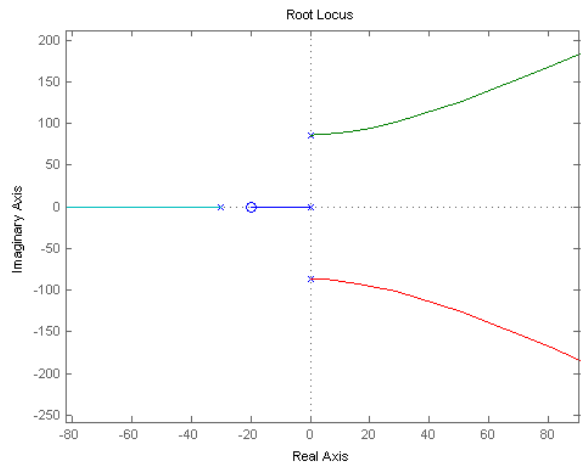


Figura 3.5: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lag com $\alpha < \beta$.

malha fechada. De imediato percebe-se que existe a possibilidade de estabilizar a planta escolhendo os parâmetros adequadamente na terceira configuração (controlador com um zero instável), da Figura 3.6. O zero do semiplano direito repele os pólos imaginários em direção ao semiplano esquerdo. Os peolos reais são atraídos para o semiplano direito, mas o sistema é estável para uma larga faixa de valores de k . O preço a ser pago: o sistema estável em malha fechada torna-se de fase não-mínima. Por outro lado, esta configuração resulta numa plataforma experimental para avaliar esquemas de controle para sistemas de fase não-mínima, mesmo que desenvolvida de forma artificial.

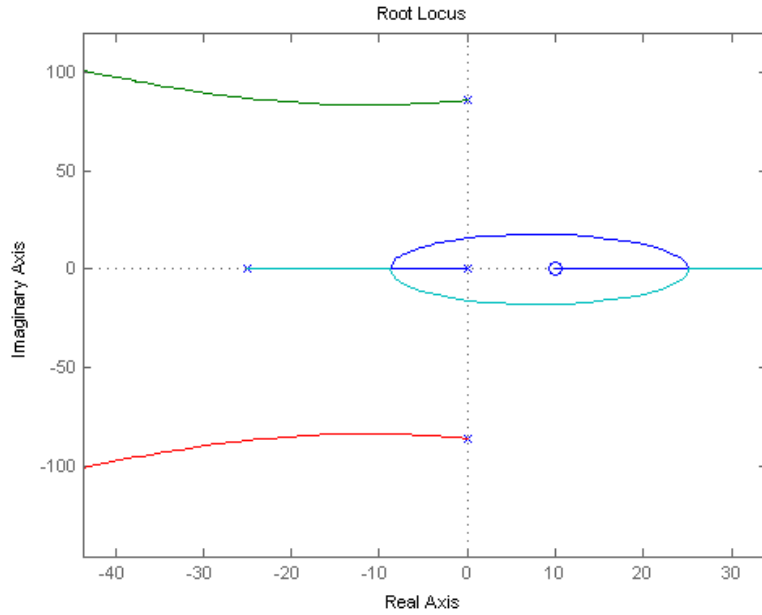


Figura 3.6: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima.

3.2 Implementação

Para propiciar os efeitos giroscópicos, é necessário que o rotor atinja alta velocidade. Por isso, inicialmente os outros sinais de controle senão o do rotor são mantidos chaveados em emergência (zero) até que o rotor atinja a velocidade desejada - $1500RPM$, no caso. Para atingir esta velocidade angular, u_{rotor} é realimentado com a velocidade angular do mesmo $\dot{\phi}$, com ganho proporcional (bloco “SUBCONTROLLEROTOR” da Figura 3.7).

Depois disso, aciona-se o sinal de controle do motor azul, u_{azul} , que é obtido pelo controlador projetado sobre a posição do eixo vermelho ψ com um ganho $1/F$ relativo à conversão $torque \times tensão$. É o bloco “CONTROLADOR PRINCIPAL” da Figura 3.7, projetado para controlar a posição do vermelho.

O sistema mostrou-se instável depois de alguns segundos. O que ocorreu devido ao eixo azul estar saindo de sua região aproximadamente linear, falhando a hipótese de linearização para θ pequeno. Isto foi contornado criando-se um subcontrole ($u_{vermelho}$) para manter o eixo azul na região linear (bloco “SUBCONTROLEVERMELHO” da Figura 3.7). Consiste em uma realimentação proporcional da posição angular do eixo azul (θ).

No mais, no bloco “Atua Planta Real” da Figura 3.7 chegam os sinais de controle (tensão) nos respectivos motores. Antes disso cada sinal passa por uma saturação, para proteger a planta de possíveis tensões mais altas. A referência para o eixo vermelho está explícita na Figura 3.7 e passa por uma função sigmóide

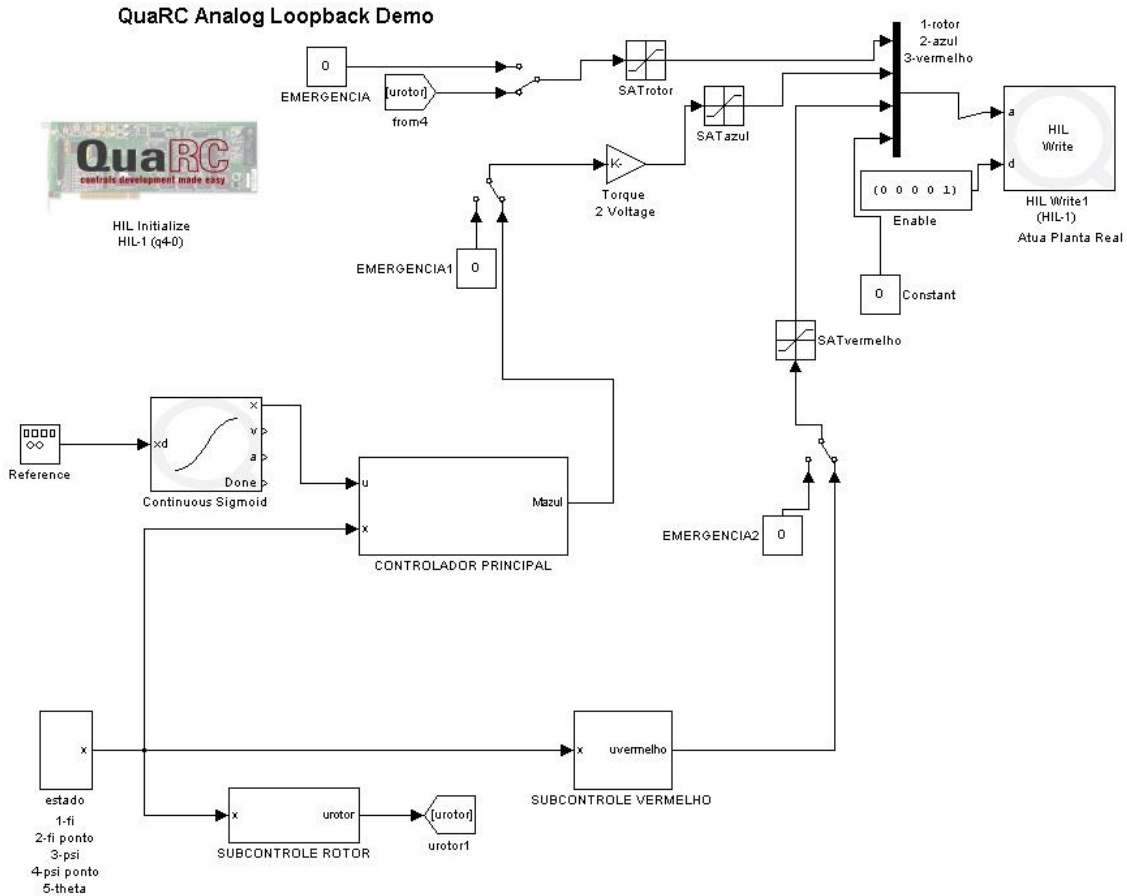


Figura 3.7: Implementação no Simulink - Controlador (3.6), Planta (3.2)

(*continuous sigmoid*) para suavizar descontinuidades antes de chegar ao controlador. A saída do controlador principal é o torque no eixo azul (M_{azul}), e obtém-se o sinal de controle (tensão) referente a partir de $M_{azul} = Fu_{azul}$. Os estados do sistema são estimados a partir dos sensores de posição - *encoders* - de cada subestrutura no subsistema “estado” da Figura 3.7.

3.2.1 Implementação de Derivadores Aproximados

Nesta subseção tem-se a implementação no Simulink do estimador de estados necessário para o controlador por realimentação de estados na Figura 3.8.

Do bloco HIL Read encoder da Figura 3.8 saem os sinais provenientes dos encoders da planta.

Das saídas 1 e 2 obtém-se os sinais dos encoders $E2$ e $E3$ respectivamente. Segundo a Figura 2.3 a resolução da quadratura destes é de 1000 CPR. Passam então por um ganho igual a $\pi/2000$ para que se possa trabalhar com os sinais em radianos. A velocidade angular das estruturas é obtida por derivada suja dos respectivos sinais de posição. A constante τ é ajustada de acordo com a precisão

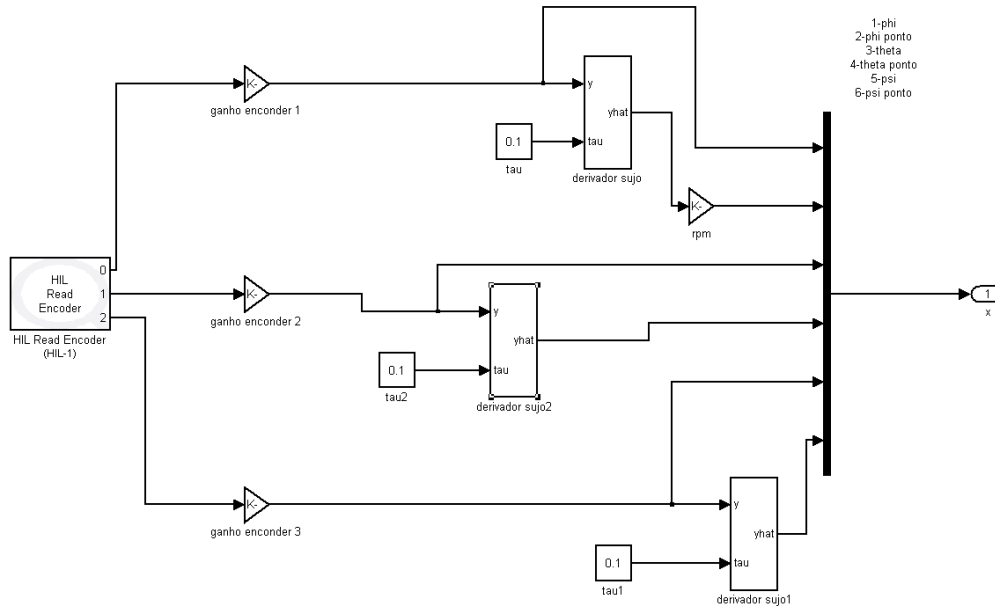


Figura 3.8: Implementação no Simulink - Estimador de Estados

necessária e o ruído indesejável nos respectivos sinais de velocidade.

Da saída 0, obtem-se o sinal do encoder $E1$ referente à posição do rotor. Segundo a Figura 2.3, a resolução da quadratura deste é de 1024 CPR. Segue um ganho igual a $\pi/2048$ de forma a se trabalhar com o sinal em radianos. Obtem-se a velocidade do rotor da mesma forma que das outras estruturas, sendo que este é convertido a rpm antes de integrar o vetor de estados.

3.3 Resultados Experimentais e Sintonia

Agora, na planta real - o giroscópio - é feito o teste dos resultados obtidos teoricamente.

Escolheu-se como referência uma onda quadrada levemente suavizada com frequência 0.1 Hertz e amplitude de 0.35rad (20graus).

3.3.1 Controlador de Fase Não-Mínima

Como analisado pelo lugar das raízes, havia a possibilidade de estabilizar o sistema com um controlador do tipo (3.5).

Sintonizando experimentalmente o zero em 2.5 e o polo em 25 - por exemplo - o sistema é estável para ganho $k = 13$. Com os polos do sistema posicionados em

$-7.8853 \pm 84.6424i$ e $-4.6147 \pm 4.4182i$.

$$C(s) = \frac{13(-s + 2.5)}{s + 25} \quad (3.6)$$

O sistema apresentou a resposta da Figura 3.9. A saída ψ (em verde) teve um *undershoot* de aproximadamente 1.8 grau, chegando perto de 10 por cento da amplitude da referência (20 graus), representando uma fase não-mínima considerável. Apresentou também um erro de regime de aproximadamente 0.6 grau. E, para o sinal de referência em questão, o tempo de acomodação foi de aproximadamente 2.4s.

O sinal de controle, na Figura 3.10, ficou dentro da faixa de saturação de 7V.

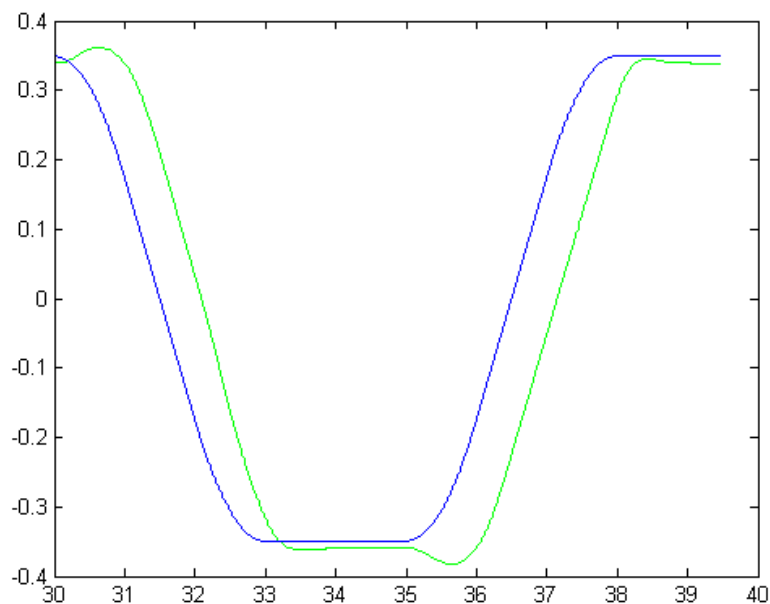


Figura 3.9: ψ (verde) e referência (azul) *versus* tempo - Controlador (3.6), Planta (3.2)

O resultado foi o esperado: o controlador estabilizou a planta.

Entretanto, a fase não-mínima do controlador é perceptível e afeta bastante o seu desempenho.

3.3.2 Controlador de Fase Não-Mínima com Zero de Dinâmica Rápida

Observe o lugar das raízes do controlador (3.6) na Figura 3.11. O zero instável é responsável pela repulsão dos polos imaginários em direção ao semiplano esquerdo. É importante notar, entretanto, que este efeito ocorre para uma larga faixa de valores de α .

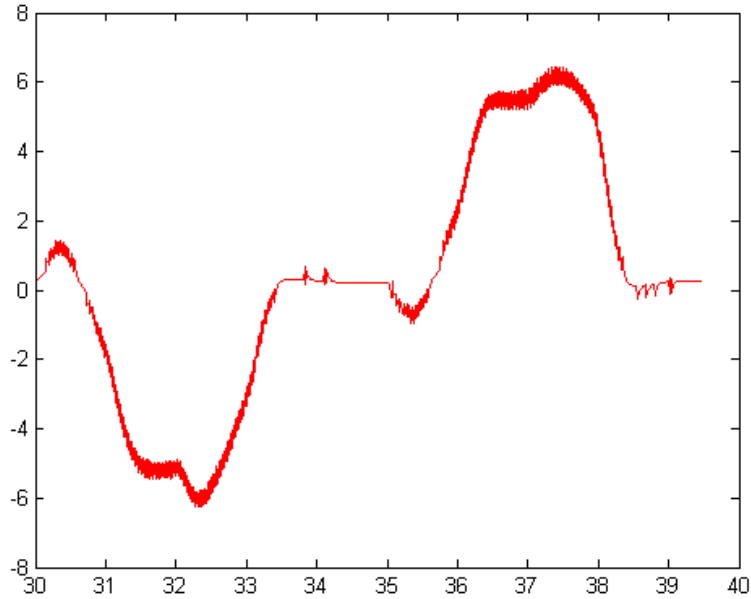


Figura 3.10: u_{azul} em Volts *versus* tempo - Controlador (3.6), Planta (3.2)

A ideia aqui é escolher, pois, o zero de dinâmica mais rápida o possível sem instabilizar o sistema.

Traçou-se então o lugar das raízes para $\alpha = 100$, na Figura 3.12. A estabilidade do nosso controlador já foi bastante prejudicada, sendo válida apenas para ganhos K bem pequenos. O zero do semiplano direito, por já estar muito distante, perdeu sua capacidade de repulsão dos polos imaginários para o semiplano esquerdo.

Testou-se o valor $\alpha = 80$, na Figura 3.13. Foi obtido um resultado satisfatório. O zero instável possui dinâmica bem rápida, e ainda está repelindo os polos imaginários para o semiplano esquerdo, de forma que há uma faixa de valores considerável de ganhos K com o sistema estável.

Com essa escolha de $\alpha = 80$, e o polo $\beta = -35$ e ganho $K = 5$ sintonizados experimentalmente projeta-se o seguinte controlador:

$$D(s) = \frac{5(-s + 80)}{s + 35} \quad (3.7)$$

São apresentados os resultados experimentais nas figuras 3.14 e 3.15.

Na Figura 3.14 constata-se a melhora da resposta - a fase não-mínima ficou desprezível, o *undershoot* é imperceptível. A dinâmica do zero instável suficientemente rápida implicou grande melhora do desempenho do controlador (3.7) em comparação ao controlador (3.6).

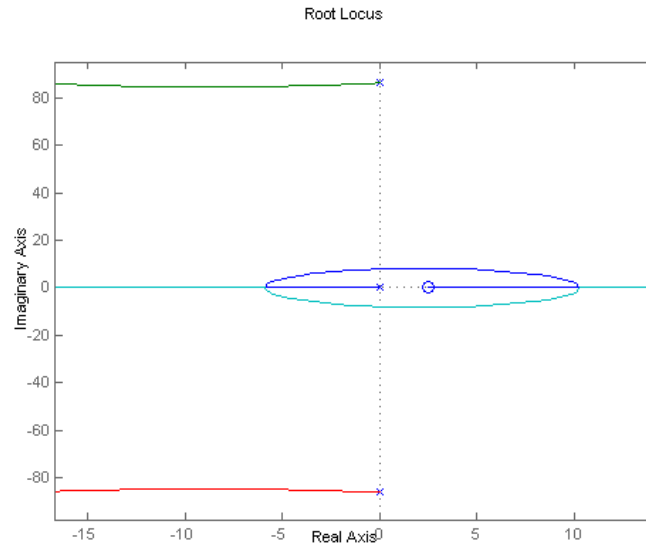


Figura 3.11: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima com $\alpha = 2.5$.

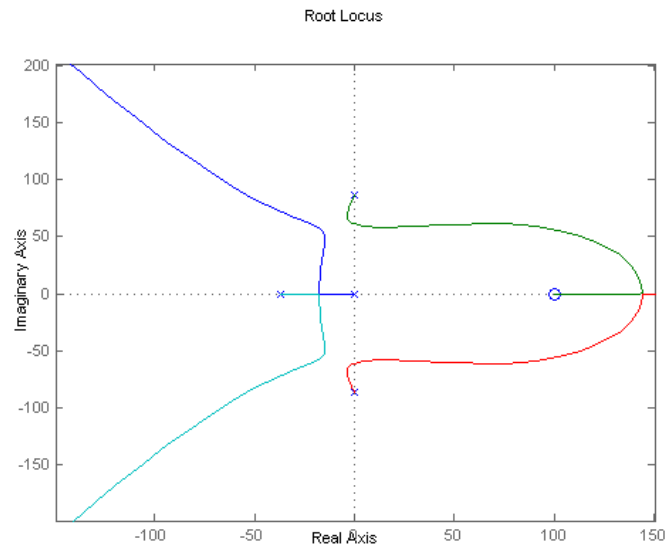


Figura 3.12: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima com $\alpha = 100$.

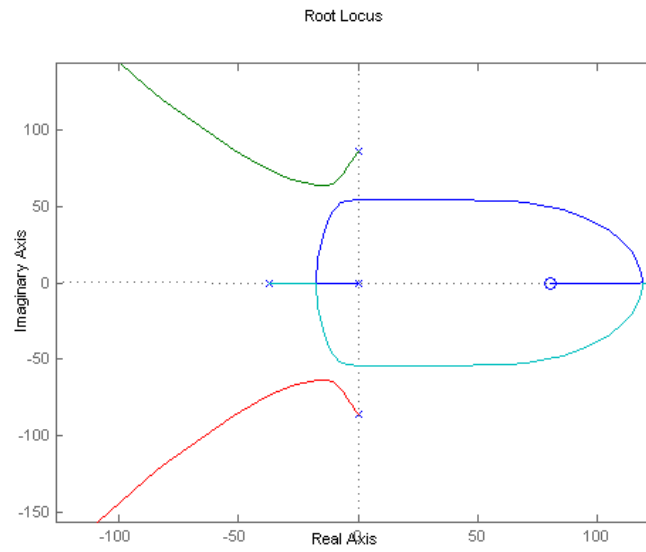


Figura 3.13: Lugar das Raízes da Planta (3.2) - Controlador Lead de Fase Não Mínima com $\alpha = 80$.

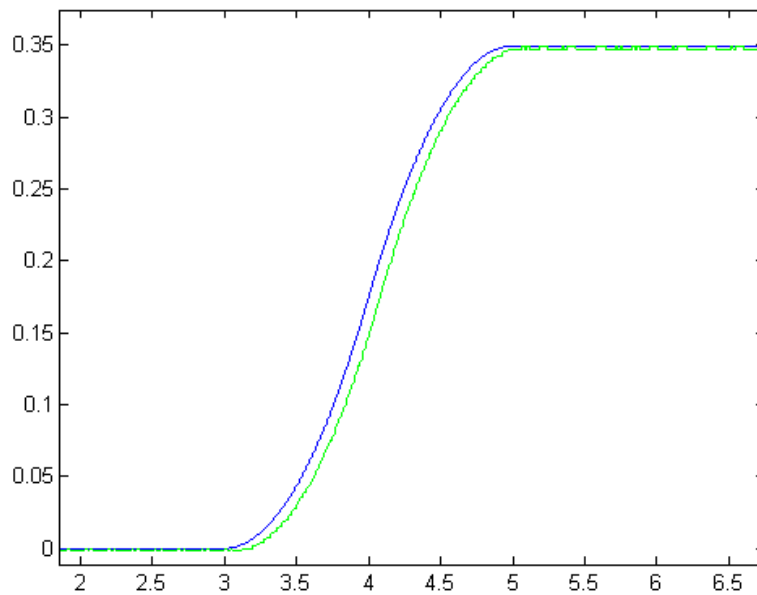


Figura 3.14: ψ (verde) e referência (azul) *versus* tempo - Controlador (3.7), Planta (3.2)

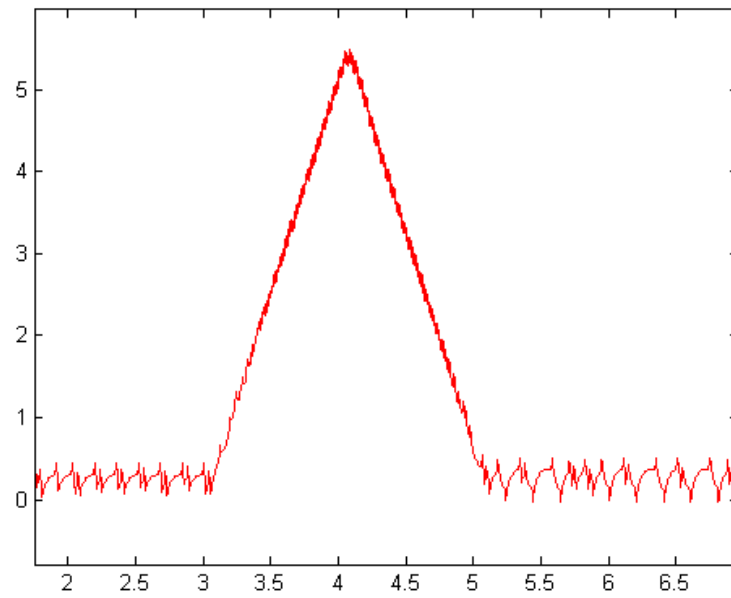


Figura 3.15: u_{azul} em Volts *versus* tempo - Controlador (3.7), Planta (3.2)

Capítulo 4

Controle da Planta Artificial de Fase Não-Mínima

Em se tratando de sistemas lineares, pode-se definir um sistema de fase não-mínima como aquele cuja função de transferência apresenta zero no semiplano direito aberto do plano s (zero instável) [19]. De forma mais ampla, um sistema possui fase não-mínima se existe uma realimentação de estados que mantém a saída do sistema identicamente zero enquanto a dinâmica interna é instável [20].

Esta nomenclatura deve-se à comparação da variação de fase de um sistema com zeros no semiplano direito (SPD) a um sistema com zeros no semiplano esquerdo (SPE). Observa-se que a variação de fase de um sistema com todos os zeros no SPE é sempre menor, com a frequência variando de zero a infinito. Portanto, o sistema cuja função de transferência apresenta todos seus zeros no SPE é dita de fase mínima.

Sistemas de fase não-mínima é objeto de inúmeras pesquisas: [21] analisa o controle e o comportamento de sistemas de fase não-mínima em geral; [22] aplica controle adaptativo a sistema nanoposicionador piezoelétrico de dinâmica de fase não-mínima; [23] estuda ferramentas de controle de alta precisão-velocidade baseadas na inversão do modelo dinâmico e a respectiva aplicação em sistemas de fase não-mínima; [24] desenvolve o controle de um avião instável de fase não-mínima; [25] apresenta soluções práticas ao problema de fase não-mínima sob o paradigma de rejeição ao distúrbio.

A classe de sistemas de fase não-mínima aparece em processos industriais e apresenta dificuldade em seu controle. Muitos procedimentos excluem a aplicação a sistemas de fase não-mínima. Em grande parte da literatura de controle, este tipo de sistema é pouco considerado, e quando aparece é tratado superficialmente [21]. Na realidade, pode-se afirmar que em geral a fase não-mínima impede rastreamento perfeito, resultando em atrasos e erros residuais (**rastreamento prático**). Esta plataforma experimental de fase não-mínima, mesmo que desenvolvida artificialmente, apresenta especial desafio para a comunidade de controle.

4.1 Planta Artificial de Fase Não-Mínima

Neste capítulo, o autor se baseou em toda revisão bibliográfica feita no capítulo 1 para trabalhar no seguimento de trajetória ao sistema resultante da aplicação do controlador (3.6) à planta (3.2).

Eis o sistema, na Figura 4.1. Este sistema apresenta a resposta da Figura 4.2.

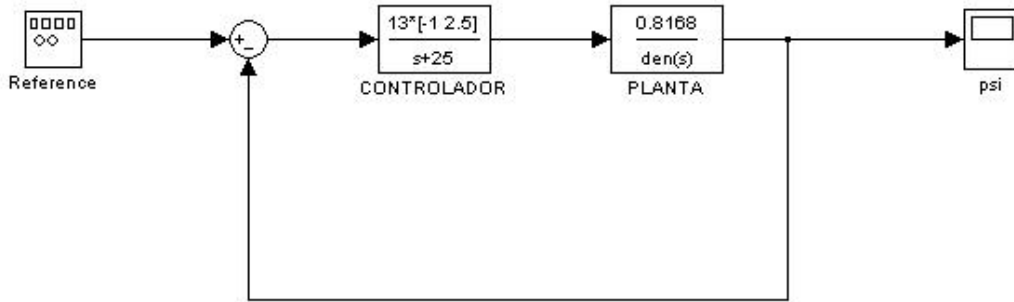


Figura 4.1: Diagrama de Blocos - controlador (3.6) e planta (3.2)

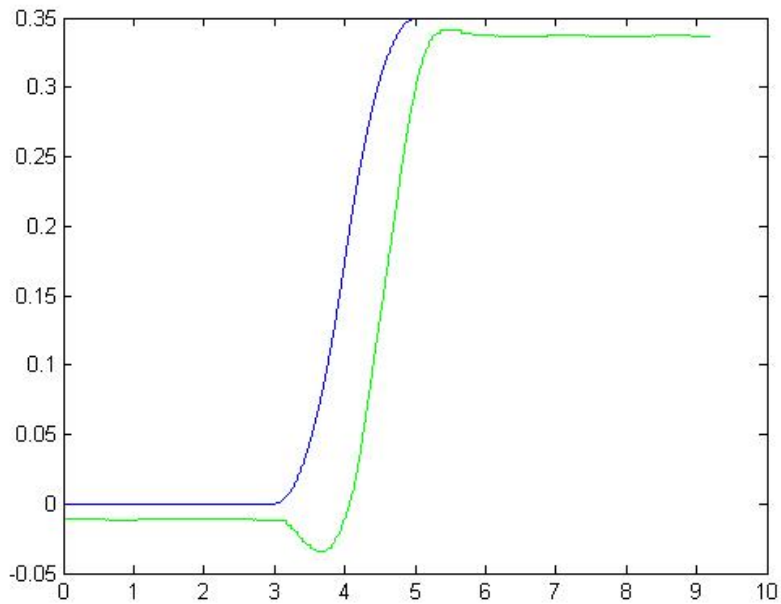


Figura 4.2: ψ (verde) e referência (azul) *versus* tempo - Controlador (3.6), Planta (3.2)

Com função de transferência em malha fechada:

$$G(s) = \frac{-10.62s + 26.55}{0.0001s^4 + 0.0022s^3 + 0.6672s^2 + 6.06s + 26.55} \quad (4.1)$$

Tendo por base o diagrama 4.1, o objetivo é escolher 'Reference' - que foi chamado de sinal de entrada $u(t)$ - tal que ψ siga ou se aproxime bastante da trajetória desejada y_d .

4.2 Esquema de Controle Considerado

O esquema de controle estudado a seguir é baseado [27] (ver também [26]). Considere a planta escrita no espaço de estados por:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \quad (4.2)$$

$$y = C\mathbf{x}. \quad (4.3)$$

Seja ainda, o sistema exógeno gerador da trajetória y_d dado por:

$$\dot{\mathbf{w}} = S\mathbf{w} \quad (4.4)$$

$$y_d = -Q\mathbf{w}, \quad (4.5)$$

sendo A, B, C, S, Q matrizes de dimensões apropriadas. Conseqüentemente, o erro de rastreamento $e = y - y_d$ pode ser escrito como:

$$\mathbf{e} = C\mathbf{x} + Q\mathbf{w}. \quad (4.6)$$

Agrupando as equações e considerando o erro de rastreamento $e(t)$ como saída, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u}, \quad (4.7)$$

$$\dot{\mathbf{w}} = S\mathbf{w}, \quad (4.8)$$

$$\mathbf{e} = C\mathbf{x} + Q\mathbf{w}. \quad (4.9)$$

O esquema de controle proposto em [27], para o caso de plantas lineares, assume a existência de dois mapeamentos lineares $\mathbf{x} = \pi(\mathbf{w}) = \Pi\mathbf{w}$ e $\mathbf{u} = c(\mathbf{w}) = \Gamma\mathbf{w}$. Desta forma, uma condição suficiente para rastreamento exato para esta classe de sinais de referência pode ser obtida como segue. Fazendo $e(t) = 0$ e substituindo \mathbf{x} e \mathbf{u} por seus respectivos mapeamentos em \mathbf{w} , tem-se:

$$\Pi S = A\Pi + B\Gamma, \quad (4.10)$$

$$0 = C\Pi + Q. \quad (4.11)$$

Se existem Π e Γ que resolvem o sistema de equações (4.10) e (4.11), pode-se escrever a lei de controle que resolve o problema de regulação de saída por:

$$u(\mathbf{x}, \mathbf{w}) = \Gamma \mathbf{w} + K(\mathbf{x} - \Pi \mathbf{w}), \quad (4.12)$$

em que K é qualquer ganho que posiciona os pólos de $A+BK$ no semiplano esquerdo.

4.2.1 Projeto e Sintonia

Seja $y_d = a \sin(t)$ a trajetória desejada, que pode ser obtida pelo sistema exógeno:

$$\dot{\mathbf{w}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{w}, \quad (4.13)$$

$$y_d = - \begin{pmatrix} -1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{w}. \quad (4.14)$$

Resolvendo o sistema:

$$\Pi S = A\Pi + B\Gamma, \quad (4.15)$$

$$0 = C\Pi + Q, \quad (4.16)$$

tem-se:

$$\Pi = 10^{-5} \begin{pmatrix} -0.3247 & 0.1299 \\ -0.1299 & -0.3247 \\ 0.3247 & -0.1299 \\ 0.1299 & 0.3247 \end{pmatrix}, \quad (4.17)$$

$$\Gamma = \begin{pmatrix} 0.7617 & 0.5329 \end{pmatrix}. \quad (4.18)$$

Note que K deve ser escolhido tal que os polos de $A + BK$ sejam posicionados no semiplano esquerdo. Como o sistema já é estável, a realimentação de estados não melhora o desempenho e, portanto, basta $K = 0$. Sendo assim, o controle se reduz a um simples ajuste do sinal de referência y_d para assegurar erro de rastreamento nulo. Neste caso, o sinal de controle é dado por

$$u = \begin{pmatrix} 0.7617 & 0.5329 \end{pmatrix} \mathbf{w}. \quad (4.19)$$

4.3 Simulações Numéricas

Antes de implementar o controle diretamente no giroscópio, foi simulado o sistema com o controle (4.19).

Obtêm-se a resposta das figuras 4.3 e 4.4 para uma referência $y_d = 0.1745\sin(t)$.

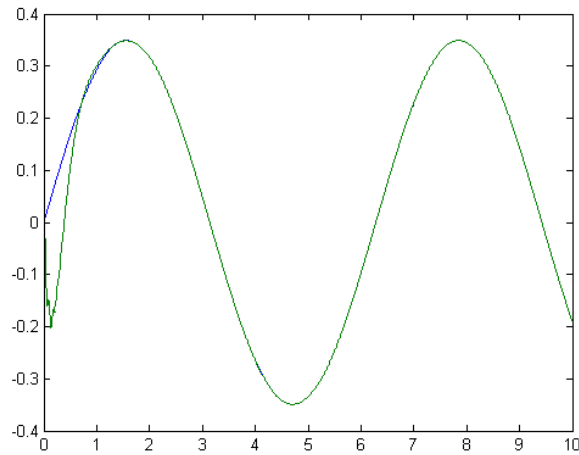


Figura 4.3: Simulação - ψ (verde) e y_d (azul) *versus* tempo - Controlador (4.19), Planta (4.1)

Na Figura 4.3 percebe-se que a trajetória desejada y_d (em azul) e a saída ψ (em verde) 'casam-se' após 0.8s. Antes disso, a saída teve um *undershoot* de aproximadamente 11.5 graus, o que não instabiliza o sistema e nem impede o posterior 'casamento' com y_d .

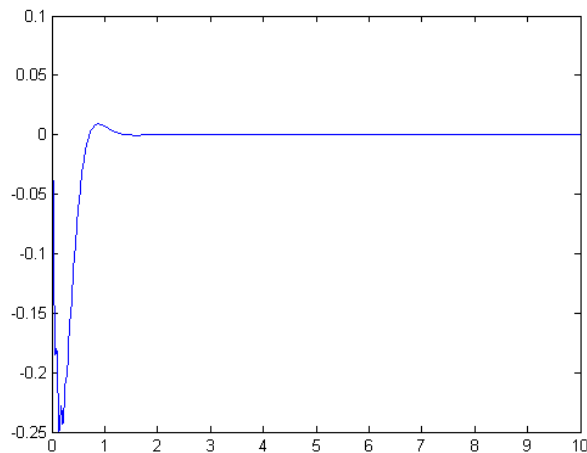


Figura 4.4: Simulação - e (erro de rastreamento) *versus* tempo - Controlador (4.19), Planta (4.1)

Na Figura 4.4 tem-se expresso o erro de rastreamento $e(t) = \psi - y_d$ no tempo. Constata-se o erro de rastreamento nulo após 0.8s. Antes disso porém, chega ao pico de quase 20 graus.

- Comparando ao sistema 'sem controle' ($u(t) = y_d(t)$), cujo resultado está expresso nas figuras 4.5 e 4.6:

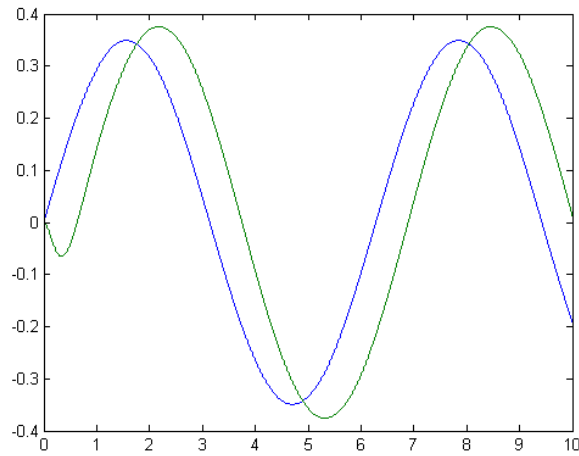


Figura 4.5: Simulação - ψ (verde) e y_d (azul) *versus* tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)

Na Figura 4.5, tem-se a saída ψ (em verde) e a trajetória desejada y_d (em azul) para o sistema apresentado no início do capítulo com função de transferência (4.1), sem controle (entrada igual à trajetória desejada, $u = y_d$). Constatam-se os sinais bem descasados sobre todo intervalo de tempo. Apenas o *undershoot* inicial da saída é menor que no sistema com o controlador (4.19).

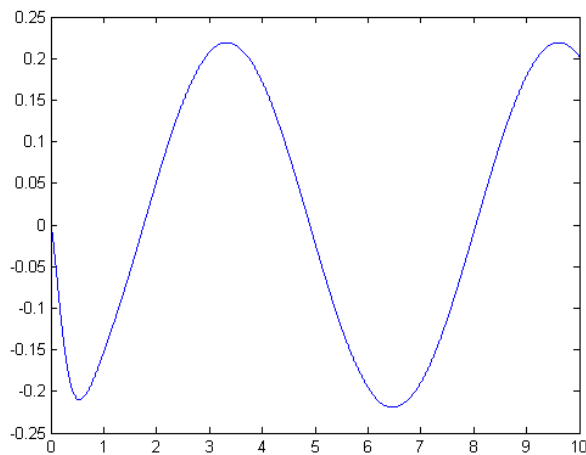


Figura 4.6: Simulação - e *versus* tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)

Na Figura 4.6, o erro de rastreamento oscila entre picos de aproximadamente 12 graus.

4.4 Implementação do Controlador

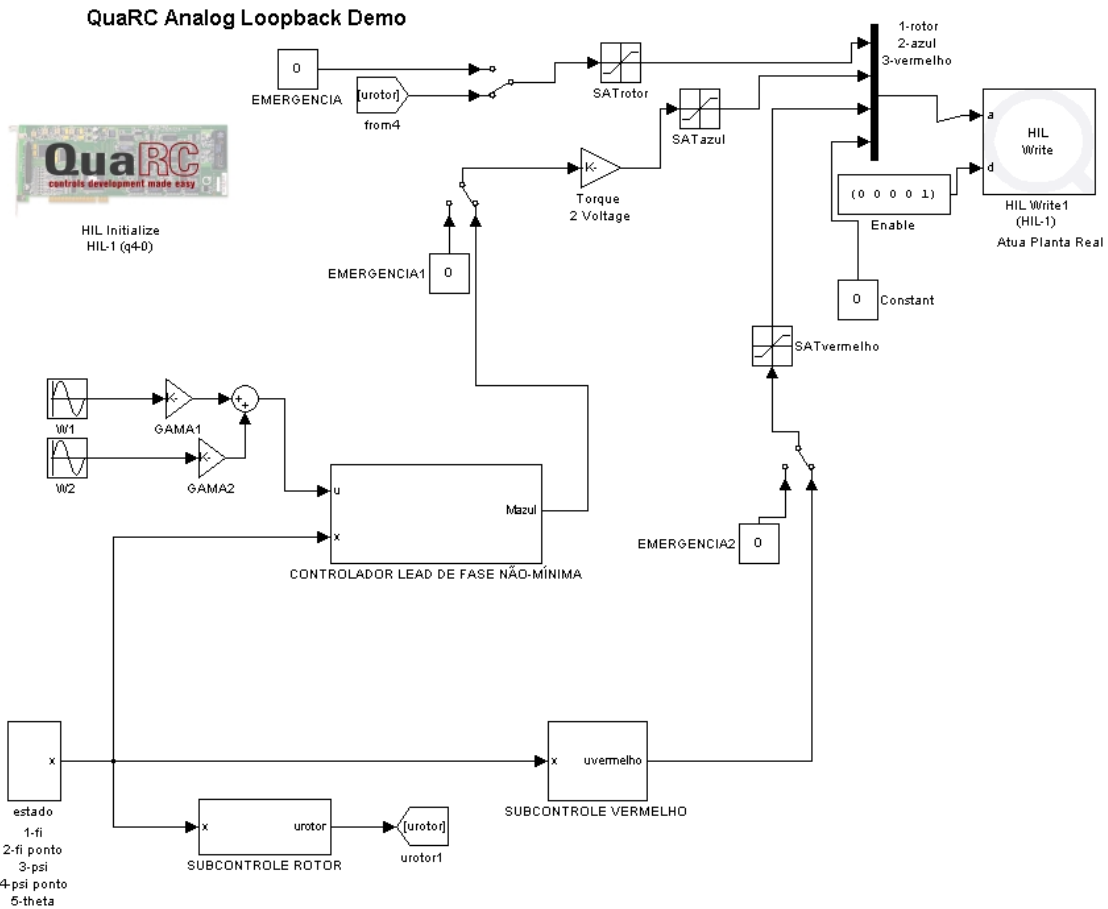


Figura 4.7: Implementação no Simulink - Controlador (3.6), Planta (3.2)

A Figura 4.7 mostra a implementação do controlador. Utilizou-se a mesma estrutura mostrada na Figura 3.7. Agora, porém, a trajetória desejada é saída de um exossistema, e o controlador projetado é um ganho Γ sobre os estados deste sistema.

4.5 Resultados Experimentais

Nesta seção, aplicou-se o controlador de melhor desempenho desenvolvido no capítulo atual na planta real - o giroscópio, segundo a configuração da planta (4.1) (malha fechada do controlador (3.6) com a planta (3.2)).

Antes de começar a análise dos resultados, é importante deixar clara a distinção entre o sinal de entrada u - que é o sinal de entrada à nossa planta em malha fechada, e que foi desenvolvido no capítulo atual tal que a planta rastreie a trajetória desejada y_d - e o sinal de controle u_{azul} - que é o sinal aplicado diretamente no motor azul.

São apresentados os resultados para duas trajetórias desejadas com frequências diferentes, e mostrou-se também o ajuste necessário no controlador.

Para efeito comparativo, experimentou-se também o sistema 'Sem Controle'.

4.5.1 Trajetória desejada $y_d = 0.1745\sin(t)$

Aplicando o controlador (4.19), obtêm-se os resultados das figuras 4.8, 4.9, 4.10.

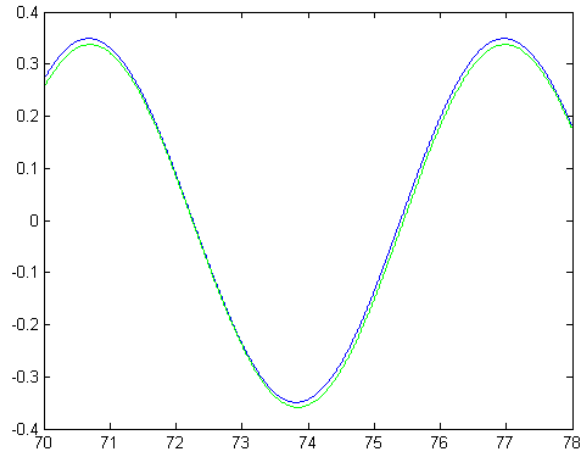


Figura 4.8: ψ (verde) e y_d (azul) *versus* tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)

Na Figura 4.8, como esperado, a saída ψ (em verde) ficou praticamente casada à trajetória desejada y_d (em azul). O resultado experimental ficou muito próximo à simulação, o que também confirmou a boa precisão da nossa modelagem.

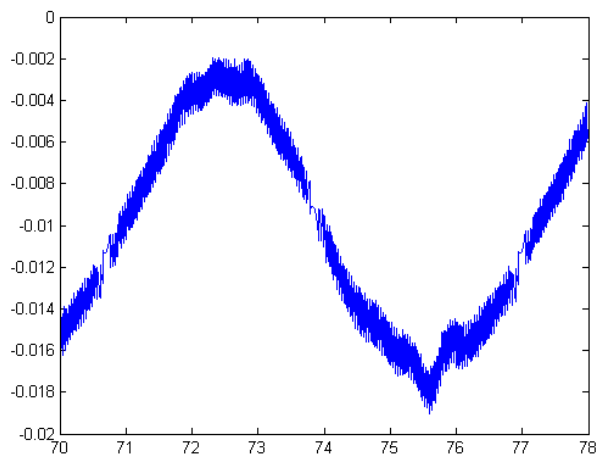


Figura 4.9: e *versus* tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)

Na Figura 4.9, como previsto na simulação, o erro de rastreamento foi bem pequeno, praticamente nulo para nosso efeito, da ordem de $10^{-2}rad$.

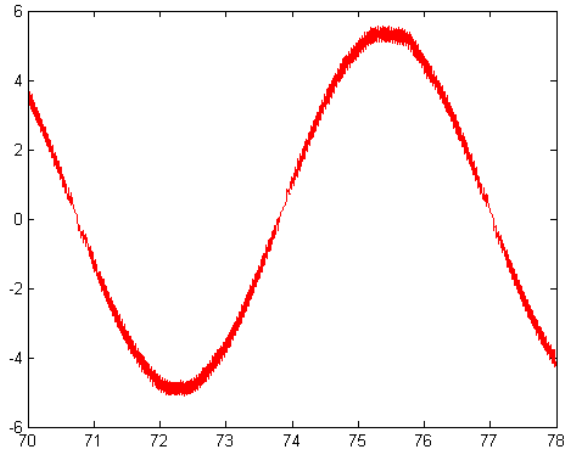


Figura 4.10: u_{azul} em Volts *versus* tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)

Na Figura 4.10 tem-se o sinal de controle u_{azul} - a entrada do motor embarcado no azul. Não ultrapassa o nosso limite de saturação de $7V$.

- Para efeito de comparação, são apresentados os resultados do experimento do sistema 'Sem Controle' nas figuras 4.11, 4.12.

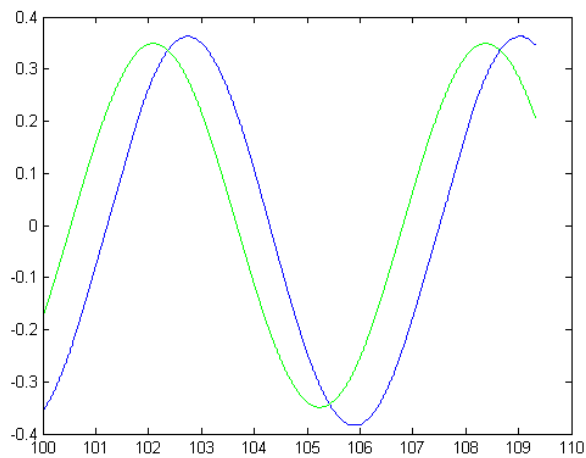


Figura 4.11: ψ (verde) e y_d (azul) *versus* tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)

Na Figura 4.11, como visto na simulação, a saída ψ (em verde) e a trajetória desejada y_d (em azul) bastante descasados.

Na Figura 4.12, o erro de rastreamento oscila entre picos de magnitude de $0.24rad$.

4.5.2 Trajetória desejada $y_d = 0.1745\sin(2t)$

Dobrou-se a frequência da trajetória desejada.

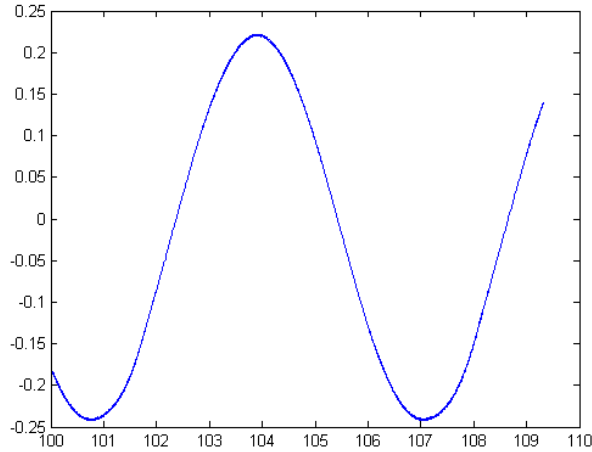


Figura 4.12: e versus tempo - 'Sem Controle', Planta (4.1)

Tem-se, agora, um diferente sistema exógeno:

$$\dot{\mathbf{w}} = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ -4 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{w} \quad (4.20)$$

$$y_d = - \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{w} \quad (4.21)$$

Resolvendo as equações (4.10) e (4.11) encontram-se Π e Γ .

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0.31 & 0.72 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Obtem-se, assim, o controlador:

$$u = \begin{pmatrix} 0.31 & 0.72 \end{pmatrix} \mathbf{w} \quad (4.23)$$

São apresentados os resultados experimentais nas figuras 4.13, 4.14, 4.15.

Na Figura 4.14 percebe-se o erro de rastreamento bem pequeno, também da ordem de $10^{-2}rad$.

Na Figura 4.15 tem-se o sinal de controle dentro dos limites de saturação.

Assim, mostramos que o controlador sugerido por Isidori-Byrnes é satisfatório se o objetivo é a regulação de saída ($\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$). Entretanto, mostrou-se que além da hipótese de y_d gerada por sistema exógeno, é necessária a resolução de um sistema de equações para sintonia do controlador.

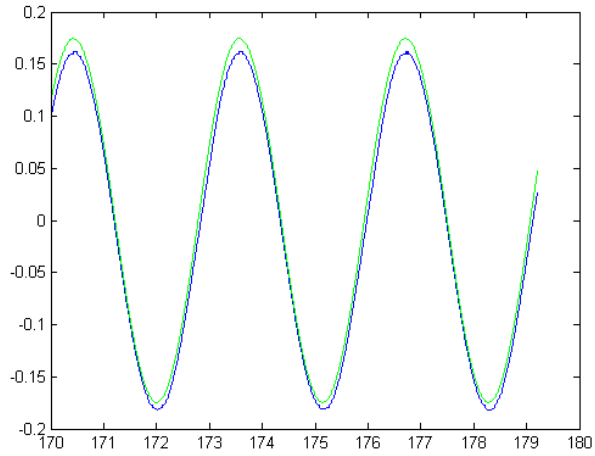


Figura 4.13: ψ (verde) e y_d (azul) *versus* tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)

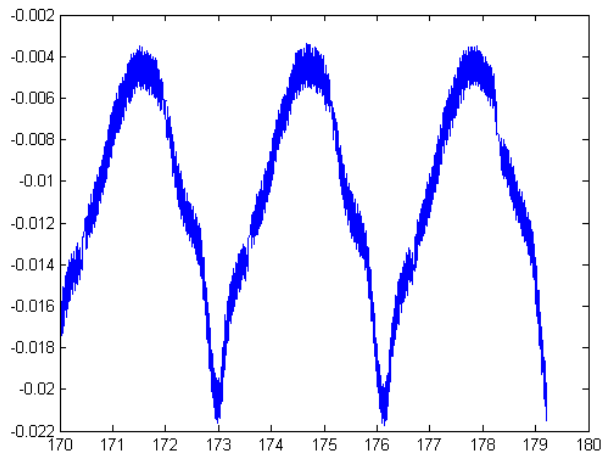


Figura 4.14: e *versus* tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)

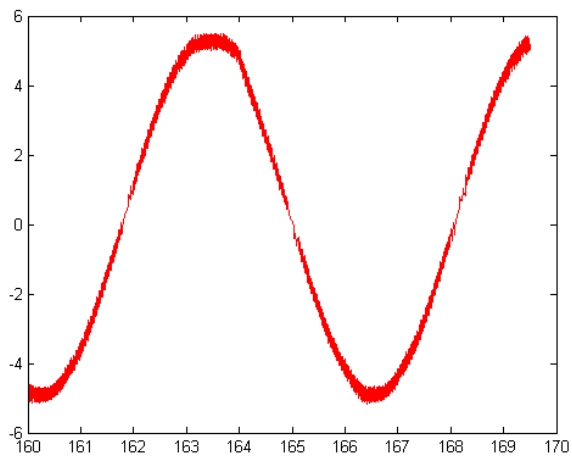


Figura 4.15: u_{azul} em Volts *versus* tempo - Controlador (4.23), Planta (4.1)

Capítulo 5

Rate Gyro

Neste capítulo será apresentado um sensor de velocidade angular para o eixo vermelho. Para emular um caso real, considera-se que a estrutura externa (eixo vermelho) esteja fixa a um veículo, por exemplo. Apenas a estrutura interna é livre para mover-se, gerando o instrumento chamado *single-axis gyro*. Mantendo o rotor em alta velocidade angular (n) e considerando a equação (2.11) com ψ sendo uma entrada, tem-se:

$$J_y \ddot{\theta} + h\dot{\psi} \cos \theta = M_{azul}. \quad (5.1)$$

Diversos sensores podem ser obtidos, dependendo do torque aplicado ao eixo azul (M_{azul}). Escolhendo a seguinte realimentação que usa apenas informação do eixo azul

$$M_{azul} = -k\theta - b\dot{\theta},$$

tem-se:

$$J_y \ddot{\theta} + b\dot{\theta} + k\theta = -h\dot{\psi} \cos \theta, \quad (5.2)$$

cujo diagrama de blocos está representado na Figura 5.1. A partir deste diagrama de blocos percebe-se a possibilidade de estabilização do referido sistema por adequada escolha de k e b . Decorrente dessa estabilização, constata-se a capacidade de sensoreamento da velocidade angular $\dot{\psi}$ do suposto veículo montado na estrutura vermelha, supondo conhecidos θ e $\dot{\theta}$.

Giroscópio como Bússola - Inércia Giroscópica

A partir da análise da Figura 5.1 destaca-se a propriedade da inércia giroscópica. Com b e k que estabilizem o sistema, uma vez cessada a rotação do veículo montado na estrutura externa ($\dot{\psi} = 0$), o *single-axis gyro* apontará para $\theta = 0$. Esta propriedade permite a extensa aplicação do giroscópio na navegação e em sistemas de navegação inercial em geral.

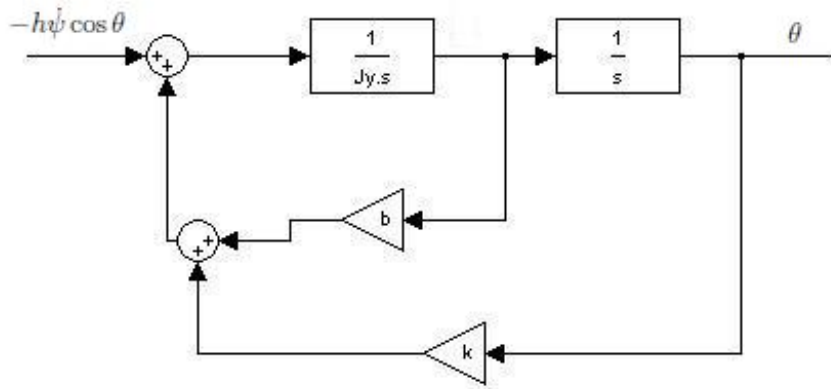


Figura 5.1: *Single – AxisGyro* - Configuração com $M_{azul} = -k\theta - b\dot{\theta}$.

5.1 Rate Gyro: Sintonia - Aspectos Gerais

Seja o sistema expresso na Figura 5.1 na forma de relação da variável de entrada $\dot{\psi}$ com a variável de saída θ :

$$\frac{\theta}{\dot{\psi} \cos(\theta)} = \frac{h}{-k - bs - J_y s^2} \quad (5.3)$$

A partir da equação (5.3) pode-se analisar a sensibilidade da variável θ em relação a $\dot{\psi}$ com sua respectiva dinâmica.

Daí vem nossa proposta de sensoreamento da velocidade angular $\dot{\psi}$ a partir de θ .

Já notou-se que é imprescindível que k e b sejam escolhidos de tal forma que estabilizem o sistema (5.3), mas, uma série de fatores devem ser levados em conta no ajuste do sensor, de acordo com os objetivos de desempenho. Seguem alguns desses fatores:

- A escolha do θ central, de referência para estabilização do sensor, está muito relacionada à resolução do sensor. Observando a equação (5.1), percebe-se que o termo de precessão giroscópica - o qual permite o sensoreamento - é atenuado por $\cos(\theta)$. A escolha $\theta = 90^\circ$ anula o termo e $\theta = 0$ o maximiza. Entretanto, uma vez que θ se afasta suficientemente de sua região aproximadamente linear em relação ao θ central utilizado, o sensor instabiliza-se. Portanto, este deve ser calculado de acordo com o objetivo da aplicação (sensoreamento de velocidades pequenas, médias ou grandes), de forma a possuir um valor aproximadamente constante. Esta consiste na principal restrição do sensor, pois a variável que representa o resultado da medição da velocidade angular está restrita a uma pequena faixa de valores.

- k e b devem ser escolhidos tais que os polos da função de transferência do sensor apresentem uma dinâmica rápida o suficiente de forma que o sensor não apresente atrasos nem distorções consideráveis de medida. No entanto, k e b são limitados fisicamente no caso de mola e atrito viscoso, e no nosso caso são limitados quanto à saturação do controlador.
- O ajuste de h é feito por meio do ajuste de n , a velocidade angular do rotor. Este deve ser grande para que as simplificações feitas nas equações (2.11) e (2.13) sejam válidas. Entretanto, h muito alto pode prejudicar o sensor em relação à constância de θ e à estabilização do sistema.

5.2 Primeira Implementação - Velocidades Moderadas

Nesta implementação, ao invés de ser usada a configuração com o vermelho e azul móveis, e cinza fixo, utilizou-se a configuração de vermelho e cinza móveis, e azul fixo.

A modelagem para esta situação é praticamente idêntica àquele caso, por simetria, excetuando a respectiva alteração do momento de inércia J_y .

Como a abordagem pode ser feita para os dois tipos de configuração, manteve-se a nomenclatura dos ângulos, sendo considerado θ o ângulo da estrutura interna (neste caso é a vermelha, pois o azul foi fixado) e ψ o ângulo da estrutura externa (neste caso cinza).

Então, substituindo o momento de inércia J_y de [17] na equação (5.3), obtém-se:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi} \cos(\theta)} = \frac{h}{-k - bs - 0.0115s^2} \quad (5.4)$$

Utilizou-se para a primeira implementação um objetivo de sensoreamento de velocidades nem muito pequenas nem grandes - moderadas. Por velocidades moderadas foram consideradas velocidades de até aproximadamente $100^\circ/s$.

Seguem as sintonias experimentais do sensor.

5.2.1 Primeira Sintonia

Ajuste de θ

θ deve ser escolhido, para fins de estabilidade do sistema, de forma que tenha um valor aproximadamente constante (não se afaste muito de sua região aproximadamente linear). O ponto perfeito para esse fim seria então $\theta = 90^\circ$, que implica

$\cos(\theta) = 0$, e conseqüente anulação do efeito de precessão giroscópica, ou seja, θ seria imune a variações de ψ . Isto é observável pela análise das equações (2.11) e (2.13), pois com $\cos(\theta) = 0$ a equação (2.11) resulta:

$$J_y \ddot{\theta} = M_{azul} \quad (5.5)$$

Mas, utilizando este valor de θ , percebe-se por observação da equação (5.3) que o sensor é inutilizado.

Testa-se então o valor $\theta = 81^\circ$, $\cos(\theta) = 0.156$.

Substituindo na equação (5.4) do sensor e linearizando o sistema aproximando-se $\cos(\theta) \approx \cos(\theta_{central}) = 0.156$:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.1564h}{-k - bs - 0.0115s^2} \quad (5.6)$$

Ajuste de k e b

Em primeiro lugar, k e b devem ser tais que a função de transferência (5.4) seja estável. Esta condição é imprescindível, obviamente.

Além disso, a dinâmica dos polos da função de transferência (5.4) deve ser rápida o suficiente para evitar grandes atrasos ou distorções nos resultados obtidos pelo sensor. Dependendo da aplicação, com necessidade de sensoreamento de objeto com rápidas mudanças de velocidade angular, os polos devem ser rápidos os suficientes para que a dinâmica do sensor seja desprezível.

$b = 1$ e $k = 10$ posicionam os polos da equação em -75.4281 e -11.5284 .

Substituindo na equação linearizada (5.6) do sensor até o momento:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.1564h}{-10 - s - 0.0115s^2} \quad (5.7)$$

Ajuste de h

No ajuste de h , deve-se levar em conta que um valor de h muito alto amplifica o efeito de precessão giroscópica podendo afastar θ de sua região de estabilidade. Um valor de h muito baixo prejudica a validade das simplificações feitas nas equações (2.11) e (2.13) e a sensibilidade do sensor.

No primeiro ajuste escolhe-se um valor relativamente baixo $n = 900rpm$ que implica $h = 0.4901$.

Resultando na equação linearizada final do sensor ajustado:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.0764}{-10 - s - 0.0115s^2} \quad (5.8)$$

Contra-ajuste do Sensor

Chamou-se de contra-ajuste do sensor o cálculo relativo à obtenção do valor de $\dot{\psi}$ a partir de θ .

Matematicamente obteria-se $\dot{\psi}$ a partir da aplicação a θ da dinâmica inversa da função de transferência (5.8). A inversa desta função é, porém, não causal. Seria então adequado uma aproximação da inversa.

Como os polos são bem rápidos, testou-se aproximar a inversa de (5.8) por $1/\text{GanhoDC}$ da própria função. O valor de $\cos(\theta)$ foi aproximado por seu valor central. Assim, o contra-ajuste resultou num ganho de -130,89.

Resultado Experimental

O valor da velocidade angular calculado através da derivação do sinal de posição obtido por Enconder de alta resolução foi chamado de r . Em todas as análises apresentadas neste capítulo, o sensor em questão foi mostrado comparativamente com o sinal proveniente deste Enconder. Devido à sua alta precisão, foi considerado como referência para a análise.

O valor do sinal obtido pelo sensor giroscópico foi chamado de m .

Foi chamado de erro a diferença $r - m$.

Segue o primeiro resultado experimental na Figura 5.2. A velocidade angular do veículo foi imposta manualmente pelo experimentador. Este buscou fazer variações bruscas na velocidade angular e atingir velocidades consideradas moderadas para o experimento, de até cerca de $100^\circ/s$.

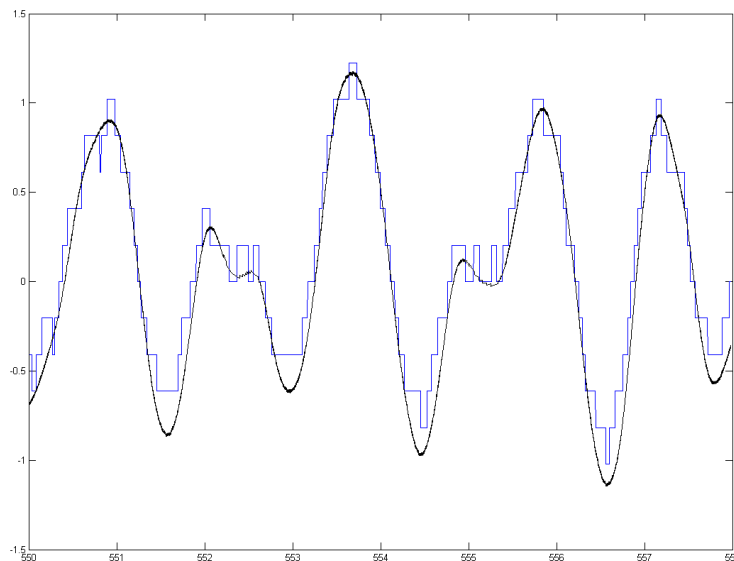


Figura 5.2: r e m versus tempo - sensor (5.8)

Fatores que devem ser levados em conta na análise de desempenho do sensor (5.8):

- Rapidez da Dinâmica do Sensor - O sensor apresentou ótimo resultado neste quesito. Não apresenta nenhum atraso visível nem distorções em relação a r , mesmo com a velocidade angular do veículo completamente irregular.
- Resolução do Sensor - O sensor apresentou resultado deficiente neste quesito. A resolução do sensor foi de $11.5^\circ/s$.

É importante destacar que o erro para velocidades em direções opostas foi diferente. Isto deve-se à aproximação de $\cos(\theta)$ por um valor constante ser melhor numa direção do que na outra. Para corrigir este efeito, o próximo contra-ajuste do sensor será adaptado.

5.2.2 Segunda sintonia

A dinâmica do sensor (5.8) foi considerada satisfatória. Portanto, manter-se-ão as posições dos polos do sistema.

Com os polos do sistema inalterados, dois tipos de ajustes podem aumentar a resolução do sensor. Aumento de h e reposicionamento de θ central. Optou-se primeiro pelo aumento de h . Escolheu-se $n = 1500rpm$, que implica $h = 0.8168$. Resultando no sensor com dinâmica linearizada:

$$\frac{\theta}{\psi} = \frac{0.0995}{-10 - s - 0.0115s^2} \quad (5.9)$$

Por receio de possível instabilidade do sistema, θ central foi levemente ajustado para 83° .

Contra-ajuste do Sensor

No sensor anterior foram obtidos diferentes erros de medida dependendo da direção da velocidade angular. Deveu-se ao fato da correção do contra-ajuste estar deficiente.

Neste contra-ajuste então, o ganho DC será calculado com o valor variável de $\cos(\theta)$ ao invés da aproximação constante.

Resultado Experimental

Na Figura 5.3 constata-se o aumento da resolução do sensor, agora de $9.2^\circ/s$. Além disso, o comportamento do sensor está semelhante para ambas as direções de velocidade, resultante do acerto do contra-ajuste.

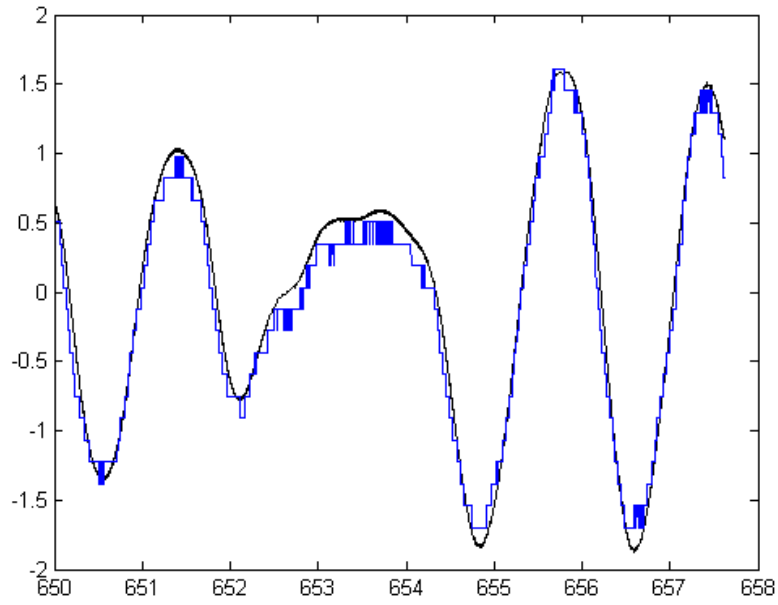


Figura 5.3: r e m versus tempo - sensor (5.9)

Na Figura 5.3 constata-se a diferença $r - m$ atingindo um pico de aproximadamente $25^\circ/s$. Muito alta para caso em questão, em que foram impostas velocidades de até $100^\circ/s$ apenas.

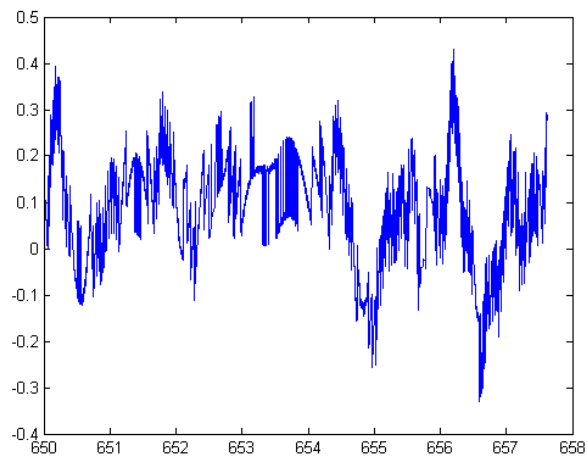


Figura 5.4: erro versus tempo - sensor (5.9)

5.2.3 Terceira sintonia

Segue-se com a alteração nas variáveis que possam aumentar a resolução do sensor. Testa-se o sensor para $\theta = 78^\circ$. Resultando na dinâmica linearizada:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.1698}{-10 - s - 0.0115s^2} \quad (5.10)$$

Resultado experimental

Na Figura 5.5 constata-se grande melhora da resolução do sensor, agora de $5.2^\circ/s$.

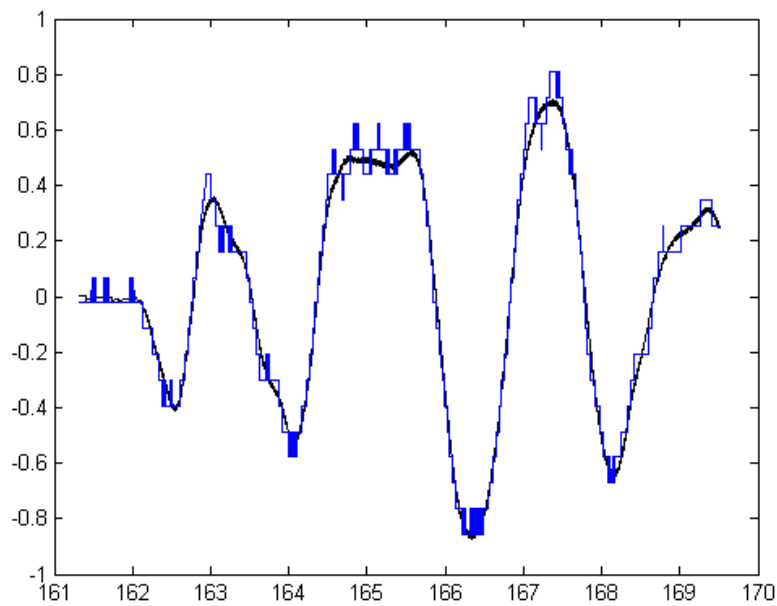


Figura 5.5: r e m versus tempo - sensor (5.10). Dinâmica satisfatória. Resolução de $5.2^\circ/s$.

Na Figura 5.6 constata-se o erro atingindo pico de aproximadamente $8.6^\circ/s$. A melhora foi significativa.

5.2.4 Quarta sintonia

Seguindo a busca de aumentar a resolução do sensor, testou-se um novo aumento de h para $2000rpm$. Resultando no sensor de dinâmica linearizada:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.1698}{-10 - s - 0.0115s^2} \quad (5.11)$$

Este ajuste começou a afetar a estabilidade do sensor. Percebem-se distorções na medida. Resultado na Figura 5.7.

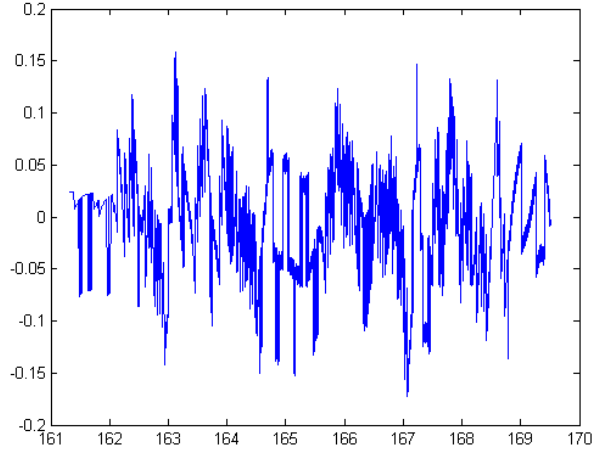


Figura 5.6: erro *versus* tempo - sensor (5.10)

5.2.5 Quinta sintonia

Voltando o valor de h para $1500rpm$, tentou-se uma diminuição de θ para 73° . Resultando no sensor de dinâmica linearizada:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.2388}{-10 - s - 0.0115s^2} \quad (5.12)$$

Também afetou a estabilidade do sensor. Resultado na Figura 5.8.

5.3 Segunda Implementação - Velocidades mais altas

Nesta seção volta-se a utilizar a configuração com vermelho e azul móveis, e cinza fixo.

Então, substituindo o momento de inércia J_y do referido sistema de [17] na equação (5.3), obtem-se:

$$\frac{\theta}{\dot{\psi} \cos(\theta)} = \frac{h}{-k - bs - 0.0026s^2} \quad (5.13)$$

No sensoreamento de altas velocidades, o ajuste é contrário ao feito na seção anterior. Agora, deseja-se diminuição da sensibilidade do sensor, de forma a mantê-lo mais estável.

Assim, a primeira sintonia manteve os polos e utilizou $n = 900rpm$ e $\theta = 85^\circ$.

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.0427}{-10 - s - 0.0026s^2} \quad (5.14)$$

O resultado foi apresentado na Figura 5.9. Percebem-se offset e oscilações da

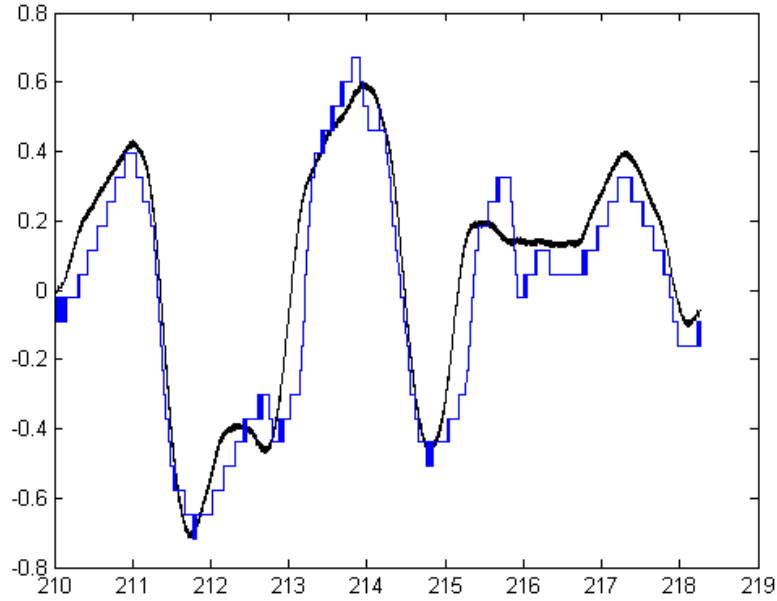


Figura 5.7: r e m versus tempo - sensor (5.11). Este ajuste começou a afetar a estabilidade do sensor.

medida para velocidade um pouco mais alta. Além disso, o controlador chegou ao limite de saturação de $6V$ para a velocidade de $400^\circ/s$ imposta.

Buscou-se reduzir o offset e oscilações apresentados pela medida a partir da escolha de k e b . Escolheu-se $b = 0.4$ e $k = 6$ - diminuímos os valores dos ganhos a fim de evitar a saturação do controlador. O resultado, apresentado na Figura 5.10, não foi muito satisfatório.

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.0427}{-6 - 0.4s - 0.0026s^2} \quad (5.15)$$

Numa terceira sintonia, diminuiu-se ainda mais a resolução do sensor pelo ajuste $\theta = 88$ e tentou-se corrigir o offset no contra-ajuste.

$$\frac{\theta}{\dot{\psi}} = \frac{0.0171}{-6 - 0.4s - 0.0026s^2} \quad (5.16)$$

Este sensor apresenta baixíssima resolução, mas é capaz de sensorear altas velocidades sem instabilizar. O offset foi corrigido no contra-ajuste. O resultado é apresentado na Figura 5.11.

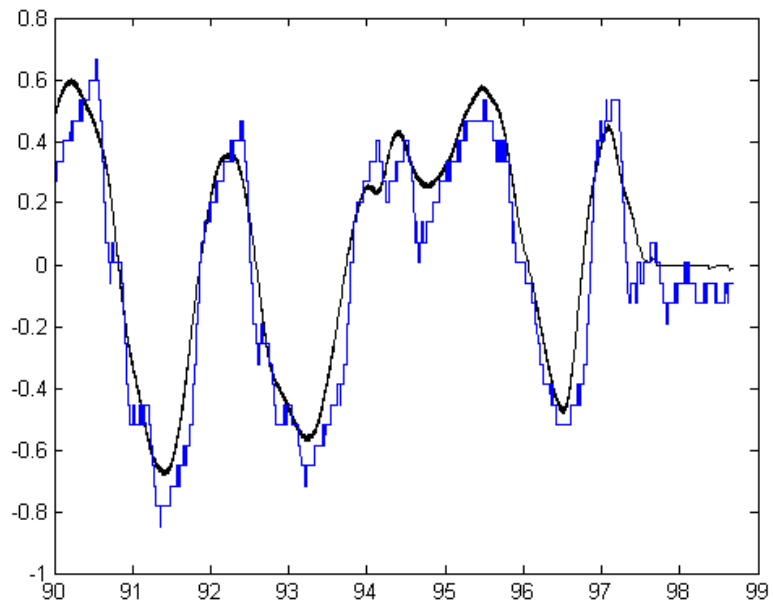


Figura 5.8: r e m versus tempo - sensor (5.12)

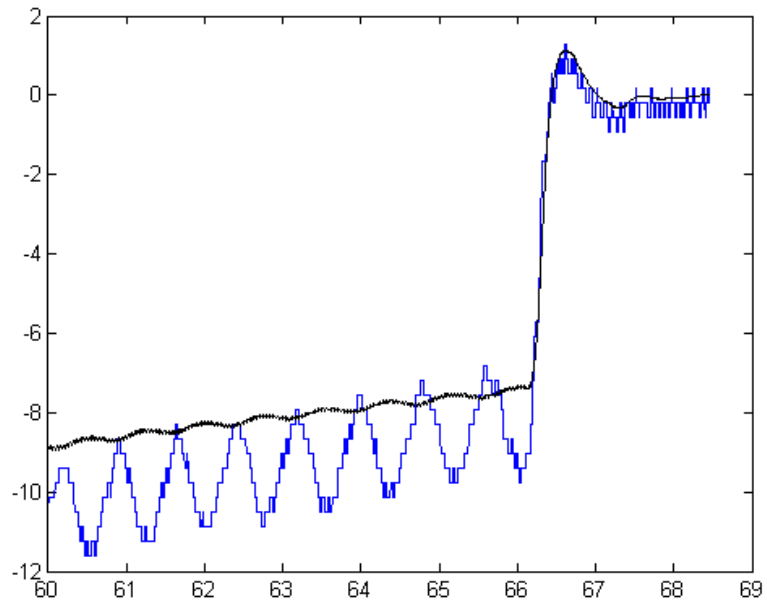


Figura 5.9: r e m versus tempo - sensor (5.14)

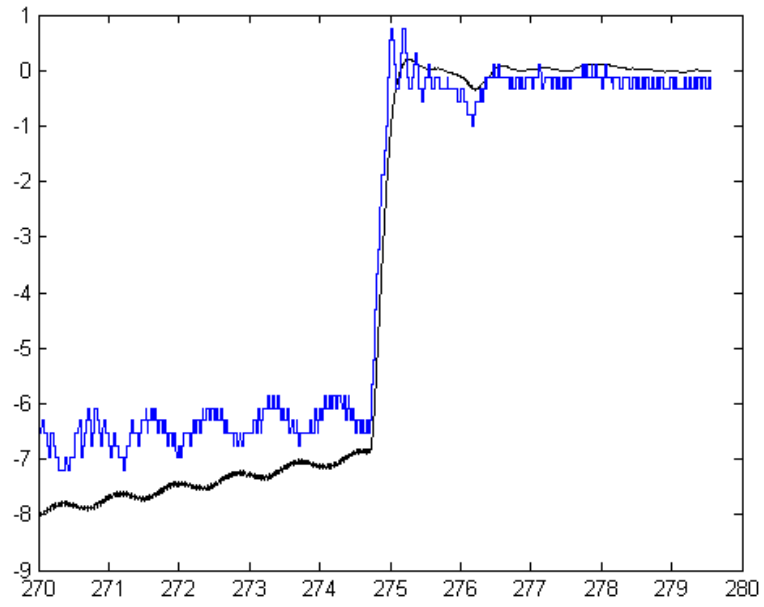


Figura 5.10: r e m versus tempo - sensor (5.15)

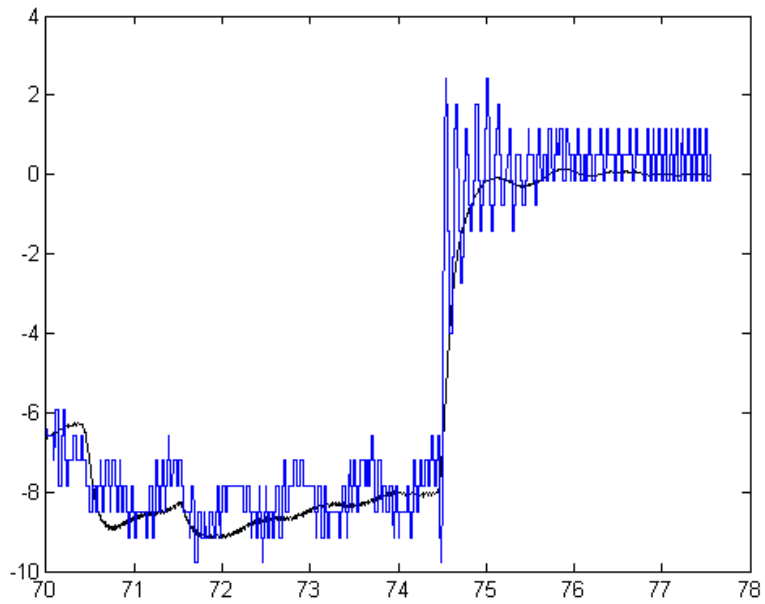


Figura 5.11: r e m versus tempo - sensor (5.16)

Capítulo 6

Conclusão

Neste trabalho foram realizadas as primeiras atividades com o equipamento eletromecânico de bancada com dinâmica rotacional: o giroscópio com três graus de liberdade (*3D Gyroscope*) da *Quanser Innovate Educate*. Foram apresentados alguns desafios associados ao controle de dois dos três graus de liberdade do giroscópio. Visando fornecer uma estrutura preliminar para futuras atividades nesta bancada, foram desenvolvidos malhas de controle para o rotor do giroscópio, chaves de segurança, estimadores de velocidade e arquivos padrões no Matlab/Simulink (*templates*) para facilitar o uso desta plataforma por estudantes. A modelagem não-linear para os três graus de liberdade foi apresentada e um modelo linear aproximado associado a dois graus de liberdade foi explorado. A comparação de simulação com experimento evidenciou a grande precisão da modelagem realizada. E foi basicamente a partir do modelo que todos os controladores considerados no trabalho foram sintonizados.

Duas foram as principais aplicações abordadas neste projeto: o desenvolvimento de uma plataforma experimental artificial de fase não-mínima para ser explorada futuramente por estudantes e o desenvolvimento de um estimador de velocidade angular, denominado de *Rate Gyro*.

Buscando estabilizar o sistema linear em malha fechada, inspirado pelo manual do fabricante, optou-se por um controlador não muito convencional - um compensador com zero de fase não mínima. Apesar de ser uma escolha simples, resultou em um sistema em malha fechada de fase não-mínima. Este sistema artificial de fase não-mínima foi explorado por uma estratégia que assegura rastreamento prático de trajetória, ou seja, permitindo erros residuais, apenas para avaliar o desempenho da bancada e verificar a viabilidade de se implementar esquemas de controle para sistemas de fase não mínima.

Por outro lado, foram testados vários tipos de ajustes do estimador *Rate Gyro* sob condições de desempenho específicas. Os resultados experimentais foram comparados com o resultado da estimativa obtida por derivação suja do sinal de posição aquisitado como *encoder* incremental. Os resultados mostraram a boa capacidade de

sensoramento da configuração e a sua versatilidade quanto a ajustes paramétricos.

Durante o trabalho foram pesquisadas diversas estratégias de controle existentes, levando em conta suas limitações, restrições e deficiências. Também foi possível analisar pontos importantes no que tange a seguimento de trajetória para sistemas. Foi visto que a propriedade de fase não-mínima, neste caso, é um grande impecílio. Tratar um sistema de fase não-mínima não foi tarefa trivial.

De forma geral, obteve-se uma significativa contribuição para o melhor entendimento dos problemas associados ao projeto, implementação, modelagem, simulação e ajuste de controladores para o sistema rotacional considerado neste trabalho - o giroscópio da Quanser - tanto do ponto de vista de regulação quanto de rastreamento de trajetória.

Referências Bibliográficas

- [1] QUANSER. “Quanser Method”. . Disponível em: <<http://www.quanser.com/Method>>.
- [2] DE ALBUQUERQUE, E. R. S. M. “Avaliação de Estratégias de Controle por Busca Extremal: Teoria e Experimentos”, *UFRJ*, 2013.
- [3] BEZERRA, L. B. *Implementação de uma Bancada para o Controle Eletrônico de Motores Síncronos de Ímã Permanente Utilizando um DSP*. Tese de Mestrado, UFRJ, 2004.
- [4] FLOREZ, F. A. C. “Implementação de uma bancada de ensaios para análise de estratégias de controle de sistemas de refrigeração e ar condicionado”, *UNICAMP*, 2004.
- [5] DA COSTA CUNHA VASCONCELLOS, C. S., CATUNDA, P. R. Y. “Projeto, Construção e Controle de um Protótipo de um Quadrirrotor”, *UFRJ*, 2013.
- [6] PEREIRA, R. J. G. “Montagem da Bancada de Robôs Holonômicos para o Laboratório de Engenharia de Controle e Automação”, *UFRJ*, 2012.
- [7] DE BARROS, F. F. “Sistemas de Controle de Nível e Temperatura de uma Bancada Didática do LTTC”, *UFRJ*, 2013.
- [8] DE SOUZA, A. D. C. “Projeto do Sistema de Controle de Uma Bancada Didática para Posicionadores Eletro-Hidráulicos Proporcionais”, *UFSC*, 2003.
- [9] GREGORY L. PLETT, D. K. S. “Multidisciplinary Lab-Based Controls Curriculum”. In: *American Society for Engineering Education Annual Conference & Exposition*, 2001.
- [10] QUANSER. *Gyroscope Position Control using QuaRC Instructor Manual*, .
- [11] MINGUENS, A. P. *Navegação: A Ciência e a Arte*. 1996.

- [12] RUSSELL, S. P., ROCK, S. M. “Development of a Programmable Rotational Motion Laboratory Demonstrator”, *Stanford University, Stanford, CA, 94305*, 2011.
- [13] WIKIPEDIA. “Gyroscope”. . Disponível em: <<http://en.wikipedia.org/wiki/Gyroscope>>.
- [14] MORA, D. J. L. O., BELTRÁN, D. E. R. “Robust Stability Of A Gyroscope Using Linear Matrix Inequalities”, *Conciencia Tecnológica*, 2008.
- [15] OROZCO-MORA, J., RUIZ-LEÓN, J., HENRION, et al. “Real-Time H2 and Hinfinite Control of a Gyroscope using a Polynomial Approach”, *Latin American Applied Research*, 2005.
- [16] SHUKUIN, N., ICHIHASHI, Y., EISAKA, T. “Design of Add-On Robust Compensators for Gyro/Servo Combinations”. In: *International Joint Conference*, 2006.
- [17] QUANSER. *Specialty Plant: 3 DOF Gyroscope User Manual*, .
- [18] ROBERT H. CANNON, J. *Dynamics of Physical Systems*. 1967.
- [19] FRANKLIN, POWELL. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Prentice Hall, 2010.
- [20] SASTRY, S. *Nonlinear Systems Analysis, Stability, and Control*. Springer, 1999.
- [21] LEVY, D. “Análise de controle de sistemas de fase não-mínima e sistemas com tempo morto”, *UFRJ*, 2009.
- [22] ALBUQUERQUE, I. F. *Controle Adaptativo Robusto de Nanoposicionadores Piezoelétricos com Dinâmica de Fase Não-Mínima*. Tese de Mestrado, UFRJ, 2010.
- [23] WANG, H. *Inversion-Based Control Tools for High-Speed Precision Tracking/Transition in Emerging Applications*. Tese de Mestrado, School-New Brunswick, 2013.
- [24] MERWIN, O. J. *Control Design of an Unstable Nonminimum Phase Aircraft Subject to Control Surface Saturation*. Tese de Mestrado, Air University, 1989.
- [25] ZHAO, S. *Practical Solutions to the Non-Minimum Phase and Vibration Problems under the Disturbance Rejection Paradigm*. Tese de Mestrado, Cleveland State University, 2012.

[26] ISIDORI, A., BYRNES, C. I. “Output Regulation of Nonlinear Systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 35, 1990.

[27] ISIDORI, A. *Nonlinear Control Systems*. Springer.