Marco Antonio Grotkowsky

**Sistemas de Controle Distribuídos:
Desenvolvimento de uma Aplicação para
Veículos Submarinos Não Tripulados**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção de Título de Mestre em Engenharia.

São Paulo
2012

Marco Antonio Grotkowsky

**Sistemas de Controle Distribuídos:
Desenvolvimento de uma Aplicação para
Veículos Submarinos Não Tripulados**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção de Título de Mestre em Engenharia.

Área de concentração:
Controle e Automação

Orientador:
Newton Maruyama

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, de novembro de 2012.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Grotkowsky, Marco Antonio

**Sistemas de controle distribuídos: desenvolvimento de uma aplicação para veículos submarinos não tripulados / M.A. Grotkowsky. -- ed.rev. -- São Paulo, 2012.
103 p.**

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos.

1. Sistemas de controle I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos II. t.

Dedicatória

*A meus pais Daniel e
Marli e às minhas irmãs
Thalita e Daniella*

Agradecimentos

Ao professor Dr. Newton Maruyama pela orientação e pela paciência demonstrada durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores Dr. Paulo Eigi Miyagi e Dr. Oswaldo Horikawa pelas valiosas sugestões realizadas com base no texto do Exame de Qualificação.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela bolsa de mestrado concedida.

Ao amigo Marcelo Shinmyo pelo apoio e por auxiliar na preparação da apresentação deste trabalho.

À minha família: Daniel, Marli, Luiz, Thalita, Raphael, e Daniella, pelo apoio e motivação.

Lista de Figuras

1.1	Diagrama da arquitetura centralizada. A letra S representa sensor, e a letra A representa atuador.	p. 22
1.2	Diagrama da arquitetura distribuída. A letra S representa sensor, e a letra A representa atuador.	p. 23
1.3	VSNT LAURS.	p. 25
1.4	Biblioteca de blocos do TrueTime	p. 25
1.5	Sequência de operações.	p. 27
1.6	Carta de tempo ilustrando possíveis atrasos no laço de controle.	p. 28
2.1	Sistemas de coordenadas inercial e fixo ao corpo do veículo (modelo CAD do VSNT adaptado do trabalho de Avila (2008)).	p. 31
2.2	Comparação entre modelo linearizado e não linear. Em (a), a região de operação está mais próxima dos pontos de linearização do que a região de operação correspondente a (b).	p. 35
2.3	Comparação das respostas no tempo das velocidades angulares obtidas na simulação utilizando o modelo linearizado (linha tracejada) e o modelo não linear (linha contínua).	p. 36
2.4	Análise modal dos modos cujos polos são: (a) $s = 0$; (b) $s = 0$; (c) $s = 0$; (d) $s = 0$; (e) $s = -0.12 + 4.65i$; (f) $s = -0.12 - 4.65i$	p. 38
2.5	Análise modal dos modos cujos polos são: (a) $s = 0.0009 + 1.52i$; (b) $s = 0.0009 - 1.52i$; (c) $s = -0.023 + 0.65i$; (d) $s = -0.023 - 0.65i$; (e) $s = -0.061$; (f) $s = -0.83$	p. 39
2.6	(a) Entrada correspondente à força de avanço X ; (b) Influência da força X nas variáveis de estado.	p. 41
2.7	(a) Entrada correspondente à força de deriva Y ; (b) Influência da força Y nas variáveis de estado.	p. 41
2.8	(a) Entrada correspondente à força de arfagem Z ; (b) Influência da força Z nas variáveis de estado.	p. 41
2.9	(a) Entrada correspondente ao torque de balanço K ; (b) Influência do torque K nas variáveis de estado.	p. 42

2.10 (a) Entrada correspondente ao torque de caturro M ; (b) Influência do torque M nas variáveis de estado.	p. 42
2.11 (a) Entrada correspondente ao torque de guinada N ; (b) Influência do torque N nas variáveis de estado.	p. 42
3.1 Ilustração da estratégia de prevenção de colisão.	p. 49
3.2 Resultado de simulação do algoritmo de guiagem e de prevenção de colisão. As setas verdes indicam a orientação do veículo para cada posição correspondente.	p. 50
3.3 Diagrama de blocos contendo estrutura do Preditor de Smith, adaptado de Goodwin, Graebe e Salgado (2000).	p. 51
3.4 Carta de tempo apresentando h_k . Os sensores realizam coleta de dados nos instantes γ_k	p. 53
3.5 Diagrama de blocos do Sistema de Controle Discreto.	p. 54
4.1 Diagrama de blocos do sistema de controle com compensador $\mathbf{K}_c(s)$	p. 56
4.2 Ilustração dos valores singulares do sistema de controle em malha aberta, e das barreiras de estabilidade e robustez.	p. 57
4.3 Diagrama de Nyquist de $\epsilon_M(j\omega)$	p. 58
4.4 Módulo de $\epsilon_M(j\omega)$ em função da frequência.	p. 59
4.5 Mensagens identificadas com seus respectivos <i>timestamps</i>	p. 60
4.6 Histograma dos atrasos τ_{sc}	p. 60
4.7 Função densidade de probabilidade dos atrasos.	p. 61
4.8 Valores Singulares de $\mathbf{G}_p(j\omega)\mathbf{K}_c(j\omega)$ e barreiras de robustez.	p. 63
4.9 Valores singulares de $(\mathbf{G}_p(j\omega)\mathbf{K}_c(j\omega))(\mathbf{I} + \mathbf{G}_p(j\omega)\mathbf{K}_c(j\omega))^{-1}$ e barreira de estabilidade.	p. 64
4.10 Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando-se o controlador LQG/LTR.	p. 65
4.11 Sinal de controle com e sem atrasos aleatórios.	p. 65
4.12 Velocidade de avanço u , e velocidades angulares de caturro q e guinada r	p. 65
4.13 Esforços de controle X , M e N	p. 66
4.14 Trajetória do VSNT para 60s de simulação.	p. 66

5.1	Carta de tempo apresentando $h_k > T_a$, e $h_{k+1} < T_a$. Os sensores realizam coleta de dados nos instantes y_k	p. 67
5.2	Ganho de Distúrbio do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k < T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).	p. 69
5.3	Diagrama de Nyquist do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k < T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).	p. 69
5.4	Região de estabilidade para sistema de controle da velocidade de avanço u com e sem compensador do <i>jitter</i> do intervalo de amostragem, respectivamente nas cores verde e azul.	p. 70
5.5	Ganho de Distúrbio do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k > T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).	p. 70
5.6	Diagrama de Nyquist do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k > T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).	p. 71
5.7	Gráficos correspondentes à velocidade de deriva v : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);	p. 71
5.8	Gráficos correspondentes à velocidade de arfagem w : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);	p. 72
5.9	Gráficos correspondentes à velocidade de angular de balanço p : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);	p. 72
5.10	Gráficos correspondentes à profundidade z : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);	p. 73

5.11 Gráficos correspondentes ao rumo ψ : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);	p. 73
5.12 Ganho de Distúrbio com $h_k = 1.5s$ para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).	p. 74
5.13 Diagrama de Nyquist para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).	p. 75
5.14 Ganho de Distúrbio (— —), e função de sensibilidade ($j\omega$) (—) para o sistema de controle da velocidade de avanço u com compensador do <i>jitter</i>	p. 75
5.15 Região de estabilidade para sistema de controle do rumo ψ com e sem controlador preditivo, respectivamente nas cores verde e azul.	p. 76
5.16 Diagrama de blocos do sistema de controle do VSNT.	p. 79
5.17 Detalhes do bloco azul da figura 5.16, correspondente ao microcontrolador utilizado.	p. 80
5.18 Detalhes do bloco cinza da figura 5.16, correspondente à rede de comunicação.	p. 81
5.19 Taxas de colisão para os casos 1 a 4.	p. 83
5.20 Tempos de espera para cada tarefa para os casos 1 a 4.	p. 84
5.21 Custo J_c médio para: (a) velocidade de avanço u ; (b) velocidade de deriva v ; (c) velocidade de arfagem w ; (d) velocidade angular de balanço p ; (e) profundidade z ; (f) rumo ψ	p. 85

Lista de Tabelas

- 2.1 Nomenclatura utilizada para veículos submarinos (FOSSEN, 1994). p. 30
- 6.1 Comparação do compensador do *jitter* no intervalo de amostragem com o caso onde não há estratégias de compensação implementadas. p. 87

Lista de Símbolos

τ_{sc}^k - Atraso durante transmissão da mensagem entre o sensor e o controlador, p. 27

τ_{ca}^k - Atraso durante transmissão da mensagem entre o controlador e o atuador, p. 27

τ_c^k - Atraso entre no microcontrolador, p. 27

T_a - Intervalo de amostragem, p. 27

y_k - Sinal coletado pelo sensor no instante, p. 27

τ_0 - Instante de tempo em que sensor envia sinal, p. 28

τ_1^k - Instante de tempo em que mensagem chega no microcontrolador, p. 28

τ_2^k - Instante de tempo em que tarefa de controle é executada, p. 28

τ_3^k - Instante de tempo em que mensagem é transmitida pelo microcontrolador, p. 28

τ_4^k - Instante de tempo em que sinal de controle chega no atuador, p. 28

τ_T^k - Atraso total, p. 28

x - Posição na direção de avanço, p. 30

y - Posição na direção de deriva, p. 30

z - Posição na direção de arfagem, p. 30

ϕ - Orientação na direção de balanço, p. 30

θ - Orientação na direção de caturro, p. 30

ψ - Orientação na direção de guinada, p. 30

u - Velocidade de avanço, p. 31

v - Velocidade de deriva, p. 31

w - Velocidade de arfagem, p. 31

p - Velocidade angular de balanço, p. 31

q - Velocidade angular de caturro, p. 31

r - Velocidade angular de guinada, p. 31

X - Força na direção de avanço, p. 31

Y - Força na direção de deriva, p. 31

Z - Força na direção de arfagem, p. 31

K - Torque na direção de balanço, p. 31

M - Torque na direção de caturro, p. 31

N - Torque na direção de guinada, p. 31

η_1 - Vetor de posição no sistema de coordenadas inercial, p. 31

η_2 - Vetor de orientação no sistema de coordenadas inercial, p. 31

η - Vetor de posição e orientação no sistema de coordenadas inercial, p. 31

v_1 - Vetor de velocidade no sistema de coordenadas fixo ao corpo do veículo, p. 31

v_2 - Vetor de velocidade angular no sistema de coordenadas fixo ao corpo do veículo, p. 31

v - Vetor de velocidades lineares e angulares no sistema de coordenadas fixo ao corpo do veículo, p. 31

τ_1 - Vetor de força no sistema de coordenadas fixo ao corpo, p. 31

τ_2 - Vetor de torque no sistema de coordenadas fixo ao corpo, p. 31

τ - Vetor de força e torque no sistema de coordenadas fixo ao corpo, p. 31

$J(\eta)$ - Matriz de rotação, p. 31

$J_1(\eta_2)$ - Matriz de rotação, p. 31

$J_2(\eta_2)$ - Matriz de rotação, p. 31

M - Matriz de inércia, p. 33

M_{RB} - Matriz de inércia do corpo rígido, p. 33

M_A - Matriz de massa adicionada, p. 33

$C(v)$ - Matriz de Coriolis e centrípeta, p. 33

$C_{RB}(v)$ - Matriz de Coriolis e centrípeta do corpo rígido, p. 33

$C_A(v)$ - Matriz de Coriolis hidrodinâmica e centrípeta, p. 33

$J_F(\cdot)$ - Matriz Jacobiana, p. 34

δx_L - Variável de estado relativa ao ponto de linearização, p. 34

δu_L - Sinal de controle relativo ao ponto de linearização, p. 34

λ - Autovalores, p. 37

s - Variável de Laplace, p. 37

P - Ganho proporcional do controlador PID, p. 47

I - Ganho integral do controlador PID, p. 47

D - Ganho derivativo do PID, p. 47

Z - Variável da transformada Z para os sistemas discretos, p. 48

ρ_0 - Raio da circunferência (algoritmo LOS), p. 50

$x_d(t)$ - Posição desejada no eixo x (algoritmo LOS), p. 50

$y_d(t)$ - Posição desejada no eixo y (algoritmo LOS), p. 50

ρ - Distância entre a posição atual e desejada (algoritmo LOS), p. 50

h_k - Intervalo de tempo entre execuções consecutivas da tarefa do controlador, p. 52

A_p - Matriz de estado, p. 55

$x_p(t)$ - Vetor de estados do sistema, p. 55

B_p - Matriz de entrada, p. 55

$u_c(t)$ - vetor de entradas do sistema, p. 55

L_p - Parâmetro do controlador LQG/LTR, p. 55

$\xi(t)$ - Ruído branco Gaussiano, p. 55

$y_p(t)$ - Vetor de saídas do sistema, p. 55

C_p - Matriz de saída, p. 55

$v_p(t)$ - Ruído branco Gaussiano, p. 55

Q_c - Matriz de ganho, p. 56

R_c - Matriz de ganho, p. 56

H_c - Matriz de ganho, p. 56

μ - Parâmetro do controlador LQG/LTR, p. 56

G_c - Matriz de ganho, p. 57

ρ - parâmetro do controlador LQG/LTR, p. 57

K_r - Matriz de ganho, p. 57

I - Matriz Identidade, p. 57

$\mathbf{G}_N$ - Modelo do sistema sem atraso , p. 57

ω - Frequência, p. 57

$\mathbf{G}_R$ - Modelo do sistema com atraso, p. 57

ϵ_M - Erro multiplicativo, p. 58

$\epsilon_M(j\omega)$ - Norma do erro multiplicativo, p. 58

σ_i - Valor Singular, p. 61

$\mathbf{G}_{KF}$ - Matriz de transferência da malha objetivo, p. 62

$\mathbf{x}_C(t)$ - Variáveis de estado do controlador, p. 62

Φ - Matriz de transição do controlador, p. 63

Γ - Matriz de entrada do controlador discretizado, p. 63

τ_M - Margem de atraso, p. 67

J_c - Função de custo, p. 82

n_s - Número de realizações, p. 82

α - Probabilidade de erro na estimação por intervalo, p. 82

$z_{\alpha/2}$ - Variável da distribuição normal, p. 82

$\hat{t}$ - Estimativa da taxa de colisão, p. 82

t - Taxa de colisão, p. 82

e_0 - Margem de erro para a taxa de colisão, p. 82

e_0^J - Margem de erro para a média dos custos, p. 82

s_t - Desvio padrão estimado, p. 82

t_f - Duração da simulação, p. 84

Sumário

Resumo

Abstract

1	Introdução	p. 19
1.1	Motivação	p. 19
1.2	Contextualização	p. 20
1.2.1	Sistemas de tempo real	p. 20
1.2.2	Sistemas de controle distribuídos	p. 21
1.2.3	Veículos Submarinos Não Tripulados	p. 24
1.2.4	Ferramenta True-Time	p. 25
1.2.5	Atrasos na malha de controle	p. 27
1.3	Objetivos	p. 28
1.4	Organização do Trabalho	p. 29
2	Modelagem de Veículos Submarinos Não Tripulados	p. 30
2.1	Modelagem do VSNT LAURS	p. 30
2.1.1	Cinemática	p. 30
2.1.2	Dinâmica	p. 32
2.1.3	Modelo Linearizado	p. 33
2.2	Análise do Modelo	p. 35
2.2.1	Verificação do Modelo Linearizado	p. 35
2.2.2	Análise Modal	p. 37
3	Controladores PID SISO	p. 43
3.1	Sistemas de Controle com Atrasos	p. 43
3.2	Definição das plantas	p. 45

3.3	O Controlador PID SISO	p. 47
3.4	Algoritmo de Guiagem LOS	p. 49
3.5	Controlador Preditivo para Compensação de Atraso	p. 50
3.6	Controlador com Atualização de Parâmetros para Compensação do <i>Jitter</i> no Intervalo de Amostragem	p. 52
3.7	Análise de Resposta em Frequência	p. 53
4	Controlador Robusto Multivariável	p. 55
4.1	Método LQG/LTR	p. 56
4.2	Modelagem da Incerteza	p. 57
4.2.1	Incerteza da rede de comunicação	p. 58
4.2.2	Especificações de robustez	p. 60
4.2.3	Loop-shaping	p. 61
4.2.4	Discretização do controlador	p. 62
4.3	Simulação e Resultados	p. 63
5	Resultados	p. 67
5.1	Análise do Compensador Do <i>Jitter</i> no Intervalo de Amostragem	p. 67
5.2	Análise do Controlador Preditivo	p. 76
5.3	Estudo de Cenário	p. 77
5.3.1	Definição do cenário	p. 77
5.3.2	Simulação com o TrueTime	p. 77
5.3.3	Abordagem Estatística	p. 82
5.3.4	Resultados	p. 83
6	Conclusões	p. 86
Anexo A - Equacionamento dinâmico do VSNT		p. 89
A.1	Dinâmica do Corpo Rígido	p. 89
A.2	Forças e Momentos Hidrodinâmicos	p. 94
A.2.1	Massa Adicionada	p. 94
A.2.2	Amortecimento hidrodinâmico	p. 95

A.2.3 Esforços restaurativos	p.96
--	------

Referências	p.100
--------------------	-------

Resumo

Neste trabalho, estuda-se o sistema de controle distribuído de um veículo submarino não tripulado, assumindo-se um sistema com recursos computacionais limitados. A princípio, são discutidos as fontes e os efeitos dos atrasos de tempo introduzidos pela escassez de recursos. Após o detalhamento da modelagem do veículo LAURS, compara-se o desempenho de alguns compensadores de atraso encontrados na literatura. Para isso, um simulador do sistema de controle do veículo LAURS é desenvolvido com o auxílio de uma ferramenta para Matlab que permite simular os aspectos temporais de um sistema limitado. A partir dos resultados das simulações, incluindo-se o estudo de um cenário, conclui-se que embora os compensadores de atraso melhorem o desempenho do sistema de controle, o custo reduzido de um sistema computacional limitado não justifica a incerteza de desempenho que uma aplicação crítica, como é o caso do veículo submarino não tripulado, apresentará. O resultado das simulações é validado estatisticamente.

Abstract

This work studies the networked control system of the unmanned underwater vehicle LAURS considering a resource-constrained computer system. At first, delays sources and effects are discussed. The LAURS model is obtained and used for comparison of delay compensation strategies found in the literature. A simulator for the LAURS control system is developed with the aid of a Matlab Toolbox that emulates timing aspects of the limited operating system and network. Considering the simulation results, including a case scenario, it is argued that despite improving performance, the control system with delay compensation strategies remains unpredictable and prone to fail. Therefore, it is not recommended for critical systems such as the unmanned vehicle LAURS, even with the reduced costs of a resource-constrained computer system. The simulation results are statistically validated.

1 Introdução

1.1 Motivação

O avanço e redução de custo de tecnologias como, por exemplo: micro-controladores, redes de comunicação, e interfaces de rede de comunicação, ofereceram suporte para o desenvolvimento de sistemas de tempo real, e proporcionaram novos meios para a integração de sensores, atuadores, e micro-controladores (BAILLIEUL; ANTSAKLIS, 2007). Um sistema de controle cuja malha de controle é fechada por uma rede de comunicação é definido como um Sistema de Controle Distribuído. Embora existam vantagens da arquitetura distribuída, como: flexibilidade, modularidade, e redução do volume de cabos, a introdução de atrasos de tempo aleatórios provenientes do compartilhamento do meio de comunicação pode prejudicar o desempenho de um sistema de controle (ZHANG, 2001). Além da limitação da rede de comunicação, a capacidade de processamento do microcontrolador também pode ser fonte de atrasos aleatórios, principalmente devido ao compartilhamento do processador por diversas tarefas concorrentes (CERVIN, 2000).

A robótica submarina é um exemplo de aplicação em que se pode utilizar a arquitetura distribuída. Mais especificamente, sensores digitais, microcontroladores, e propulsores de um veículo submarino não tripulado (VSNT) podem ser integrados por meio de uma rede de comunicação. Porém, o VSNT necessita de um sistema computacional de tempo real *hard real time*, dado que a falha de uma tarefa pode causar consequências desastrosas.

Em geral, a literatura trata dos atrasos em sistemas limitados utilizando-se modelos de planta desenvolvidos especificamente para fins de estudo, como observado nos trabalhos de Wu et al. (2010), Årzén et al. (2000) e Nilsson (1998). No caso da robótica submarina, a literatura apresenta a utilização de diferentes arquiteturas e técnicas de controle, mas não se encontra um caso em que um VSNT é implementado com a utilização de um sistema computacional com recursos escassos.

Este estudo relaciona os trabalhos sobre o estudo de atrasos em sistemas de controle distribuídos com os trabalhos sobre sistemas de controle para

VSNTs.

A seguir, são apresentados os conceitos básicos de sistemas de tempo real e sistemas de controle distribuídos, salientando-se a relação destes com a introdução de atrasos. São apresentados: o conceito de veículos não tripulados, a ferramenta de simulação *TrueTime* utilizada neste trabalho, e os atrasos presentes na malha de controle.

1.2 Contextualização

1.2.1 Sistemas de tempo real

Um sistema de tempo real é um sistema que deve satisfazer restrições explícitas de seus tempos de resposta, sob o risco de sofrer consequências sérias, incluindo-se falhas (LAPLANTE, 2004). De acordo com Burns e Wellings (2007), um sistema computacional capaz de responder a estímulos externos antes que determinado prazo se esgote, é um sistema de tempo real. Segundo Silberschatz, Galvin e Gagne (2002), um sistema computacional pode ser dividido em quatro grandes componentes: *hardware*, sistema operacional, aplicativos, e usuários. O *hardware* compreende basicamente a unidade central de processamento, a memória, e os dispositivos de entrada e saída (E/S).

Entre os principais propósitos de um sistema operacional, o que mais se aplica ao contexto do VSNT é o de gerenciamento de recursos de *hardware*, tais como: tempo de processamento, memória, dispositivos de E/S. Para isso, o sistema operacional deve possuir políticas para decidir quais recursos devem ser alocados para determinadas tarefas.

Os aplicativos estão relacionados com o modo pelo qual os recursos de *hardware* são utilizados para solucionar problemas solicitados. No caso do sistema de controle do VSNT considerado neste trabalho, a execução dos aplicativos é realizada sem intervenção de usuários.

Considera-se que um sistema de tempo real pode ser *hard real-time* ou *soft real-time*. De acordo com Silberschatz, Galvin e Gagne (2002), um sistema *hard real-time* garante que os processos críticos em execução serão finalizados sempre dentro do prazo. Para este tipo de sistema, Burns e Wellings (2007) alegam que é absolutamente imperativo que as respostas sejam obtidas dentro do prazo especificado. Para isso, o limite de cada atraso introduzido no sistema deve ser estabelecido. Exemplos deste tipo de sistema são: robôs manipuladores e controladores industriais. Um sistema *soft real-time*, por sua vez, é menos restritivo, e não garante que um processo será concluído dentro

do prazo. Sabe-se que, no caso do VSNT, eventuais atrasos causados pelas limitações do sistema computacional podem prejudicar o desempenho de uma missão e gerar grandes prejuízos materiais. Portanto, o sistema de tempo real do VSNT deve ser *hard real-time*.

O prazo citado no parágrafo anterior corresponde a um limite superior de tempo ao qual uma tarefa não deve ultrapassar, sendo definido como *deadline*. Para que o sistema de tempo real cumpra os *deadlines* estabelecidos, é fundamental que exista uma etapa de análise para definir a capacidade de processamento e estratégia de escalonamento de tarefas.

Até este ponto, foi apresentado o conceito de sistema computacional, sistema de tempo real, e que o VSNT é um sistema crítico, sendo necessário que o sistema computacional utilizado para o controle do mesmo seja de tempo real. O parágrafo a seguir apresenta uma das questões fundamentais que relaciona os sistemas de tempo real com o estudo de sistemas de controle com atrasos.

Cervin (2003) afirma que cada vez mais novas funcionalidades são implementadas em um microcontrolador, na medida em que este último tem sua capacidade multiplicada e seu custo reduzido. Em um sistema de controle embarcado, como é o caso do VSNT, existem várias tarefas que executam paralelamente a outras, e este aspecto tem sido o foco de diversos trabalhos que tratam sobre o escalonamento de tarefas em sistemas operacionais. Porém, de acordo com Cervin (2003), poucos trabalhos tem se concentrado especificamente em tarefas de controle. A motivação de estudar o caso das tarefas de controle vem do fato de que atrasos gerados devido ao escalonamento de tarefas podem influenciar negativamente o desempenho de um dado sistema de controle.

Para Árzén et al. (2000), é necessária a integração entre desenvolvedores da área de computação e da área de controle, pois a distância existente entre estas áreas gera uma falta de compreensão entre uma área e outra. Mais especificamente, enquanto os desenvolvedores da área de computação consideram que uma tarefa de controle é uma simples tarefa com algumas constantes de tempo, os desenvolvedores da área de controle assumem que o controlador projetado será executado em um sistema computacional ideal.

1.2.2 Sistemas de controle distribuídos

Um sistema de controle pode ser desenvolvido com base em diferentes configurações, as quais podem ser classificadas em arquiteturas centralizadas, descentralizadas ou distribuídas em rede. Tradicionalmente, a configuração

utilizada é a centralizada, sendo caracterizada por apresentar ligações ponto-a-ponto entre o microcontrolador e os diferentes sensores e atuadores (figura 1.1) (LIAN, 2001). Para o controle de várias plantas na estrutura centralizada, é possível que várias malhas de controle sejam embarcadas em um mesmo microcontrolador. Entretanto, este tipo de implementação pode sobrecarregar o microcontrolador. A divisão da carga computacional entre diversos microcontroladores, caracterizando a arquitetura descentralizada, é uma tendência motivada pela redução do custo dos microcontroladores. Porém, cada sensor ou atuador ainda se mantém conectado de forma ponto-a-ponto ao seu controlador correspondente.

De acordo com Lian (2001), a tradicional ligação ponto-a-ponto não é adequada para cumprir os requisitos dos sistemas modernos, tais como: modularidade, controle descentralizado, facilidade de manutenção, e custos reduzidos. Felizmente, o avanço das redes de comunicação e a capacidade de equipar sensores e atuadores com interfaces de rede motivaram a utilização da arquitetura distribuída (figura 1.2). Neste caso, cada dispositivo do sistema é conectado a uma rede de comunicação (por exemplo: CAN, TCP/IP, UDP/IP).

Para Baillieul e Antsaklis (2007), a diminuição do custo dos microprocessadores e o uso das redes de comunicação introduziram duas principais mudanças no modo que sistemas de controle são analisados e projetados: A necessidade de se considerar a rede de comunicação na fase de modelagem, pois esta influencia explicitamente na dinâmica do sistema; e a transição do uso de arquiteturas centralizadas para distribuídas.

Por um lado, o uso da arquitetura distribuída proporciona diversas vantagens, como: flexibilidade, modularidade, redução de custos com cabeamento, e diminuição do peso e espaço do sistema de controle (LIAN, 2001; BRANICKY; PHILLIPS; ZHANG, 2000; YU, 2008). Por outro lado, o fato do mesmo canal de comunicação ser compartilhado por diversos componentes gera um grande inconveniente: a limitação do acesso ao meio de comunicação. Desse modo, a configuração distribuída introduz atrasos e perda de pacotes na comunicação

Figura 1.1: Diagrama da arquitetura centralizada. A letra S representa sensor, e a letra A representa atuador.

Figura 1.2: Diagrama da arquitetura distribuída. A letra S representa sensor, e a letra A representa atuador.

(LIAN, 2001; ZHANG, 2001). Outras desvantagens desse tipo de sistema estão relacionadas à limitação da largura de banda e quantização (YU, 2008).

Com relação à fase de projeto deste tipo de sistema, Walsh, Ye e Bushnell (1999) argumentam que o objetivo principal do projeto de um sistema de controle distribuído é utilizar de forma eficiente a capacidade do meio de comunicação enquanto se mantém cumpridas as especificações de desempenho. A seguir, alguns aspectos a serem considerados em um projeto de um sistema de controle distribuído são descritos, sob o ponto de vista do sistema computacional.

- capacidade da CPU: O tempo de resposta da CPU depende da capacidade da mesma;
- tipo de rede de comunicação: para a escolha do protocolo de comunicação, é necessário avaliar a facilidade e custo de implementação, mecanismos de tratamento e prevenção de colisão de mensagens, distância máxima permitida entre dispositivos, etc;
- número de tarefas concorrentes no sistema operacional: é importante definir quais operações serão implementadas sequencialmente em uma mesma tarefa, e quais serão separadas em tarefas distintas;
- algoritmo de escalonamento de tarefas: é necessário a escolha da estratégia de escalonamento, podendo ser: cíclica, de prioridade fixa, ou de prioridade dinâmica. Para o escalonamento com prioridade fixa, é necessária a pré-definição de prioridades para cada tarefa;
- algoritmo de controle: Devem ser definidos: o tipo do controlador (P, PI, PID), o número de entradas e saídas (SISO, MIMO), e o método de sintonia;
- Precisão numérica, memória, e consumo de energia.

1.2.3 Veículos Submarinos Não Tripulados

O termo Veículo Submarino Não Tripulado (VSNT) compreende duas classes principais de veículos submarinos: Os Veículos Submarinos de Operação Autônoma (VSOA) e os Veículos Submarinos de Operação Remota (VSOR) (BUTTON et al., 2009; NEEDS; COUNCIL, 1996). Segundo Button et al. (2009), o VSOR é um veículo não tripulado possuidor de um cabo umbilical que transfere energia, dados de sensores, e comandos de atuação provenientes de operadores humanos. Desse modo, o alcance de um VSOR é limitado pelo comprimento do cabo umbilical, mas por outro lado, este tipo de veículo pode ter um tempo de autonomia ilimitado. Ainda conforme Button et al. (2009), um VSOA é um veículo capaz de realizar missões pré-programadas, com pouca ou nenhuma intervenção humana. Ao contrário do VSOR, o VSOA possui tempo de autonomia limitado mas com alcance muito superior ao primeiro. Além desses dois subgrupos, alguns autores reconhecem um terceiro subgrupo: os Veículos Submarinos Semi-Autônomos (VSSA) (AGUILAR, 2007; ZANONI, 2012).

Recentemente, os VSNTs passaram a ser amplamente utilizados para fins comerciais e científicos. Entre suas principais aplicações, podemos destacar: a capacidade de exploração de regiões inacessíveis e perigosas, reduzindo a possibilidade de acidentes envolvendo vidas humanas; monitoração de regiões com pouca visibilidade, facilitando o planejamento de operações com mergulhadores; realização de inspeção e reparos em propulsores ou outras partes submersas de veículos marinhos; busca e resgate de materiais submersos com a utilização de visão computacional para reconhecimento de objetos; monitoração da fauna e flora marítima, tanto para fins comerciais como indústria da pesca, quanto para fins de pesquisa científica; inspeção de dutos de óleo, e da indústria *off shore* para exploração de gás e petróleo (HSU et al., 2000).

Neste trabalho, o VSNT é utilizado como um caso de estudo para sistemas de controle distribuídos. Como mencionado no início deste capítulo, os atrasos introduzidos pela utilização de recursos computacionais limitados podem prejudicar o desempenho do sistema de controle.

O fato da manobrabilidade do VSNT ser limitada pela energia necessária para movê-lo tornam o projeto do sistema de controle bastante complexo. Como analogia, refere-se ao caso do *docking* de grandes embarcações, que são operações críticas, e requerem mão de obra especializada. Em outras palavras, a capacidade dos atuadores, a resistência dos componentes do veículo, e a interação do mesmo com o fluido ao seu redor impossibilitam um controle trivial. O problema de controle se torna ainda mais complexo quando sistemas de posicionamento e prevenção de colisões sofrem influência de atrasos e do

esgotamento dos recursos do sistema.

A figura 1.3 apresenta o VSNT LAURS, construído no Departamento de Engenharia Mecatrônica da Escola Politécnica da USP. Apesar de o veículo LAURS ser concebido inicialmente como um VSOR, este trabalho não considera o cabo umbilical característico deste tipo de veículo, isto é, o foco aqui está na operação do mesmo quando esta é realizada sem a necessidade de um operador humano.

Figura 1.3: VSNT LAURS.

1.2.4 Ferramenta True-Time

Neste trabalho, a análise do desempenho do sistema de controle é realizada com o auxílio de simulações. Nesse contexto, a ferramenta TrueTime para Matlab, desenvolvida pela Universidade de Lund na Suécia (OHLIN; HENRIKSSON; CERVIN, 2007; CERVIN; OHLIN; HENRIKSSON, 2007; CERVIN et al., 2006), é utilizada para simular o sistema computacional do VSNT LAURS.

A ferramenta em questão permite simular os aspectos temporais do sistema operacional e da rede de comunicação dentro do ambiente Simulink,

Figura 1.4: Biblioteca de blocos do TrueTime

em conjunto com a dinâmica em tempo contínuo da planta a ser controlada. O programa consiste em uma biblioteca de blocos (figura 1.4) correspondentes ao *kernel* (*TrueTime kernel*), rede de comunicação convencional (*TrueTime Network*), rede sem fio (*TrueTime Wireless Network*), bateria (*TrueTime battery*), nó de transmissão de mensagem para a rede *ttSendMsg*, e nó de recepção de mensagem da rede *ttGetMsg*. O bloco *TrueTime kernel* permite a execução de tarefas programadas pelo usuário, e lida com interrupções causadas por algoritmos de controle, processos de entrada e saída, interface de rede, além de possuir conversores A/D e D/A.

A política de escalonamento utilizada pelo *TrueTime kernel* é escolhida entre:

- RR (*Round-Robin*): Cada tarefa possui um mesmo intervalo de tempo (*time-slice*) fixo para ser executada. Uma vez que esse intervalo de tempo é esgotado, a tarefa sofre preempção por parte de outra tarefa da fila;
- FP (*Fixed-Priority*): Cada tarefa possui uma prioridade fixa, e sua execução somente sofre interrupções caso outra tarefa de maior prioridade entre na fila de espera;
- RM (*Rate-Monotonic*): Semelhante ao FP. Porém, as prioridades das tarefas periódicas são escolhidas de acordo com a frequência de execução das mesmas; Tarefas com frequência de execução maior possuem prioridade superior, em relação a tarefas com frequência de execução menor.
- EDF (*Earliest-Deadline-First*): Neste caso, o sistema operacional associa a maior prioridade para o processo cujo prazo está mais próximo de ser vencido.

Para a simulação do sistema de controle, os blocos da biblioteca *TrueTime* são conectados aos convencionais blocos do Matlab Simulink. Alguns protocolos de comunicação suportados pelo *TrueTime* são: *Ethernet*, *CAN*, *Token Bus*, *WLAN*, *ZigBee*, entre outros.

Embora somente as interações mais relevantes para o comportamento do sistema em relação aos atrasos possam ser modeladas, considera-se que a ferramenta *TrueTime* permite uma simulação com um riqueza de detalhes próxima ao sistema real. A ferramenta considera: atrasos de pré e pós processamento, mecanismos de detecção de colisão de mensagens (compostas por pacotes de comunicação) e de prevenção de ocorrência de colisão, e a probabilidade de se perder pacotes de comunicação. Os códigos das funções para os processos ou comandos de inicialização podem ser escritos em linguagem C++ ou em linguagem Matlab.

1.2.5 Atrasos na malha de controle

Como mencionado anteriormente, existem duas principais fontes de atrasos aleatórios em um dado sistema de controle: a rede de comunicação e o escalonamento de tarefas no microcontrolador (NILSSON, 1998; CERVIN, 2003).

Os atrasos provenientes do compartilhamento do meio de comunicação ocorrem entre cada sensor e o controlador (atraso τ_{sc}^k), e entre o controlador e cada atuador (atraso τ_{ca}^k). Este tipo de atraso depende basicamente da velocidade da rede de comunicação, do tamanho das mensagens, da quantidade de nós presentes, e da frequência no envio de mensagens por cada nó. Além disso, o número de canais para recebimento de mensagens no controlador pode limitar o aproveitamento da rede de comunicação.

A segunda fonte de atrasos aleatórios é constituída por dois intervalos de tempo: o primeiro corresponde ao tempo entre o instante em que a mensagem chega no microcontrolador e o instante em que ela é de fato utilizada na tarefa de controle. Este intervalo depende das políticas de escalonamento de tarefas do sistema. O segundo intervalo de tempo corresponde ao atraso devido ao cálculo computacional do sinal de controle, que depende do tipo de algoritmo de controle utilizado. Nota-se que este tipo de atraso é aleatório, visto que a tarefa de controle pode sofrer preempção por outra tarefa. Neste texto, o atraso entre a chegada do sinal de sensoriamento e a saída do sinal de controle, no controlador, é denominado atraso τ_c^k .

Enquanto a figura 1.5 apresenta instantes relevantes em um ciclo de controle, a figura 1.6 ilustra os atrasos τ_{sc}^k , τ_{ca}^k , e τ_c^k .

A implementação de um sistema de controle pode ser realizada de várias maneiras, de acordo com a forma que é realizada a sincronização entre cada dispositivo inserido no sistema. Neste trabalho, o sensor é considerado como um componente cujo sinal é coletado periodicamente nos instantes $\tau_0 + kT_a$ a cada ciclo de controle k , gerando os sinais y_k . Em contrapartida, o controlador e o atuador são orientados a eventos. Portanto sinais que chegam

Figura 1.5: Sequência de operações.

Figura 1.6: Carta de tempo ilustrando possíveis atrasos no laço de controle.

no microcontrolador no instante $\tau_1^k + kT_a$ são colocados na fila para serem executados. Uma vez que o processador é alocado para a tarefa de controle, esta é executada no instante $\tau_2^k + kT_a$ e, após o cálculo do sinal de controle, a mensagem correspondente é transmitida do microcontrolador para a rede no instante $\tau_3^k + kT_a$. Finalmente, o sinal de controle é executado imediatamente quando chega no nó de atuação, no instante $\tau_4^k + kT_a$. Nota-se que τ_0 não possui índice superior, pois considera-se que o sensor realiza coleta de dados com precisão e periodicidade estabelecida por T_a . Por outro lado, as variáveis τ_1^k , τ_2^k , τ_3^k , e τ_4^k possuem índice superior k , pois representam um instante não determinístico, que é diferente a cada ciclo k .

A soma de todos os atrasos entre o instante em que a mensagem é amostrada no sensor, e o instante em que o sinal de controle chega no atuador é denominado: $\tau_T^k = \tau_{sc}^k + \tau_c^k + \tau_{ca}^k$. No desenvolvimento de compensadores para atrasos, podem-se utilizar medições dos atrasos τ_{sc}^k , τ_c^k , ou τ_{ca}^k . Tais valores são obtidos por meio de operações de *timestamping*, que consistem em marcar um dado sinal com o instante de tempo em que o mesmo é gerado (*timestamp*).

1.3 Objetivos

Este trabalho estuda o sistema de controle distribuído do VSNT LAURS. Para desenvolver estratégias de compensação de atrasos, é necessário identificar a fonte dos mesmos e o efeito degradante que os atrasos aleatórios tem sobre o sistema de controle do VSNT.

O objetivo é, por meio da comparação entre o sistema de controle do VSNT sem nenhuma estratégia de compensação de atrasos, e com compensadores existentes na literatura, verificar a eficácia de tais compensadores. Neste trabalho, um compensador do *jitter* no intervalo de amostragem e um controlador preditivo são avaliados. Além disso, um controlador multivariável também é desenvolvido, visando obter robustez aos atrasos de tempo aleatórios.

Devido ao caráter aleatório dos atrasos, considera-se uma abordagem estatística no tratamento dos resultados encontrados. No caso deste trabalho, define-se o número necessário de realizações de simulação para se obter determinado grau de confiança nos resultados.

Para obter resultados que possuem a perspectiva do usuário final do VSNT, estabelece-se um cenário onde o VSNT realiza uma manobra de desvio de obstáculo. Desse modo, uma importante informação a ser avaliada é a taxa de colisão entre o VSNT e o obstáculo.

Com embasamento nos resultados da simulação, o trabalho visa comprovar que embora os compensadores de atrasos semelhantes aos existentes na literatura melhoram o desempenho do sistema de controle, os custos reduzidos de um sistema computacional limitado não justificam a falta de garantia de desempenho que uma aplicação crítica, como é o caso do VSNT, apresenta.

1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado da seguinte forma:

O Capítulo 2 apresenta a modelagem matemática do VSNT LAURS. Após a linearização, são realizadas análises modais e com valores singulares.

O Capítulo 3 define o modelo das plantas a serem controladas e a estrutura do controlador PID a ser considerado. Também é apresentado o algoritmo de guiagem LOS (Line of Sight), o compensador de *jitter* no intervalo de amostragem, e o controlador preditivo. No final do capítulo, discute-se brevemente a análise da resposta em frequência do sistema.

O Capítulo 4 apresenta o desenvolvimento de um controlador multivariável robusto LQG/LTR. Além da apresentação do método, é realizada a modelagem da incerteza introduzida pelo atraso e a simulação do sistema de controle do VSNT.

O Capítulo 5 apresenta os resultados numéricos da aplicação dos compensadores apresentados no Capítulo 3. Além da análise da resposta em frequência, um cenário de manobra crítica do VSNT é elaborado e simulado.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões finais.

2 Modelagem de Veículos Submarinos Não Tripulados

No caso de estudo deste trabalho, é definido um cenário onde um VSNT deve seguir uma trajetória retilínea e, num dado instante aleatório, desviar de um obstáculo. O VSNT considerado utiliza os parâmetros do VSOR LAURS, desenvolvido na EPUSP. Os coeficientes hidrodinâmicos utilizados foram obtidos experimentalmente por Avila (2008).

Para a realização da modelagem, considerou-se que o sistema é não linear e multivariável, possuindo seis graus de liberdade acoplados. Além disso, o VSNT LAURS é um veículo holonômico, ou seja, possui capacidade de atuar de forma independente em cada grau de liberdade.

2.1 Modelagem do VSNT LAURS

O equacionamento do veículo submarino é feito de acordo com Fossen (1994), Souza (2003) e Avila (2008), considerando-se seis graus de liberdade. A notação utilizada é apresentada na tabela 2.1. A modelagem é realizada em duas etapas: modelagem cinemática e modelagem dinâmica.

2.1.1 Cinemática

Para o equacionamento a seguir, dois sistemas de coordenadas são utilizados 2.1: O primeiro é o sistema inercial O , no qual são expressos as posições x , y , e z e os ângulos de Euler ϕ , θ , e ψ . O segundo sistema O_B está fixo

Tabela 2.1: Nomenclatura utilizada para veículos submarinos (FOSSEN, 1994).

GDL	Movimento	Força/Torque	Velocidade	Posição
1	Movimento na direção x (Avanço)	X	u	x
2	Movimento na direção y (Deriva)	Y	v	y
3	Movimento na direção z (Arfagem)	Z	w	z
4	Movimento em torno do eixo x (Balanço)	K	p	ϕ
5	Movimento em torno do eixo y (Caturro)	M	q	θ
6	Movimento em torno do eixo z (Guinada)	N	r	ψ

Figura 2.1: Sistemas de coordenadas inercial e fixo ao corpo do veículo (modelo CAD do VSNT adaptado do trabalho de Avila (2008)).

ao corpo do veículo, e nele são expressas as velocidades lineares de avanço u , deriva v , arfagem w , velocidades angulares de balanço p , caturro q , e guinada r , forças na direção de avanço X , deriva Y , arfagem Z e torques nas direções de balanço K , caturro M , e guinada N . Com base nesta notação, definem-se os vetores correspondentes à posição no sistema de coordenadas inercial O :

$$\eta_1 = [x, y, z]^T; \eta_2 = [\phi, \theta, \psi]^T; \eta = [\eta_1^T, \eta_2^T]^T, \quad (2.1)$$

velocidade no sistema de coordenadas fixo ao corpo O_B :

$$\mathbf{v}_1 = [u, v, w]^T; \mathbf{v}_2 = [p, q, r]^T; \mathbf{v} = [\mathbf{v}_1^T, \mathbf{v}_2^T]^T, \quad (2.2)$$

e forças e torques no sistema de coordenadas fixo ao corpo O_B :

$$\boldsymbol{\tau}_1 = [X, Y, Z]^T; \boldsymbol{\tau}_2 = [K, M, N]^T; \boldsymbol{\tau} = [\boldsymbol{\tau}_1^T, \boldsymbol{\tau}_2^T]^T. \quad (2.3)$$

O vetor de velocidade do veículo no sistema inercial de coordenadas O é relacionado com o vetor de velocidades em coordenadas fixas O_B no veículo a partir da seguinte transformação:

$$\dot{\eta} = J(\eta) \cdot \mathbf{v}, \quad (2.4)$$

ou mais explicitamente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1(\eta_2) & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & J_2(\eta_2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

onde $J_1(\eta_2)$ e $J_2(\eta_2)$ são as matrizes de transformação:

$$J_1(\eta_2) = \begin{bmatrix} c\psi c\theta & -s\psi c\phi + c\psi s\theta s\phi & s\psi s\phi + c\psi c\phi s\theta \\ s\psi c\theta & c\psi c\phi + s\phi s\theta s\psi & -c\psi s\phi + s\theta s\psi c\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

e

$$J_2(\eta_2) = \begin{bmatrix} 1 & s\phi t\theta & c\phi t\theta \\ 0 & c\phi & -s\phi \\ 0 & s\phi/c\theta & c\phi/c\theta \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

onde $c \cdot = \cos(\cdot)$ e $s \cdot = \sin(\cdot)$.

2.1.2 Dinâmica

A modelagem dinâmica trata da análise das forças que geram o movimento. Nesta modelagem, a formulação Newton-Euler é utilizada. Primeiramente, é importante destacar os fenômenos que são considerados na modelagem:

- Dinâmica do corpo rígido,
- Forças e momentos hidrodinâmicos.

As forças de Coriolis e centrípeta causadas pelos atuadores e pela rotação da Terra são desconsideradas, pois estas são muito menores do que as forças atuantes diretamente no veículo. As equações da dinâmica do corpo rígido são desenvolvidas a partir da Segunda Lei de Newton, que relaciona massa, aceleração, e força. Os detalhes do equacionamento são apresentados no anexo A.

Três componentes são considerados na análise dos efeitos hidrodinâmicos sobre o submarino:

- Massa adicionada,
- Amortecimento hidrodinâmico,
- Forças de restauração.

Estas forças podem ser escritas, representativamente, na forma:

$$F_0 = M_0 \ddot{\eta} + C_0 \dot{\eta} + K_0 \eta,$$

onde o termo M_0 é proporcional à aceleração do veículo, e representa o efeito da massa adicionada. O componente C_0 é proporcional à velocidade, e corresponde ao amortecimento hidrodinâmico. O termo K_0 , por sua vez, representa

as forças de restauração, e apresenta um comportamento análogo ao de uma mola.

A modelagem completa do veículo submarino é apresentada na forma:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{v}} + \mathbf{C}(\mathbf{v})\mathbf{v} + \mathbf{D}(\mathbf{v})\mathbf{v} + \mathbf{g}(\boldsymbol{\eta}) = \boldsymbol{\tau}, \quad (2.8)$$

onde

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_{RB} + \mathbf{M}_A, \quad (2.9)$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{v}) = \mathbf{C}_{RB}(\mathbf{v}) + \mathbf{C}_A(\mathbf{v}), \quad (2.10)$$

$\mathbf{M}_{RB}$ simboliza a matriz de inércia, e $\mathbf{C}_{RB}$ representa a matriz de Coriolis e centrípeta, $\mathbf{M}_A$ corresponde à matriz de massa adicionada, e $\mathbf{C}_A(\mathbf{v})$ representa a matriz de Coriolis hidrodinâmica e centrípeta. Para mais detalhes sobre o equacionamento, ver anexo A.

2.1.3 Modelo Linearizado

Os controladores considerados neste trabalho se aplicam a sistemas lineares e invariantes no tempo. Portanto, é necessário que o modelo não linear do VSNT seja linearizado. Objetivando-se obter um sistema linearizado que seja estável, os pontos de linearização são escolhidos com base em um ponto de equilíbrio do sistema representado pelas equações 2.8 e 2.4. Após a linearização, pretende-se obter uma representação do VSNT na forma de espaço de estados:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t), \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde:

- $\mathbf{A} : \mathcal{X} \rightarrow \mathcal{X} (n \times n)$, representa a matriz de estados,
- $\mathbf{B} : \mathcal{U} \rightarrow \mathcal{X} (n \times m)$, a matriz de entrada,
- $\mathbf{C} : \mathcal{X} \rightarrow \mathcal{Y} (m \times n)$, a matriz de saída,
- $\mathbf{x}(t) \in \mathcal{X}$, o vetor de estados,
- $\mathbf{u}(t) \in \mathcal{U}$, a entrada, e
- $\mathbf{y}(t) \in \mathcal{Y}$, a saída do sistema.

Para isso, considerando-se uma equação não-linear de um sistema genérico:

$$\mathbf{y} = f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(\mathbf{x}), \quad (2.12)$$

pode-se utilizar o polinômio de Taylor para aproximar o valor desta função em torno de um ponto de operação $\mathbf{x}_0 = [x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0]$:

$$\hat{y} = f(\mathbf{x}_0) + \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_1}(x_1 - x_1^0) + \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_2}(x_2 - x_2^0) + \dots + \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_n}(x_n - x_n^0) + \dots \quad (2.13)$$

Rearranjando os termos e desprezando parcelas de ordem maior ou igual a dois:

$$\hat{y} - f(\mathbf{x}_0) = \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_1}\Delta x_1 + \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_2}\Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_n}\Delta x_n. \quad (2.14)$$

Dessa forma, $\hat{y}$ pode ser representado na forma linearizada:

$$\Delta \hat{y} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f(\mathbf{x}_0)}{\partial x_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Para o caso específico do VSNT, são utilizadas as matrizes Jacobianas. As equações 2.8 e 2.4 são expressas na forma:

$$[\dot{v}; \dot{\eta}]^T = F(v, \eta, \tau), \quad (2.16)$$

onde F representa um vetor no qual cada elemento corresponde à uma função cujos parâmetros são: v , η , e τ . O modelo linearizado é obtido por:

$$\delta \dot{x}_L = \mathbf{J}_F(v, \eta) \delta x_L + \mathbf{J}_F(\tau) \delta u_L, \quad (2.17)$$

onde $\mathbf{J}_F(\cdot)$ representa a matriz Jacobiana de F ,

$$\delta x_L = [u; v; w; p; q; r; x; y; z; \phi; \theta; \psi]^T,$$

e

$$\delta u_L = [X; Y; Z; K; M; N; 0; 0; 0; 0; 0; 0]^T.$$

As variáveis δx_L e δu_L são relativas ao ponto de linearização, que corresponde a um ponto de equilíbrio local para as equações não lineares do movimento do veículo (equação 2.8).

Para demonstrar a diminuição da precisão do modelo linearizado, as figuras 2.2(a) e 2.2(b) apresentam os resultados da simulação dos modelos linearizados em azul e não lineares em vermelho, para duas regiões de operação. A primeira região de operação (figura 2.2(a)) está situada mais próxima dos pontos de linearização do que a segunda região (figura 2.2(b)).

Figura 2.2: Comparação entre modelo linearizado e não linear. Em (a), a região de operação está mais próxima dos pontos de linearização do que a região de operação correspondente a (b).

Note que o modelo linearizado não é preciso quando o VSNT está na segunda região de operação. Portanto, esta limitação do modelo linear contribui para a incerteza dos resultados obtidos.

2.2 Análise do Modelo

2.2.1 Verificação do Modelo Linearizado

Na linearização realizada, desprezou-se termos de ordem superior a um, e funções trigonométricas foram aproximadas. Como consequência, há um erro entre os valores reais e os calculados pelas equações linearizadas. Esse erro tende a aumentar à medida que a região de operação se afasta dos pontos de linearização. Desse modo, o modelo de planta não é válido em regiões distantes dos pontos de linearização.

Objetivando-se amplificar a incerteza dos resultados obtidos, adota-se uma velocidade de avanço u de 1 m/s , o que é uma velocidade alta se comparada às adotadas em outros estudos com veículos submarinos não tripulados. Os pontos de linearização escolhidos foram:

$$[u, v, w, p, q, r]^T = [1, 0.0, -0.0008, 0.0, 0.001, 0.001]^T,$$

e

$$[X, Y, Z, K, M, N]^T = [391.3701, -0.4655, 0.4252, 0.0002, -0.1272, 0.0115]^T,$$

os quais correspondem à velocidade de avanço de 1 m/s , e velocidades aproximadamente nulas nas outras componentes.

A seguir, é feita uma verificação do modelo linearizado. A verificação

consiste em comparar as respostas simuladas utilizando o modelo não-linear e o linearizado. Para isso, um controlador PID SISO foi projetado para tratar a velocidade de avanço u , com uma entrada de referência de 1 m/s . Como os demais estados são linearizados em torno do zero e o sistema é estável, basta simular o mesmo a partir de condições iniciais próximas dos pontos de linearização.

Assim, as condições iniciais adotadas foram (discrepância de 10%):

$$[u, v, w, p, q, r]^T = [0.9, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1]^T$$

As respostas obtidas para o modelo não-linear e linearizado são apresentadas na figura 2.3

Figura 2.3: Comparação das respostas no tempo das velocidades angulares obtidas na simulação utilizando o modelo linearizado (linha tracejada) e o modelo não linear (linha contínua).

De acordo com a figura 2.3, é possível observar que há correlação entre os resultados da simulação utilizando-se o modelo linearizado e o modelo não

linear, tanto para frequência natural e amortecimento, quanto para os valores absolutos das variáveis.

2.2.2 Análise Modal

Nesta seção, uma análise sobre o sistema linearizado é feita com o objetivo de se conhecer o seu comportamento em relação às suas variáveis de estado. A análise é realizada por meio de autovalores, autovetores, valores singulares, e vetores singulares (MARTIN, 1985; CRUZ, 1996; LUQUE, 2007). Com o auxílio dos autovalores e autovetores, é possível identificar a influência que cada grau de liberdade tem sobre determinado modo de vibrar (ou frequência de oscilação) da planta. Em outras palavras, cada característica (em termos de frequência) observada na resposta do sistema pode ser relacionada com as variáveis de estado. Para isso, obtêm-se os autovalores λ :

$$\lambda = [0; 0; 0; 0; -0.12 + 4.65i; -0.12 - 4.65i; 0.0009 + 1.52i; 0.0009 - 1.52i; -0.023 + 0.65i; -0.023 - 0.65i; -0.061; -0.83],$$

e os autovetores da matriz $\mathbf{J}_F(\nu, \eta)$ (ver equação 2.17) que multiplica o vetor de estados δx_L . Após isso, os autovetores foram normalizados numa escala entre -1 a 1 . O significado físico da análise modal, porém, é prejudicado pelo fato de existirem duas unidades diferentes nas variáveis de estado (m/s e rad/s). Apesar disso, é possível notar uma considerável correlação, como mostram as figuras 2.4(a) a 2.4(f) e 2.5(a) a 2.5(f). Para estas figuras, o eixo das abscissas apresenta cada um dos estados de δx_L , e o eixo das ordenadas apresenta a contribuição (entre -1 e 1) de cada estado para uma determinada frequência de vibração da planta.

Tomando como exemplo a figura 2.5(e), pode-se notar que a variável de estado que mais contribui para o modo de vibrar correspondente ao polo $s = -0.061$, que caracteriza uma resposta estável de primeira ordem, é a posição z , associada ao movimento de arfagem em relação ao sistema inercial O . Da mesma forma, pode-se afirmar que a posição x , associada ao movimento de avanço em relação ao sistema inercial O , está associada ao polo também estável $s = -0.83$ (figura 2.5(f). Em contrapartida, os movimentos de guinada (figuras 2.4(e) e 2.4(f)) e caturro (figuras 2.5(a) e 2.5(b)) estão associados a polos complexos, possuindo então caráter oscilatório.

Figura 2.4: Análise modal dos modos cujos polos são: (a) $s = 0$; (b) $s = 0$; (c) $s = 0$; (d) $s = 0$; (e) $s = -0.12 + 4.65i$; (f) $s = -0.12 - 4.65i$.

Figura 2.5: Análise modal dos modos cujos polos são: (a) $s = 0.0009 + 1.52i$; (b) $s = 0.0009 - 1.52i$; (c) $s = -0.023 + 0.65i$; (d) $s = -0.023 - 0.65i$; (e) $s = -0.061$; (f) $s = -0.83$.

A análise utilizando valores e vetores singulares permite conhecer uma estimativa da influência de cada entrada sobre cada saída do sistema. Em outras palavras, pode-se obter uma indicação do acoplamento entre a entrada e a saída do sistema. Cabe ressaltar que o modelo utilizado nesta análise é o modelo linearizado. Sabe-se que uma matriz de transferência $\mathbf{G}_p(s)$ de um dado sistema pode ser decomposta na forma:

$$\mathbf{G}_p(s = 0) = \mathbf{U}\mathbf{\Xi}\mathbf{V}^H, \quad (2.18)$$

onde $\mathbf{\Xi}$ é uma matriz quadrada diagonal. Sabe-se também que:

$$\mathcal{Y}_p(s) = \mathbf{G}_p(s)r_p(s), \quad (2.19)$$

onde $r_p(s)$ e $\mathcal{Y}_p(s)$ representam, respectivamente, a entrada e a saída do sistema $\mathbf{G}_p(s)$. A partir das relações 2.18 e 2.19, tem-se que:

$$\mathcal{Y}_p(0) = \mathbf{U}\mathbf{V}^H r_p(0), \quad (2.20)$$

e, portanto:

$$\mathbf{U}^{-1}\mathcal{Y}_p(0) = \mathbf{\Xi}\mathbf{V}^H r_p(0). \quad (2.21)$$

Sabendo-se que $\mathbf{\Xi}$ é diagonal, a contribuição de cada entrada para cada saída pode ser investigada com base nas matrizes $\mathbf{U}^{-1}$ e $\mathbf{V}^H$. As figuras 2.6 a 2.11 mostram o acoplamento entre cada entrada do veículo submarino e suas variáveis de estado. A figura 2.9 mostra que o torque de balanço K influencia o ângulo de caturro θ . Nota-se pela figura 2.11 que o torque de guinada N possui grande acoplamento com o ângulo de balanço ϕ . Quando numa manobra de guinada, é possível observar na prática que o veículo tende a rolar. As figuras 2.6 e 2.7 apresentam o grande acoplamento entre as força de avanço X e deriva Y , e as velocidades de deriva v e de avanço u , de forma que o veículo tende a se desviar de uma linha reta, caso realize manobras de avanço ou deriva.

Figura 2.6: (a) Entrada correspondente à força de avanço X ; (b) Influência da força X nas variáveis de estado.

Figura 2.7: (a) Entrada correspondente à força de deriva Y ; (b) Influência da força Y nas variáveis de estado.

Figura 2.8: (a) Entrada correspondente à força de arfagem Z ; (b) Influência da força Z nas variáveis de estado.

Figura 2.9: (a) Entrada correspondente ao torque de balanço K ; (b) Influência do torque K nas variáveis de estado.

Figura 2.10: (a) Entrada correspondente ao torque de caturro M ; (b) Influência do torque M nas variáveis de estado.

Figura 2.11: (a) Entrada correspondente ao torque de guinada N ; (b) Influência do torque N nas variáveis de estado.

3 Controladores PID SISO

Neste capítulo, é realizada uma revisão bibliográfica a respeito de técnicas voltadas a sistemas de controle com atrasos. Em seguida, são definidas as plantas a serem controladas, assim como a estrutura PID SISO utilizada. Subsequentemente, o algoritmo de guiagem LOS é introduzido. No final do capítulo, são apresentados com detalhes o controlador preditivo e o compensador do *jitter* no intervalo de amostragem.

3.1 Sistemas de Controle com Atrasos

Conforme mencionado no capítulo 1, a arquitetura distribuída e o processamento concorrente de tarefas oferecem suporte para o desenvolvimento de sistemas de controle distribuídos. Porém, como na prática os recursos computacionais utilizados no projeto são limitados, é necessária a implementação de alguma estratégia para compensar os atrasos introduzidos por tal escassez de recursos. Portanto, novas estratégias de controle passaram a ser estudadas. Alguns métodos propostos podem ser revistos nos trabalhos de Godoy (2011), Hespanha, Naghshtabrizi e Xu (2007), Tipsuwan e Chow (2003), Alldredge (2007), e Yu (2008). A seguir, as técnicas mais representativas são comentadas.

Halevi e Ray (1988a) realizam a modelagem de um sistema de controle e comunicação integrados. O sistema é modelado na forma de espaço de estados, e valores anteriores correspondentes às entradas e saídas da planta são armazenados num vetor de estados aumentado. Halevi e Ray (1988b) propõem a implementação de uma defasagem de tempo entre os instantes de amostragem no sensor e de cálculo do sinal de controle no microcontrolador. O intervalo de tempo da defasagem deve ser dimensionado de forma que este seja maior do que o atraso máximo de transmissão. Para isso, considera-se que os sensores e controladores são *time-driven*, isto é, os sinais dos sensores são coletados e as tarefas dos controladores são executadas periodicamente conforme o *clock* do próprio processador. Assume-se que é possível sincronizar os *clocks* presentes nos nós dos sensores e do controlador.

Uma abordagem semelhante à de Halevi e Ray (1988b) pode ser conferida no trabalho de Luck e Ray (1990), onde é sugerida a implementação proposital de uma "janela de tempo" antes do cálculo do sinal de controle, com o objetivo de atenuar a imprevisibilidade causada pela aleatoriedade dos atrasos. Porém, cabe ressaltar que este método é bastante conservador, pois assume-se o maior valor de atraso para todos ciclos de controle.

Nilsson (1998) desenvolve um controlador estocástico ótimo para sistemas de controle distribuídos. É utilizado um modelo discretizado da planta, e assume-se que o atraso não é maior do que um intervalo de amostragem. Além disso, valores de atraso são armazenados de forma *online* e são utilizados para estimar dados estatísticos sobre os mesmos. Algumas hipóteses adotadas por Nilsson (1998) que são assumidas no presente trabalho são: sensores são *time-driven*, ou seja, a saída da planta é amostrada periodicamente; controladores e atuadores são *event-driven* e, portanto o cálculo e a aplicação do sinal de controle são realizados após a chegada da mensagem correspondente.

Takarabe (2009) propõe uma solução de controle para um VSNT baseada em controladores PI SISO com estruturas *feedback-feedforward*. Os parâmetros dos controladores são definidos em função de atrasos estimados para uma rede de comunicação em particular. Entretanto, Takarabe (2009) não considera o acoplamento entre os graus de liberdade do VSNT, assumindo também que o veículo opera em baixas velocidades.

Seto et al. (1996) apresentam um método para escolha dos intervalos de amostragem objetivando-se obter um melhor escalonamento de tarefas e, consequentemente, maior desempenho do sistema de controle para um mesmo processador. O algoritmo desenvolvido estabelece um limite máximo e mínimo para a frequência de amostragem. Embora frequências altas proporcionem uma melhor aproximação entre um controlador em domínio contínuo e sua implementação no domínio discreto, as limitações computacionais impõem uma barreira superior para a escolha destas frequências (SETO et al., 1996). Por outro lado, frequências baixas podem tornar o sistema de controle discretizado instável, fato que pode ser verificado pela localização dos polos do sistema em domínio discreto. Seto et al. (1996) permitem que as frequências de amostragem variem dentro destes limites, e desenvolvem um algoritmo que encontra valores de intervalo de amostragem para cada tarefa, de forma que o desempenho de controle seja ótimo. Wu et al. (2010) estendem este método, desenvolvendo técnicas não apenas para a escolha dos intervalos de amostragem, mas também para a escolha de outros atributos de tempo, como o *deadline* das tarefas.

Para proporcionar meios de análise da estabilidade de sistemas com atra-

sos aleatórios, Cervin et al. (2004) propuseram o conceito de *jitter margin*, definido como o limite superior para o atraso de entrada e saída que garante a estabilidade do sistema.

Outras abordagens para o atraso proveniente de limitações na rede de comunicação são realizadas por Zhang (2001) e Sun, Wan e Zhang (2010), focando políticas de acesso ao meio de comunicação.

Lincoln (2002) apresenta um controlador preditivo que utiliza *timestamps* obtidos nos nós dos atuadores e controladores. Dessa forma, uma estimativa do atraso entre as mensagens que saem do controlador e as mensagens que chegam no atuador pode ser estabelecida e introduzida em um compensador semelhante a um preditor de Smith (apresentado brevemente na seção 3.5). Baseando-se na mesma ideia apresentada no trabalho de Lincoln (2002), Raju (2009) e Velagic (2008) realizam operações de *timestamping* nos nós dos sensores e do controladores, de forma a obter o intervalo de tempo exato entre o envio e recebimento das mensagens provenientes dos sensores. Embora o preditor de Smith seja inicialmente voltado apenas para plantas estáveis, Mondié, Lozano e Collado (2001) e Mondié, Garcia e Lozano (2002) desenvolveram modificações no preditor de Smith com o objetivo de adaptá-lo para plantas instáveis. A modificação consiste em recarregar periodicamente a condição inicial do preditor.

Marti et al. (2001) apresenta um compensador do *jitter* no intervalo de amostragem. O algoritmo realiza medições do intervalo de tempo entre execuções consecutivas da tarefa de controle, e utiliza estes valores para o cálculo dos parâmetros do controlador. Assim, estes parâmetros são atualizados de forma *online*. Consequentemente, este controlador visa compensar variações de periodicidade no intervalo de amostragem. Oliveira (2011) aplica este compensador para o caso onde um conjunto de motores DC, utilizando uma arquitetura centralizada, é controlado por um microcontrolador com suporte a concorrência de tarefas.

3.2 Definição das plantas

De acordo com Healey e Marco (1992) e com Fossen (1994), o modelo do submarino com seis graus de liberdade pode ser dividido em três subsistemas desacoplados para controle de rumo ψ , profundidade z , e velocidade de avanço u . Neste trabalho, além dos três subsistemas, é realizado o controle da velocidade de deriva v , velocidade de arfagem w , e velocidade angular de balanço p .

Considerando o modelo linearizado do VSNT apresentado na equação 2.17, tem-se que:

$$\delta \dot{x}_L^i = \mathbf{J}_F^{ii}(\nu, \eta) \delta x_L^i + \mathbf{J}_F^{ii}(\tau) \delta u_L^i, \quad (3.1)$$

apresenta a equação de um grau de liberdade do VSNT, onde o índice i representa o i -ésimo elemento dos vetores $\dot{x}_L$, x_L , e u_L , ou a linha e coluna da matriz $\mathbf{J}_F$ (representada em 3.6). Assim, as equações 3.2 a 3.5 apresentam as equações linearizadas e desacopladas das plantas correspondentes à: $i = 1$: velocidade de avanço u ; $i = 2$: velocidade de deriva v , $i = 3$: velocidade de arfagem w , $i = 4$: velocidade angular de balanço p .

$$(X_{\dot{u}} + m)\dot{u} + \left(X_u + X_{uu}|u_0| + X_{uu}\frac{u_0^2}{|u_0|} \right) u = X, \quad (3.2)$$

$$(Y_{\dot{v}} + m)\dot{v} + \left(Y_v + Y_{vv}|v_0| + Y_{vv}\frac{v_0^2}{|v_0|} \right) v = Y, \quad (3.3)$$

$$(Z_{\dot{w}} + m)\dot{w} + \left(Z_w + Z_{ww}|w_0| + Z_{ww}\frac{w_0^2}{|w_0|} \right) w = Z, \quad (3.4)$$

$$(K_{\dot{p}} + I_x)\dot{p} + \left(K_p + Y_{\dot{p}}w_0 + K_{pp}|p_0| + K_{pp}\frac{p_0^2}{|p_0|} \right) p = K. \quad (3.5)$$

Para o subsistema do controle de rumo ψ , são utilizados os valores destacados em azul da matriz $\mathbf{J}_F$, representada em 3.6, para formar a nova matriz de estados apresentada na equação 3.7. Da mesma forma, o subsistema do controle de profundidade z é obtido utilizando-se os termos destacados em preto na matriz $\mathbf{J}_F$, sendo apresentado na equação 3.8. Destaca-se o fato de que as equações 3.7 e 3.8 possuem apenas uma entrada e uma saída, de modo que as funções de transferência correspondentes podem ser facilmente obtidas por: $\mathbf{G}_p(s) = \mathbf{C}_p(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1}\mathbf{B}_p$ (ver equação 2.11). Nas expressões 3.7 e 3.8, o subíndice 0 indica o valor do ponto de linearização da variável correspondente.

$$J_F(\cdot) = \begin{pmatrix} a_{(1,1)} & a_{(1,2)} & a_{(1,3)} & a_{(1,4)} & a_{(1,5)} & a_{(1,6)} & a_{(1,7)} & a_{(1,8)} & a_{(1,9)} & a_{(1,10)} & a_{(1,11)} & a_{(1,12)} \\ a_{(2,1)} & \boxed{a_{(2,2)}} & a_{(2,3)} & a_{(2,4)} & a_{(2,5)} & \boxed{a_{(2,6)}} & a_{(2,7)} & a_{(2,8)} & a_{(2,9)} & a_{(2,10)} & a_{(2,11)} & \boxed{a_{(2,12)}} \\ a_{(3,1)} & a_{(3,2)} & a_{(3,3)} & a_{(3,4)} & a_{(3,5)} & a_{(3,6)} & a_{(3,7)} & a_{(3,8)} & a_{(3,9)} & a_{(3,10)} & a_{(3,11)} & a_{(3,12)} \\ a_{(4,1)} & a_{(4,2)} & a_{(4,3)} & a_{(4,4)} & a_{(4,5)} & a_{(4,6)} & a_{(4,7)} & a_{(4,8)} & a_{(4,9)} & a_{(4,10)} & a_{(4,11)} & a_{(4,12)} \\ a_{(5,1)} & a_{(5,2)} & a_{(5,3)} & a_{(5,4)} & \boxed{a_{(5,5)}} & a_{(5,6)} & a_{(5,7)} & a_{(5,8)} & \boxed{a_{(5,9)}} & a_{(5,10)} & \boxed{a_{(5,11)}} & a_{(5,12)} \\ a_{(6,1)} & \boxed{a_{(6,2)}} & a_{(6,3)} & a_{(6,4)} & a_{(6,5)} & \boxed{a_{(6,6)}} & a_{(6,7)} & a_{(6,8)} & a_{(6,9)} & a_{(6,10)} & a_{(6,11)} & \boxed{a_{(6,12)}} \\ a_{(7,1)} & a_{(7,2)} & a_{(7,3)} & a_{(7,4)} & a_{(7,5)} & a_{(7,6)} & a_{(7,7)} & a_{(7,8)} & a_{(7,9)} & a_{(7,10)} & a_{(7,11)} & a_{(7,12)} \\ a_{(8,1)} & a_{(8,2)} & a_{(8,3)} & a_{(8,4)} & a_{(8,5)} & a_{(8,6)} & a_{(8,7)} & a_{(8,8)} & a_{(8,9)} & a_{(8,10)} & a_{(8,11)} & a_{(8,12)} \\ a_{(9,1)} & a_{(9,2)} & a_{(9,3)} & a_{(9,4)} & \boxed{a_{(9,5)}} & a_{(9,6)} & a_{(9,7)} & a_{(9,8)} & \boxed{a_{(9,9)}} & a_{(9,10)} & \boxed{a_{(9,11)}} & a_{(9,12)} \\ a_{(10,1)} & a_{(10,2)} & a_{(10,3)} & a_{(10,4)} & \boxed{a_{(10,5)}} & a_{(10,6)} & a_{(10,7)} & a_{(10,8)} & \boxed{a_{(10,9)}} & a_{(10,10)} & \boxed{a_{(10,11)}} & a_{(10,12)} \\ a_{(11,1)} & a_{(11,2)} & a_{(11,3)} & a_{(11,4)} & \boxed{a_{(11,5)}} & a_{(11,6)} & a_{(11,7)} & a_{(11,8)} & \boxed{a_{(11,9)}} & a_{(11,10)} & \boxed{a_{(11,11)}} & a_{(11,12)} \\ a_{(12,1)} & \boxed{a_{(12,2)}} & a_{(12,3)} & a_{(12,4)} & a_{(12,5)} & \boxed{a_{(12,6)}} & a_{(12,7)} & a_{(12,8)} & \boxed{a_{(12,9)}} & a_{(12,10)} & a_{(12,11)} & \boxed{a_{(12,12)}} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{r} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(Y_v + Y_{vv}|v_0| + Y_{vv}\frac{v_0^2}{|v_0|})}{(Y_v + m)} & \frac{(X_{\dot{q}}q_0 + X_{\dot{u}}u_0 - mu_0)}{(Y_v + m)} & 0 \\ \frac{-(X_{\dot{q}}q_0 + Y_{\dot{p}}q_0 + X_{\dot{u}}u_0 - Y_vu_0)}{(I_z + N_{\dot{r}})} & \frac{-(N_r + N_{rr}|r_0| + N_{rr}\frac{r_0^2}{|r_0|})}{(I_z + N_{\dot{r}})} & 0 \\ 0 & \frac{\cos(\phi_0)}{\cos(\theta_0)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ r \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{(I_z + N_{\dot{r}})} \\ 0 \end{bmatrix} R \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{z} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(M_{\dot{q}} - X_{\dot{q}}w_0 + M_{qq}|q_0| + M_{qq}\frac{q_0^2}{|q_0|})}{(I_y + M_{\dot{q}})} & 0 & \frac{(VolZ_B g \rho \cos(\theta_0))}{(I_y + M_{\dot{q}})} \\ 0 & 0 & a_{33} \\ \cos(\phi_0) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ z \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{(I_y + M_{\dot{q}})} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Q, \quad (3.8)$$

onde: $a_{33} = -u_0 \cos(\theta_0) - w_0 \cos(\phi_0) \sin(\theta_0) - v_0 \sin(\phi_0) \sin(\theta_0)$, g é corresponde à aceleração da gravidade, e ρ representa a densidade da água.

3.3 O Controlador PID SISO

Os seis subsistemas obtidos na seção anterior são controlados por controladores discretos do tipo PID SISO. Os controladores são projetados no domínio do tempo contínuo e com filtragem da ação derivativa e, após isso, são discretizados utilizando-se a transformação bilinear.

A equação do controlador PID é apresentada a seguir:

$$u(t) = Pe(t) + I \int_0^t e(\tau) d\tau + D \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.9)$$

Onde P , I , e D representam, respectivamente, os ganhos proporcionais ao erro $e(t)$, integral do erro $e(t)$, e derivada do erro $e(t)$. A equação 3.10 apresenta a função de transferência do controlador PID, obtida após realizar

a transformada de Laplace da equação 3.9.

$$\frac{u(s)}{e(s)} = P + I \frac{1}{s} + Ds. \quad (3.10)$$

Para evitar a influência de ruídos de alta frequência, um filtro de primeira ordem na ação de controle D é utilizado. Assim, o controlador PID com filtragem da ação derivativa pode ser representado conforme:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = P + I \frac{1}{s} + D \left(\frac{N_f s}{s + N_f} \right). \quad (3.11)$$

Em um Sistema de Controle Distribuído, as mensagens provenientes dos sensores são transmitidas periodicamente pela rede de comunicação. Portanto, é necessário que o controlador seja discretizado conforme a frequência de amostragem e envio de mensagens por parte do sensor. Para isso, o controlador em domínio contínuo, com função de transferência em s , é aproximado para o seu correspondente no domínio discreto, com função de transferência em Z . Assim, alguns métodos de aproximação podem ser utilizados: método de diferenças para frente, método de diferenças para trás, transformação bilinear (método de Tustin). K.J.Astrom e Wittenmark (1997) apresentam mais detalhes sobre cada um desses métodos. Neste trabalho, a transformação bilinear é utilizada. A principal vantagem deste método é que o mapeamento do plano s para o plano Z ocorre de modo que sistemas estáveis em s são transformados em sistemas amostrados estáveis em Z e, semelhantemente, sistemas instáveis em s são mapeados para sistemas amostrados instáveis em Z . A expressão da transformação bilinear é:

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{Z - 1}{Z + 1}. \quad (3.12)$$

Aplicando a equação 3.12 em 3.11, tem-se:

$$\frac{u(Z)}{e(Z)} = P + I \frac{T_a(Z + 1)}{2(Z - 1)} + D \left(\frac{N}{1 + N \frac{T_a(Z+1)}{2(Z-1)}} \right), \quad (3.13)$$

onde T_a corresponde ao tempo de amostragem. Após manipulações algébricas, a equação de diferenças correspondente é apresentada a seguir:

$$u(k) = -\frac{b_1}{b_2}u(k-1) - \frac{b_0}{b_2}u(k-2) + \frac{a_2}{b_2}e(k) + \frac{a_1}{b_2}e(k-1) + \frac{a_0}{b_2}e(k-2), \quad (3.14)$$

onde:

$$b_2 = 4 + 2NT_a,$$

$$b_1 = -8,$$

$$\begin{aligned}
b_0 &= 4 - 2NT_a, \\
a_2 &= 4P + 2PNT_a + 2IT_a + INT_a^2 + 4DN, \\
a_1 &= -8P + 2INT_a^2 - 8DN, \\
a_0 &= 4P - 2PNT_a - 2IT_a + INT_a^2 + 4DN.
\end{aligned}$$

O tempo de amostragem T_a possui o mesmo valor para as seis funções de transferência 3.2 a 3.8. A sintonia do controlador é realizada objetivando-se uma resposta rápida e bem amortecida para variações de valores de entrada. Os parâmetros a_0 , a_1 , a_2 , b_0 , b_1 , e b_2 são pré-calculados para cada função de transferência.

3.4 Algoritmo de Guiagem LOS

O algoritmo de guiagem utilizado é baseado no LOS (*Line of Sight*), apresentado por Healey e Lienard (1993). Este algoritmo adiciona um laço externo ao sistema de controle, de forma a gerar sinais de referência para o laço interno. Para o caso do rumo ψ , o cálculo do sinal de referência é realizado a partir da posição atual $[x(t), y(t)]$ recebida pelos sensores de posição, e de coordenadas desejadas $[x_d(t), y_d(t)]$ (*waypoints*) previamente definidas, conforme a equação 3.15:

$$\psi = \tan^{-1} \left[\frac{y_d(k) - y(t)}{x_d(k) - x(t)} \right]. \quad (3.15)$$

Figura 3.1: Ilustração da estratégia de prevenção de colisão.

Com a definição dos *waypoints*, é possível delinear toda a trajetória desejada. Para estabelecer uma condição suficiente para sinalizar que o VSNT

chegou na região desejada, considera-se uma circunferência de raio ρ_0 cujo centro corresponde às coordenadas $[x_d(t), y_d(t)]$. A equação 3.16 é utilizada para verificar se a posição atual do VSNT está inserida dentro da circunferência, satisfazendo a relação $\rho^2 \leq \rho_0^2$:

$$\rho^2 = [x_d(k) - x(t)]^2 + [y_d(k) - y(t)]^2 \leq \rho_0^2. \quad (3.16)$$

Figura 3.2: Resultado de simulação do algoritmo de guiagem e de prevenção de colisão. As setas verdes indicam a orientação do veículo para cada posição correspondente.

Para a prevenção de colisão com um obstáculo estático e de dimensão constante, o algoritmo calcula um novo *waypoint* à direita ou à esquerda do obstáculo, substituindo eventuais *waypoints* que se situam próximo ao mesmo (vide figura 3.1). Para facilitar a manobra, o sentido da curva escolhido depende da orientação atual do veículo. A figura 3.2 apresenta um resultado da simulação da manobra de evasão de obstáculo.

3.5 Controlador Preditivo para Compensação de Atraso

O controlador utilizado neste trabalho é baseado no Preditor de Smith (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2000) e no compensador apresentado por Lincoln (2002), Raju (2009), e Velagic (2008).

A seguir, é feita uma revisão do Preditor de Smith, e seu diagrama de blocos é apresentado na figura 3.3. Supondo que se deseje controlar uma

planta $G_O(s)$, cujos sinais de entrada e saída sejam representados por $R(s)$ e $Y(s)$, e cuja resposta em malha aberta seja estável. Considera-se que o atraso presente no sistema é constante. Intuitivamente, a introdução do preditor faz com que a planta real com atraso $G_O(s)$ seja substituída pelo modelo ideal da mesma mais o atraso: $e^{-s\tau} \bar{G}_O(s)$. Desse modo, o projeto do controlador $C(s)$ é realizado considerando-se o modelo da planta $\bar{G}_O(s)$ sem atrasos (uma vez que o mesmo está sendo substituído).

Figura 3.3: Diagrama de blocos contendo estrutura do Preditor de Smith, adaptado de Goodwin, Graebe e Salgado (2000).

Lincoln (2002) apresenta um controlador que utiliza intervalos de tempo entre o envio de uma mensagem no controlador e a chegada da mensagem no atuador. Estes intervalos de tempo são obtidos por meio de *timestamping* nos nós do controlador e do atuador. Desse modo, Lincoln (2002) utiliza o último atraso τ_{ca}^k conhecido e o introduz em um controlador discreto baseado no preditor de Smith. Nesta abordagem de Lincoln (2002), os atrasos $\tau_{sc} + \tau_c$ que ocorrem entre o instante da amostragem do sinal no sensor e o instante em que o controlador envia a mensagem via a rede de comunicação para o atuador são desconsiderados. O problema desta abordagem é a necessidade de que o atuador envie mensagens para o microcontrolador, de modo a aumentar a utilização da rede de comunicação. Além disso, é necessário que os *clocks* das interfaces de rede do microcontrolador e dos atuadores estejam sincronizados.

Neste trabalho, é realizado o *timestamping* do instante $\tau_0 + kT_a$ em que a mensagem deixa o sensor, e do instante $\tau_2^k + kT_a$ em que ela chega no controlador (vide figura 1.5), obtendo-se então o atraso τ_{sc}^k , como aplicado por Raju (2009) e por Velagic (2008). Neste caso, o *timestamp* obtido no nó do sensor é enviado no corpo da mensagem que contém o próprio sinal amostrado. Dessa forma, este tipo de controlador pretende ser eficaz para compensar atrasos na

transmissão da mensagem pela rede de comunicação. Com base no atraso τ_{sc}^k , o algoritmo simula a planta utilizando seu modelo multivariável linearizado. Como condições iniciais para a simulação, são utilizados os valores medidos em $\tau_0 + kT_a$. Portanto, obtém-se os valores estimados das variáveis de controle para o instante $\tau_2^k + kT_a$ (vide figura 1.5). Cabe ressaltar, neste ponto, que se o modelo do VSNT considerado desse controlador preditivo representasse a realidade com perfeição, e se todas as variáveis medidas por sensores fossem amostradas no mesmo instante $\tau_0 + kT_a$, o atraso τ_{sc} seria completamente compensado. A seguir, é apresentado o pseudo-código do controlador implementado:

```
%Controlador Preditivo:
[r,tau0] = leEntrada();
tau2 = timestamp();
r_estimado = simulaPlanta(tau0,tau2,r);
u = calculaSaida(r_estimado);
escreveSaida(u);
```

3.6 Controlador com Atualização de Parâmetros para Compensação do *Jitter* no Intervalo de Amostragem

O compensador do *jitter* no intervalo de amostragem é implementado com base em Marti et al. (2001) e Oliveira (2011). *Timestamps* dos instantes em que a tarefa de controle é executada são armazenados na memória do microcontrolador para posterior uso na atualização dos parâmetros do controlador.

A função de transferência em Z do controlador (equação 3.13) foi apresentada na seção 3.3. Nota-se que esta função depende do valor de T_a escolhido. Mais especificamente, percebe-se que as ações de controle integral e derivativas variam conforme a escolha de T_a . A escolha do intervalo de amostragem T_a depende de especificações de desempenho e de constantes de tempo da própria planta e, na literatura, existem recomendações de que se deve escolher uma frequência de amostragem que seja de quatro a vinte vezes maior do que a frequência de corte do sistema. Portanto, pode-se afirmar que existem diversos valores de T_a que satisfazem as especificações de projeto. Além disso, o estudo de Seto et al. (1996) (vide seção 3.1) mostra que existem limites superiores e inferiores aos quais o intervalo de amostragem pode ser definido.

O compensador do *jitter* no intervalo de amostragem obtém um valor de T_a por meio de operações de *timestamping*, a cada execução da tarefa de controle. Esse valor é denominado h_k , e consiste no intervalo de amostragem percebido pelo controlador (vide figura 3.4).

Portanto, é possível obter uma função de transferência em Z com parâme-

Figura 3.4: Carta de tempo apresentando h_k . Os sensores realizam coleta de dados nos instantes y_k .

tros diferentes a cada ciclo de controle. Na equação de diferenças 3.17, h_k é utilizado no cálculo dos parâmetros de controle b_2 , b_0 , a_2 , a_1 , e a_0 :

$$u(k) = -\frac{b_1}{b_2}u(k-1) - \frac{b_0}{b_2}u(k-2) + \frac{a_2}{b_2}e(k) + \frac{a_1}{b_2}e(k-1) + \frac{a_0}{b_2}e(k-2), \quad (3.17)$$

onde $b_1 = -8$, e os parâmetros a seguir dependem de h_k :

$$b_2 = 4 + 2Nh_k,$$

$$b_0 = 4 - 2Nh_k,$$

$$a_2 = 4P + 2PNh_k + 2Ih_k + INh_k^2 + 4DN,$$

$$a_1 = -8P + 2INh_k^2 - 8DN,$$

$$a_0 = 4P - 2PNh_k - 2Ih_k + INh_k^2 + 4DN.$$

O pseudo-código do compensador de *jitter* no intervalo de amostragem é apresentado abaixo:

```
%Compensador do jitter:
r = leEntrada();
temp = timestamp();
h_k = temp - temp0;
u = calculaSaida(r,h_k);
escreveSaida(u);
temp0 = temp;
```

3.7 Análise de Resposta em Frequência

A análise da estabilidade de sistemas de controle digitais é tradicionalmente realizada por meio da transformada Z , utilizando-se as respostas no tempo e em frequência. Porém, a abordagem tradicional não descreve o comportamento do sistema em regiões além dos instantes de amostragem. O intervalo de tempo entre estes instantes é denominado *intersampling*. Portanto, a análise de estabilidade do sistema discretizado é incompleta, devido à in-

formação perdida na aproximação da planta contínua por sua correspondente discreta.

Para se obter uma análise de estabilidade que considere o *intersampling*, este trabalho utiliza a abordagem apresentada por Goodwin e Salgado (1994), que permite obter a resposta em frequência no domínio contínuo. Para isso, considera-se que o sistema de controle pode ser representado pelo diagrama de blocos da figura 3.5.

Figura 3.5: Diagrama de blocos do Sistema de Controle Discreto.

Conforme Wittenmark, Åström e Årzén (2002) e Goodwin e Salgado (1994), definindo-se como $C(Z)$ o controlador da figura 3.5, o filtro digital apresentado nessa mesma figura pode ser escrito da seguinte maneira:

$$\hat{C}(j\omega) = \frac{1 - e^{j\omega T_a}}{j\omega T_a} C(Z = e^{j\omega T_a}). \quad (3.18)$$

Assim, Goodwin e Salgado (1994) definem a função ganho de referência como:

$$P(j\omega) = \hat{C}(j\omega)G(j\omega)S(Z = e^{j\omega T_a}), \quad (3.19)$$

onde $G(j\omega)$ representa a função de transferência da planta em domínio contínuo, e $S(Z)$ representa a função de sensibilidade discreta:

$$S(Z) \triangleq \frac{1}{1 + C(Z)H(Z)}, \quad (3.20)$$

onde:

$$H(e^{j\omega T_a}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1 - e^{j(\omega - k\omega_s)}}{j(\omega - k\omega_s)} G[j(\omega - k\omega_s)], \quad (3.21)$$

para $\omega_s = \frac{2\pi}{T_a}$.

Além da função ganho de referência (equação 3.19), Goodwin e Salgado (1994) apresentam a função ganho de distúrbio $D(j\omega)$, que neste trabalho é representada por:

$$D(j\omega) = 1 - P(j\omega). \quad (3.22)$$

4 Controlador Robusto Multivariável

Outra proposta de projeto do controlador visando robustez em relação a atrasos é a implementação de um controlador multivariável LQG/LTR (GROTKOWSKY; MARUYAMA, 2012).

Nesta proposta, é utilizado o modelo multivariável e linear desenvolvido na seção 2.1. Porém, existem algumas modificações entre o modelo de planta utilizado nesta seção e o modelo apresentado pela equação 2.17. O modelo da planta adotado nesta seção é dado pela equação 4.1:

$$\begin{aligned}\dot{x}_p(t) &= \mathbf{A}_p x_p(t) + \mathbf{B}_p u_c(t) + \mathbf{L}_p \xi(t), \\ \mathcal{Y}_p(t) &= \mathbf{C}_p x_p(t) + v_p(t),\end{aligned}\tag{4.1}$$

Em primeiro lugar, as variáveis de estado consideradas são:

$$x_p = [u; v; w; p; q; r]^T,$$

as variáveis de saída da planta são: $\mathcal{Y}_p = [u, q, r]^T$, e as variáveis de entrada são: $u_c = [X, M, N]^T$. Para a posterior utilização do método LQG/LTR, os ruídos brancos Gaussianos ξ e v_p são introduzidos. A matriz de estado $\mathbf{A}_p$ é definida como as seis primeiras linhas e colunas da matriz $\mathbf{J}_F$ representada pela equação 3.6. A matriz $\mathbf{B}_p$ é dada por:

$$\mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{(X_u + m)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(M_q + I_y)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(N_r + I_y)} \end{bmatrix},\tag{4.2}$$

e a matriz $\mathbf{C}_p$ é representada por:

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},\tag{4.3}$$

Os pontos de linearização, neste caso, são escolhidos próximos a zero para todas as variáveis de estado. Os pontos escolhidos são: $[u_0; v_0; w_0; p_0; q_0; r_0]^T = [0.001; 0.001; 0.001; 0.001; 0.001; 0.001]^T$, e o sistema linear resultante é estável.

4.1 Método LQG/LTR

Considerando-se o sistema linear apresentado na equação 4.1, a solução LQG/LTR visa encontrar uma lei de controle $\mathbf{K}_c(s)$ que resolva o problema de minimização do custo:

$$\min J = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left\{ \int_0^T (z_p^T \mathbf{Q}_c z_p + u_c^T \mathbf{R}_c u_c) dt \right\}, \quad (4.4)$$

onde: $z_p = \mathbf{M}_p x_p$, e $\mathbf{Q}_c = \mathbf{Q}_c^T \geq 0$ e $\mathbf{R}_c = \mathbf{R}_c^T \geq 0$ são matrizes de peso.

Para a resolução deste problema, o princípio da separação permite que este seja dividido em dois problemas menores e com soluções já conhecidas. Assim, a lei de controle $\mathbf{K}_c(s)$ pode ser encontrada por meio de duas etapas: Em primeiro lugar, desenvolve-se um observador ótimo para realizar uma estimativa $\hat{x}_p$ dos estados x_p da planta, a partir das medições y_p e da entrada u_c , de forma que $E\{(x_p - \hat{x}_p)^T(x_p - \hat{x}_p)\}$ seja minimizado. Subsequentemente, o método LQR é utilizado para solucionar o problema de otimização determinístico:

$$\min J = \int_0^\infty (\hat{x}_p^T \mathbf{Q}_c \hat{x}_p + u_c^T \mathbf{R}_c u_c) dt, \quad (4.5)$$

onde se assume que $\hat{x}_p$ é uma medida exata de x_p .

Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de controle com compensador $\mathbf{K}_c(s)$.

A figura 4.1 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle utilizando a estrutura do compensador LQG/LTR. O ganho $\mathbf{H}_c$ é tal que:

$$\mathbf{H}_c = \frac{1}{\mu} \Sigma \mathbf{C}_p^T, \quad (4.6)$$

onde Σ satisfaz a equação de Riccati:

$$\mathbf{A}_p \Sigma + \Sigma \mathbf{A}_p^T + \mathbf{L}_p \mathbf{L}_p^T - \frac{1}{\mu} \Sigma \mathbf{C}_p^T \mathbf{C}_p \Sigma = 0. \quad (4.7)$$

Semelhantemente, o ganho $\mathbf{G}_c$ é definido da forma:

$$\mathbf{G}_c = \frac{1}{\rho} \Sigma \mathbf{B}_p^T \mathbf{K}_r, \quad (4.8)$$

onde $\mathbf{K}_r$ satisfaz a equação de Riccati:

$$-\mathbf{K}_r \mathbf{A}_p - \mathbf{A}_p^T \mathbf{K}_r - \mathbf{C}_p^T \mathbf{C}_p + \frac{1}{\rho} \mathbf{K}_r \mathbf{B}_p \mathbf{B}_p^T \mathbf{K}_r = 0. \quad (4.9)$$

O método de projeto consiste em uma operação de *loop-shaping*, onde os valores singulares do sistema de controle em malha aberta $\mathbf{G}_p(s) \mathbf{K}_c(s)$ são modificados por meio da escolha adequada dos parâmetros μ , $\mathbf{L}_p$ e ρ . Define-se $\mathbf{G}_p$ como: $\mathbf{G}_p = \mathbf{C}_p(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p$. As especificações de robustez do seguimento de trajetória e rejeição de perturbação e erro de medida, definidas na seção 4.2.2, são introduzidas no desenvolvimento do projeto através da utilização de barreiras (CRUZ, 1996). A figura 4.2 ilustra os valores singulares de $\mathbf{G}_p(s) \mathbf{K}_c(s)$ em conjunto com as barreiras de estabilidade e robustez.

Figura 4.2: Ilustração dos valores singulares do sistema de controle em malha aberta, e das barreiras de estabilidade e robustez.

4.2 Modelagem da Incerteza

As incertezas introduzidas pelos atrasos são estimadas com base no erro multiplicativo entre o modelo de um sistema sem atraso representado por $\mathbf{G}_N(j\omega)$, e o modelo do sistema com um atraso máximo $\mathbf{G}_R(j\omega)$. Assume-se que o atraso máximo para todas as entradas é: T_{max} , e $\mathbf{G}_R(j\omega)$ pode se

Figura 4.3: Diagrama de Nyquist de $\varepsilon_M(j\omega)$.

representado por:

$$\mathbf{G}_R(j\omega) = e^{T_{max}j\omega} \mathbf{I}_{3 \times 3} \mathbf{G}_N(j\omega). \quad (4.10)$$

O erro multiplicativo é calculado por:

$$\varepsilon_M(j\omega) = [\mathbf{G}_R(j\omega) - \mathbf{G}_N(j\omega)][\mathbf{G}_N(j\omega)]^{-1}, \quad (4.11)$$

e após substituir a equação 4.10 em 4.12:

$$\varepsilon_M(j\omega) = [e^{T_{max}j\omega} \mathbf{I}_{3 \times 3} \mathbf{G}_N(j\omega) - \mathbf{G}_N(j\omega)][\mathbf{G}_N(j\omega)]^{-1}. \quad (4.12)$$

A norma $|\varepsilon_M(j\omega)|$ da equação acima é dada por:

$$\varepsilon_M(j\omega) = |e^{T_{max}j\omega} - 1|. \quad (4.13)$$

O diagrama de Nyquist de $\varepsilon_M(j\omega)$, apresentado na figura 4.3, demonstra que a norma de $\varepsilon_M(j\omega)$ varia periodicamente. A figura 4.4, por sua vez, apresenta o comportamento de $\varepsilon_M(j\omega)$ em função da frequência. A barreira de estabilidade que é utilizada no método de projeto do controlador LQG/LTR é o inverso de $\varepsilon_M(j\omega)$, para cada frequência.

4.2.1 Incerteza da rede de comunicação

Como mencionado anteriormente, a introdução de atrasos aleatórios é uma das principais desvantagens de se utilizar um sistema computacional com recursos escassos. Entretanto, os atrasos provenientes da rede de comunicação podem ser estimados com base em um experimento realizado na rede de comunicação em que o sistema de controle está inserido. A partir de dois nós adicionais introduzidos na rede de comunicação, o experimento

Figura 4.4: Módulo de $\epsilon_M(j\omega)$ em função da frequência.

consiste em transferir mensagens individualmente identificadas entre os mesmos, e realizar operações de *timestamping* nos eventos de envio e recepção de mensagens. O objetivo é obter uma curva de densidade de probabilidade dos atrasos. Para isso, é necessário que seja realizada a sincronização dos *clocks* dos dois nós inseridos na rede de comunicação. Cabe ressaltar que a inserção de dois nós adicionais faz com que a rede de comunicação se torne mais carregada e, portanto, resulta em resultados conservadores para o experimento. Com base nos dados armazenados correspondentes ao *timestamp* de envio e recepção de cada mensagem, a curva de densidade de probabilidade pode ser obtida. Assim, realiza-se o experimento descrito utilizando-se uma rede de comunicação CAN com uma taxa de transferência de $50kb/s$, intervalo de envio de mensagens de $50ms$, quatro microcontroladores TINI para carregar a rede de comunicação, e dois microcontroladores ARM para efetuar as operações de *timestamping* e envio e recebimento das mensagens identificadas.

A figura 4.5 apresenta um exemplo dos resultados do experimento, onde cada mensagem possui um identificador, e *timestamps* associados aos instantes de tempo em que ela é enviada pelo sensor, armazenada na memória do microcontrolador, acessada pela tarefa de controle, enviada pelo microcontrolador, e recebida no nó de atuação. A figura 4.6 apresenta o histograma dos atrasos τ_{sc} , e a função densidade de probabilidade obtida é apresentada na figura 4.7.

Figura 4.5: Mensagens identificadas com seus respectivos *timestamps*.

Figura 4.6: Histograma dos atrasos τ_{sc} .

4.2.2 Especificações de robustez

O cumprimento das especificações de robustez do sistema de controle do veículo permite que se garanta o seguimento de trajetória, atenuação de distúrbios, e rejeição de ruídos. Com esta finalidade, valores de ganho e frequência são estabelecidos para cada uma destas três especificações. Para o seguimento de trajetória, tolera-se um desvio de 20% para entradas com frequência de até 1 rad/s . Portanto, o sistema é capaz de seguir um sinal proveniente de um filtro de primeira ordem com constante de tempo maior do que 1 s .

Os distúrbios são causados principalmente por ondas e correntes marítimas. Fossen (1994) assume que ondas e correntes oceânicas possuem uma frequência de no máximo 0.25 Hz . Portanto, o controlador é projetado para atenuar pelo menos 80% dos sinais de distúrbio com frequência inferior a

Figura 4.7: Função densidade de probabilidade dos atrasos.

1.57 rad/s .

Com relação ao erro de medida, a especificação é de que sinais com frequência superior a 100 rad/s sejam rejeitados com um índice de 90%.

Além disso, integradores são adicionados à entrada da planta com o objetivo de se obter erro estacionário nulo para entradas do tipo degrau.

4.2.3 Loop-shaping

A condição de estabilidade é satisfeita quando os valores singulares do sistema em malha fechada são posicionados abaixo da barreira de estabilidade. Como mencionado anteriormente, a especificação de erro nulo para entradas do tipo degrau é satisfeita pela adição de integradores no modelo da planta. Entretanto, após a definição dos parâmetros do controlador, os integradores são removidos do modelo da planta, e adicionados à estrutura do controlador. Cruz (1996) detalha três passos para a obtenção de um possível controlador.

O primeiro passo consiste em escolher valores para os parâmetros μ e $\mathbf{L}_p$ de forma que os valores singulares:

$$\sigma_i \left(\frac{1}{\mu} \mathbf{C}_p (j\omega \mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{L}_p \right) \quad (4.14)$$

satisfaçam as barreiras de robustez e estabilidade, conforme ilustrado na figura 4.2. Para o controlador desenvolvido nesta seção, $\mathbf{L}_p$ é definido como:

$$\mathbf{L}_p = \begin{bmatrix} -(\mathbf{C}_p \mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p)^{-1} \\ \mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p (\mathbf{C}_p \mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p)^{-1} \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

de modo que os valores singulares representados pela expressão 4.14 sejam iguais para todas as frequências. Além disso, esta escolha de L_p faz com que os valores singulares apresentem um decaimento constante de $20dB/dec$.

O segundo passo consiste em encontrar a matriz H_c do Filtro de Kalman que faz com que os valores singulares da malha objetivo apresentada pela equação 4.16 se aproximem dos valores correspondentes à equação 4.14.

$$G_{KF} = C_p(j\omega I - A_p)^{-1}H_c. \quad (4.16)$$

Utilizando os valores de μ e L_p definidos no primeiro passo, a equação de Riccati 4.7 é resolvida, e a matriz Σ encontrada é utilizada no cálculo de H_c por meio da equação 4.6.

Finalmente, o terceiro passo de projeto corresponde ao procedimento LTR, que pretende transferir o comportamento obtido na malha objetivo para o sistema em malha aberta. Este último passo é feito por meio da escolha do parâmetro ρ , que é utilizado na obtenção de K_r , a partir da resolução da equação de Riccati 4.9. Assim, K_r é então empregado no cálculo de G_c por meio da equação 4.8.

Após o encontrar as matrizes G_c e H_c , basta calcular a matriz K_c . A estrutura do controlador K_c , representado na figura 4.1, é apresentada abaixo:

$$K_c(s) = G_c(sI - A_p + B_p G_c + H_c C_p)^{-1}H_c. \quad (4.17)$$

Após a definição dos parâmetros μ , L_p , e ρ , os valores singulares do sistema de controle em malha fechada $G_p(s)K_c(s)$ são apresentados na figura 4.8. Por um lado, percebe-se que os valores são altos para frequências baixas, garantindo bom seguimento de trajetória e rejeição de perturbações. Por outro lado, os valores são baixos para frequências altas, de forma a garantir uma boa atenuação dos erros de medida. A figura 4.9 permite concluir que o sistema de controle é estável, pois os valores singulares do sistema de controle em malha fechada se encontram abaixo da curva de estabilidade (CRUZ, 1996).

4.2.4 Discretização do controlador

Considerando a estrutura de controlador apresentada na equação 4.17, tem-se que a representação correspondente, no espaço de estados é:

$$\begin{aligned} \dot{x}_C(t) &= (A_p - B_p G_c - H_c C_p)x_C(t) + H_c e(t), \\ u_C(t) &= G_c x_C(t), \end{aligned} \quad (4.18)$$

Figura 4.8: Valores Singulares de $\mathbf{G}_p(j\omega)\mathbf{K}_c(j\omega)$ e barreiras de robustez.

onde $e(t)$ representa o erro entre a saída e a referência, e $x_C(t)$ corresponde aos estados do controlador. No domínio discreto, o controlador é representado por:

$$\begin{aligned} x_C(k+1) &= \Phi x_C(k) + \Gamma e(k), \\ u(k) &= \mathbf{C}_p x_C(k), \end{aligned} \quad (4.19)$$

onde, considerando o intervalo de amostragem T_a :

$$\Phi = e^{\mathbf{A}_p T_a}, \quad (4.20)$$

e

$$\Gamma = \mathbf{A}_p^{-1}(e^{\mathbf{A}_p T_a} - \mathbf{I})\mathbf{B}_p. \quad (4.21)$$

O valor do intervalo de amostragem considerado foi: $T_a = 0.05s$.

4.3 Simulação e Resultados

O diagrama de blocos do sistema de controle com a utilização do controlador LQG/LTR é apresentado na figura 4.10. Neste ponto, cabe destacar que a simulação é realizada com o modelo não-linear do VSNT. Entretanto, o projeto do controlador foi realizado utilizando-se o modelo linearizado do mesmo. A simulação dos possíveis atrasos aleatórios introduzidos no sistema também é levada em consideração, e a figura 4.11 apresenta a resposta no tempo do si-

Figura 4.9: Valores singulares de $(\mathbf{G}_p(j\omega)\mathbf{K}_c(j\omega))(\mathbf{I} + \mathbf{G}_p(j\omega)\mathbf{K}_c(j\omega))^{-1}$ e barreira de estabilidade.

nal de controle sem atrasos, e com atrasos. Ao contrário dos compensadores de atrasos apresentados nas seções 3.5 e 3.6, o máximo atraso considerado nesta seção é de uma unidade de intervalo de amostragem T_a .

As figuras 4.12(a) e 4.12(b) apresentam a resposta do sistema no tempo para a entrada degrau:

$$\mathbf{r}_p = [1; 0; 0.0524]^T, \quad (4.22)$$

ou em unidades apropriadas: $[1\text{ m/s}; 0^\circ/\text{s}; 3^\circ/\text{s}]^T$. As figuras 4.13(a) e 4.13(b) apresentam os sinais de controle. É possível perceber que os esforços de controle X e N se estabilizam após um período transiente. Em contrapartida, o esforço de controle M e a variável de controle q não se estabilizam. Apesar disso, considerando-se valores absolutos, o erro em q é relativamente pequeno. A simulação é realizada pelo período de 60 segundos, e a velocidade angular de guinada de $3^\circ/\text{s}$ corresponde a uma curva de 180° ao final da simulação. A figura 4.14 apresenta a trajetória do VSNT.

Figura 4.13: Esforços de controle X , M e N .

Figura 4.14: Trajetória do VSNT para 60s de simulação.

5 Resultados

5.1 Análise do Compensador Do *Jitter* no Intervalo de Amostragem

Para a análise do compensador do *jitter*, duas abordagens são realizadas. Para cada uma delas, é apresentada uma comparação entre os casos em que o compensador está ausente e presente.

A primeira abordagem corresponde à obtenção das curvas de resposta em frequência considerando-se valores diferentes de h_k (vide figura 3.4). A segunda consiste em obter gráficos de regiões de estabilidade para determinados valores de τ_T e h_k .

Cabe lembrar que h_k é o período de execução da tarefa de controle e T_a é o intervalo de amostragem no nó de sensoreamento. Uma vez que o *jitter* (variação) no intervalo de amostragem pode ser para mais ou para menos (vide figura 5.1), as curvas de resposta em frequência são obtidas para o caso em que h_k é menor do que T_a , e para o caso onde h_k é maior do que T_a .

As figuras 5.2 e 5.5 apresentam o ganho de distúrbio $D(j\omega)$ (equação 3.22), e as figuras 5.3 e 5.6 apresentam os diagramas de Nyquist para o sistema de controle da velocidade de avanço u , cuja função de transferência corresponde à equação 3.2. A figura 5.4 apresenta as margens de atraso τ_M do sistema, para cada T_a . A margem de atraso τ_M é definida como o mínimo atraso adicional que desestabiliza o sistema (ALLDREDGE, 2007).

Figura 5.1: Carta de tempo apresentando $h_k > T_a$, e $h_{k+1} < T_a$. Os sensores realizam coleta de dados nos instantes y_k .

1. Para $h_k < T_a$ ($T_a = 0.2$):

- (a) O gráfico correspondente ao ganho de distúrbio (figura 5.2) mostra que o sistema com compensador do *jitter* possui um maior ganho para distúrbios de baixa frequência.
- (b) O diagrama de Nyquist (figura 5.3) mostra que o sistema com compensador do *jitter* possui maiores margens de fase e margens de ganho.
- (c) A partir das regiões de estabilidade da figura 5.4, pode-se perceber que a margem de atraso do sistema de controle com compensador do *jitter* é maior do que a do sistema de controle tradicional. Ressalta-se que o ponto onde as margens de atraso coincidem corresponde ao caso onde $h_k = T_a = 0.2$.

2. Para $h_k > T_a$ ($T_a = 0.2$), os efeitos opostos acontecem:

- (a) O gráfico correspondente ao ganho de distúrbio (figura 5.5) mostra que o sistema com compensador do *jitter* possui ganho para distúrbios de baixa frequência menor do que para o caso em que $h_k < T_a$.
- (b) O diagrama de Nyquist (figura 5.6) mostra que o sistema com compensador do *jitter* obteve menores margens de fase e margens de ganho.
- (c) Neste caso, pode-se perceber que a margem de atraso do sistema de controle com compensador do *jitter* é menor do que a do sistema de controle tradicional. Porém, a diminuição da margem de atraso é menos significativa do que o aumento da mesma, para o caso onde $h_k < T_a$.

As figuras 5.7 a 5.11 apresentam, para as variáveis de controle v , w , p , z , e ψ , os gráficos complementares correspondentes à função ganho de distúrbio e ao diagrama de Nyquist para $h_k > T_a$ e $h_k < T_a$.

Figura 5.2: Ganho de Distúrbio do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k < T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (--).

Figura 5.3: Diagrama de Nyquist do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k < T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (--).

Figura 5.4: Região de estabilidade para sistema de controle da velocidade de avanço u com e sem compensador do *jitter* do intervalo de amostragem, respectivamente nas cores verde e azul.

Figura 5.5: Ganho de Distúrbio do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k > T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (---).

Figura 5.6: Diagrama de Nyquist do sistema de controle da velocidade de avanço u , considerando-se $h_k > T_a$, para o caso sem compensador (—), e com compensador (---).

Figura 5.7: Gráficos correspondentes à velocidade de deriva v : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);

Figura 5.8: Gráficos correspondentes à velocidade de arfagem w : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);

Figura 5.9: Gráficos correspondentes à velocidade de angular de balanço p : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$) ; (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$) ; (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);

Figura 5.10: Gráficos correspondentes à profundidade z : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$); (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$); (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);

Figura 5.11: Gráficos correspondentes ao ruído ψ : (a) Função ganho de distúrbio ($h_k < T_a$); (b) Função ganho de distúrbio ($h_k > T_a$); (c) Diagrama de Nyquist ($h_k < T_a$); (d) Diagrama de Nyquist ($h_k > T_a$);

A partir da figura 5.4, é possível identificar que a margem de atraso para o sistema de controle da velocidade de avanço u , quando o intervalo de amostragem é igual a $0.2s$, possui um valor próximo a $1.62s$. Com o objetivo de analisar o pior caso de h_k , as figuras 5.12 e 5.13 apresentam, respectivamente, a função ganho de distúrbio e o diagrama de Nyquist correspondentes a $h_k = 1.5s$. Enquanto o valor da margem de ganho sofreu redução de $20.9dB$ para $9.2dB$, o valor da margem de fase diminuiu de 95.7° para 44.36° . A partir da figura 5.12, pode-se afirmar que a introdução do compensador do jitter do intervalo de amostragem melhorou a atenuação de perturbações de baixa frequência. Para distúrbios com frequência de $0.25rad/s$, por exemplo, o ganho para distúrbios passa de cerca de 90% para menos do que 34%. Entretanto, percebe-se que distúrbios com frequências próximas de $1rad/s$ são amplificadas com a utilização do compensador.

Figura 5.12: Ganho de Distúrbio com $h_k = 1.5s$ para o caso sem compensador (—), e com compensador (— —).

A importância de se considerar o *intersampling* é atestada pela comparação da função de sensibilidade (equação 3.20) em domínio discreto, com a função ganho de distúrbio (equação 3.22) em domínio contínuo, do sistema de controle da velocidade de avanço u com compensador, como apresentado na figura 5.14. É possível notar a diferença entre os valores da função de sensibilidade e da função ganho de distúrbio para frequências próximas de $1rad/s$ e para frequências maiores do que $2.5rad/s$.

Figura 5.13: Diagrama de Nyquist para o caso sem compensador (—), e com compensador (---).

Figura 5.14: Ganho de Distúrbio (---), e função de sensibilidade ($j\omega$) (—) para o sistema de controle da velocidade de avanço u com compensador do *jitter*.

5.2 Análise do Controlador Preditivo

Nesta seção, o gráfico da região de estabilidade do controlador preditivo é obtido por meio de simulações. Para isso, a margem de atraso para diversos intervalos de amostragem é encontrada. De acordo com Alldredge (2007), o sistema de controle é dito ser estável, a partir da resposta no domínio do tempo, se a condição a seguir for verdadeira:

$$\max_{\frac{3}{4}t_f < t < t_f} |y(t) - r(t)| \leq \max_{\frac{1}{2}t_f < t < \frac{3}{4}t_f} |y(t) - r(t)| \quad (5.1)$$

onde t_f representa a duração da simulação.

Somente o gráfico da região de estabilidade correspondente ao controle do rumo ψ do veículo é apresentado, pois além de este ser o grau de liberdade responsável pelo movimento de desvio de obstáculo, este é o subsistema do VSNT que apresenta, com base nas simulações realizadas, o modelo linearizado menos preciso. Consequentemente, como o controlador preditivo é baseado no modelo linearizado, espera-se que a eficácia deste algoritmo de compensação de atraso seja maior para o sistema de controle de u , v , w , p , e z . A figura 5.15 apresenta a região de estabilidade obtida e, a partir dela, pode-se afirmar que no caso do controle de rumo ψ , o controlador preditivo é mais eficaz quando se utiliza intervalos de amostragem relativamente pequenos.

Figura 5.15: Região de estabilidade para sistema de controle do rumo ψ com e sem controlador preditivo, respectivamente nas cores verde e azul.

5.3 Estudo de Cenário

Nesta seção, são apresentados os resultados da utilização do compensador do *jitter* no intervalo de amostragem, e do controlador preditivo apresentados no capítulo 3 para um cenário em que o VSNT deve realizar uma manobra de desvio de um obstáculo.

5.3.1 Definição do cenário

Espera-se que um VSNT seja capaz de seguir uma trajetória em linha reta e desviar de obstáculos estáticos, como por exemplo: estruturas de outras instalações, cordões umbilicais de veículos submarinos, recifes de corais, ou outros objetos submersos. Dado que este trabalho assume a hipótese de que o sistema computacional utilizado possui recursos escassos, um evento aperiódico como o aparecimento do obstáculo pode sobrecarregar o sistema e prejudicar temporariamente o desempenho esperado. Portanto, a medida do índice de colisão entre o VSNT e o obstáculo fornece informações que complementam as obtidas com uma análise de estabilidade, pois um sistema que temporariamente se torna instável pode ainda assim obter sucesso na manobra de evasão.

5.3.2 Simulação com o TrueTime

O motivo da utilização da ferramenta TrueTime nas simulações, é que esta permite que se considere a influência dos atrasos introduzidos pelo chaveamento de tarefas e pela rede de comunicação. A ferramenta em questão simula os fenômenos de atraso com grande precisão, e a facilidade proporcionada pelo sistema Simulink torna possível a utilização da ferramenta TrueTime na fase de projeto de outros sistemas de controle. Dessa forma, técnicas para a compensação da perda de performance causada por estes atrasos podem ser avaliadas. Nesta seção, são avaliadas as técnicas baseadas no controlador preditivo e no compensador do *jitter* do intervalo de amostragem.

O diagrama de blocos do sistema de controle do VSNT é apresentado nas figuras 5.16 a 5.18. Nota-se na figura 5.16, em azul, o bloco correspondente à simulação do sistema operacional. Em cinza, há o bloco que simula a rede de comunicação. Em verde, por sua vez, é apresentado o simulador do VSNT.

As tarefas referentes aos algoritmos de controle, guiagem, detecção de obstáculos, e replanejamento de trajetória são implementadas no bloco azul (vide figura 5.17 para detalhes do interior deste bloco). O escalonador de ta-

refas utilizado é o FP (*Fixed Priority*), onde cada tarefa possui uma prioridade fixa, e sua execução somente sofre interrupções se outra tarefa de maior prioridade entrar na fila de espera.

No bloco azul, também se define o tempo de execução de cada tarefa. É importante notar que a frequência do *clock* do processador utilizado no sistema está intimamente relacionada com a escolha dos tempos de execução das tarefas. Desse modo, a escolha de tempos de execução apropriados permite a simulação de um sistema com recursos computacionais limitados, ou seja, com frequências de *clock* relativamente baixas. As tarefas de controle, guiagem, e replanejamento de trajetória são implementadas baseadas no acionamento por eventos. Assim, estas tarefas são colocadas na fila de espera para execução imediatamente após mensagens novas chegarem no computador, ou um obstáculo ser detectado na frente do veículo.

A rede de comunicação é simulada no bloco cinza (pode-se observar na figura 5.18 o conteúdo deste bloco com mais detalhes). A ferramenta *TrueTime* permite a simulação de redes CAN, Ethernet (UDP/IP e TCP/IP), entre outras.

O bloco verde contém as equações não lineares do VSNT. O modelo representa um veículo holonômico e, portanto, ele possui como entrada as forças nas direções de avanço X , deriva Y , e arfagem Z , e os torques para manobras de caturro K , balanço M , e guinada N . As saídas que são utilizadas como medições para fins de controle são: velocidade de avanço u , deriva v , arfagem w , velocidade angular de balanço p , rumo ψ , e profundidade z . Para o algoritmo de guiagem, são utilizadas medições das posições x , y , e z .

Neste trabalho, quatro casos são considerados para simulação. Para cada um dos casos, assume-se que o sistema possui:

- Sistema com recursos computacionais limitados (os tempos de execução das tarefas são escolhidos de forma que o tempo ocioso da CPU se aproxime de zero).
- Rede de comunicação sobrecarregada (taxa de transmissão de 50kbits/s , e probabilidade de 1% para perda de pacotes).

A rede de comunicação utilizada é a Ethernet, pois quando sobrecarregada, gera atrasos aleatórios. Mais especificamente, quando há colisão entre transmissões, os nós transmissores aguardam um tempo aleatório para enviar a mensagem novamente (NILSSON, 1998).

Os casos considerados são:

- Caso 1: Sistema sem estratégias para compensação dos atrasos. Com os

Figura 5.17: Detalhes do bloco azul da figura 5.16, correspondente ao microcontrolador utilizado.

Figura 5.18: Detalhes do bloco cinza da figura 5.16, correspondente à rede de comunicação.

5.3.3 Abordagem Estatística

Neste trabalho, o instante em que um obstáculo aparece em frente ao veículo é aleatório. Além disso, há também aleatoriedades com relação ao escalonamento de tarefas e ao estado da rede de comunicação. Contudo, pretende-se obter, a partir das simulações, valores médios para a taxa de colisão entre o veículo e um obstáculo, e valores médios para a função de custo J_c de cada variável de controle. Para isso, é necessário determinar o número de simulações n_s necessário para se obter resultados confiáveis e caracterizados por possuírem determinado grau de confiança $(1 - \alpha)$ de que o valor verdadeiro está contido em um intervalo.

Enquanto a taxa de colisão é caracterizada por possuir uma distribuição binomial, assume-se que o custo J_c apresente uma distribuição normal. Assim, o número de simulações n_s é selecionado segundo (NETO, 1999):

$$n_s = \left(\frac{z_{\alpha/2}}{e_0} \right)^2 \hat{t}(1 - \hat{t}), \quad (5.2)$$

onde $\hat{t}$ representa uma estimativa da taxa de colisão t .

A variável $z_{\alpha/2}$ é tal que: considerando-se a distribuição normal reduzida, com média nula e desvio-padrão unitário, a probabilidade de que um valor se encontre contido na região entre 0 e $z_{\alpha/2}$ é $\alpha/2$.

Para obter um resultado conservador, a estimativa $\hat{t}$ é escolhida de forma que $\frac{d(\hat{t}(1-\hat{t}))}{d\hat{t}} = 0$ seja maximizado. Consequentemente, utiliza-se $\hat{t} = 0.5$.

A partir da tabela de distribuição normal reduzida, tem-se que o valor de $z_{\alpha/2}$ correspondente a um grau de confiança de 95% em uma margem de erro e_0 de 2.5%, é: $z_{\alpha/2} = 1.96$, e o número de simulações, calculado pela equação 5.2, é $n_s = 1537$.

Fixando-se o número de simulações $n_s = 1537$, tem-se que a margem de erro e_0^J para a média dos custos J_c pode ser calculada por (NETO, 1999):

$$e_0^J = \frac{t_{n_s-1, \alpha/2} s_t}{n_s^2}. \quad (5.3)$$

Como o valor do desvio padrão real é desconhecido, a variável s_t representa o desvio padrão estimado para um número n_s de amostras. Além disso, $t_{n_s-1, \alpha/2}$ representa o valor da distribuição de Student para $n_s - 1$ graus de liberdade e grau de confiança de 95%. Com os valores apresentados, tem-se que $t_{1536, 2.5\%} \approx 1.96$. Desse modo, a margem de erro é calculada, para cada variável de controle, e seu respectivo s_t : $e_0^J = 1.96 \cdot 10^{-6} s_t$.

5.3.4 Resultados

Os resultados do estudo de cenário são apresentados nas figuras 5.19 a 5.21(f). A partir da figura 5.19, observa-se que ambos os algoritmos de compensação resultaram em uma melhora considerável no desempenho. Enquanto o compensador preditivo reduziu a taxa de colisão em cerca de 30%, o compensador do *jitter* no intervalo de amostragem proporcionou uma melhora de aproximadamente 34.5%. Porém, a menor taxa de colisão ocorreu para o caso de número 4, onde os dois compensadores foram implementados simultaneamente. Neste caso, houve uma redução de cerca de 50% na taxa de colisão. Uma possível explicação para a diferença na eficiência dos dois algoritmos é dada pela natureza do atraso a que cada método se aplica, pois enquanto o controlador preditivo atua melhor compensando somente atrasos provenientes da rede de comunicação, o compensador do *jitter* no intervalo de amostragem atua também na compensação de atrasos causados pelo escalonamento de tarefas.

Figura 5.19: Taxas de colisão para os casos 1 a 4.

A somatória dos intervalos de tempo em que cada tarefa permaneceu em estado de espera são apresentados pela figura 5.20. Embora seja possível notar que não ocorrem grandes diferenças entre estes valores, pode-se supor que a pequena variação entre os valores é causada pela diferença na complexidade dos algoritmos de compensação. Sabe-se que o algoritmo com menor complexidade é o presente no Caso 1 (onde há ausência de estratégias de compensação). O controlador preditivo presente nos casos 2 e 4, por sua vez, demanda mais poder de processamento, visto que este simula um sistema multivariável a cada cálculo do sinal de controle.

Figura 5.20: Tempos de espera para cada tarefa para os casos 1 a 4.

Os custos apresentados nas figuras 5.21(a) a 5.21(f) correspondem à média (entre todas as realizações) dos erros quadráticos médios de cada variável controlada:

$$J_c = \sum_{i=1}^{n_s} \sum_{k=1}^{t_f/T_a} (r(k) - y(k))^2,$$

onde i representa cada realização da simulação, k representa cada iteração durante uma dada realização, e t_f o tempo de duração de uma realização da simulação. O número de simulações n_s garante determinado grau de confiança nos resultados, e permite que a simulação compreenda, com boa representatividade, os possíveis estados em que o sistema pode se encontrar.

Pode-se notar que os custos J_c correspondentes ao caso 2 foram menores, indicando que a trajetória de referência foi seguida com melhor precisão para este caso. Os altos valores de custo para os casos 3 e 4 podem ser justificados pelo fato de que o compensador do *jitter* no intervalo de amostragem produz descontinuidades no sinal de controle. Embora estas descontinuidades conduzam o sistema a oscilar mais em torno das referências, a resposta do VSNT a uma descontinuidade tende a ser mais rápida, de modo que a taxa de colisões é reduzida.

Figura 5.21: Custo J_c médio para: (a) velocidade de avanço u ; (b) velocidade de deriva v ; (c) velocidade de arfagem w ; (d) velocidade angular de balanço p ; (e) profundidade z ; (f) rumo ψ .

6 Conclusões

Este trabalho realizou o estudo do sistema de controle distribuído do VSNT LAURS. Como hipótese, assumiu-se que o sistema computacional envolvido possui recursos computacionais limitados, e assim o escalonamento de tarefas realizado pelo sistema operacional e o congestionamento da rede de comunicação introduz atrasos aleatórios no sistema de controle. Portanto, o atraso presente neste tipo de sistema foi dividido em três segmentos: τ_{sc} e τ_{ca} provenientes da rede de comunicação, e τ_c do processador.

Na literatura, raramente se encontram trabalhos que detalham a aplicação de compensadores de atrasos em sistemas reais. Em geral, são utilizados modelos de plantas desenvolvidos especificamente para estudar atrasos. Além disso, a literatura sobre VSNT raramente considera que o sistema computacional utilizado na aplicação possui recursos limitados. Portanto, este trabalho considerou a aplicação no VSNT LAURS de dois compensadores de atrasos aleatórios presentes na literatura. Os compensadores tratados foram o compensador do *jitter* no intervalo de amostragem e o controlador preditivo. Além disso, um controlador multivariável também foi desenvolvido, com o objetivo de ser robusto a atrasos.

Na análise do compensador do *jitter*, mostrou-se que quando o intervalo h_k de amostragem percebido pelo controlador (vide figura 3.4) é menor do que o intervalo de amostragem T_a , o sistema de controle se torna menos robusto a distúrbios. Porém, as margens de atraso aumentam, se comparadas com o caso onde há ausência do compensador do *jitter*. Por outro lado, se $h_k > T_a$, o sistema de controle ganha em robustez para distúrbio. Entretanto, as margens de atraso do sistema com compensador diminuem. A tabela 6.1 sintetiza este parágrafo. Nesta tabela, o julgamento 'pior' ou 'melhor' se dá em relação ao caso onde o compensador do *jitter* não é utilizado.

A análise do compensador do *jitter* também mostrou que para o pior caso onde h_k está próximo da margem de atraso, o ganho de distúrbios para baixas frequências diminuiu consideravelmente. Apesar disso, as margens de ganho e fase sofreram redução. Demonstrou-se que o compensador do *jitter* pode tanto causar efeitos positivos quanto negativos. Porém, os diagramas

Tabela 6.1: Comparação do compensador do *jitter* no intervalo de amostragem com o caso onde não há estratégias de compensação implementadas.

	$h_k < T_a$	$h_k > T_a$
Margem de atraso	Melhor	Pior
Atenuação de distúrbio	Pior	Melhor
Margem de Ganho e Fase	Melhor	Pior

de Nyquist e o gráfico da região de estabilidade mostraram que os efeitos positivos ocorrem em intensidade maior do que os negativos.

A análise do controlador preditivo foi realizada por meio da obtenção do gráfico da região de estabilidade. Com o auxílio de simulações, mostrou-se que o sistema de controle apresentou margens de atraso maiores para todos intervalos de amostragem testados, se comparados ao caso onde o controlador preditivo não é utilizado. Em contraste com o compensador do *jitter*, os efeitos da utilização do controlador preditivo foram sempre positivos.

Para se adquirir informações além das obtidas pelas análises dos controladores em situações de pior caso, foi realizado um estudo de cenário em que o VSNT deve seguir uma trajetória de referência e desviar-se de um obstáculo que se encontra em algum ponto do percurso. Com este tipo de abordagem, foi possível avaliar o desempenho dos compensadores de atraso sob um ponto de vista mais próximo da perspectiva do usuário final, pois mesmo quando o sistema de controle do VSNT se torna instável durante alguns instantes, é possível que o mesmo se recupere e realize a manobra de evasão com sucesso.

Devido ao caráter aleatório dos atrasos e ao fato do obstáculo poder aparecer em qualquer ponto do percurso, foi utilizada uma abordagem estatística em que a variável medida é a taxa de colisão entre o VSNT e o obstáculo. Com base nos resultados obtidos, mostrou-se que o controlador preditivo apresentou uma queda de cerca de 30% na taxa de colisão. O compensador do *jitter*, por sua vez, apresentou uma melhora de aproximadamente 35%. O melhor desempenho ocorreu quando os dois controladores foram utilizados simultaneamente, resultando numa redução de aproximadamente 50% para a taxa. Porém, mesmo no melhor caso, o valor da taxa de colisão foi superior a 20%.

O sistema de controle implementado com recursos computacionais escassos se mostrou imprevisível, de modo que a redução de custos com o sistema computacional não compensa a incerteza introduzida pelos atrasos. Portanto, pode-se concluir que apesar dos dois compensadores apresentarem melhora no desempenho do sistema de controle, não é recomendável utilizar sistemas computacionais limitados em aplicações críticas, como é o caso do VSNT. Entretanto, é importante ressaltar que um sistema de controle pode ser im-

plementado com diferentes capacidades de rede de comunicação e processamento. Assim, embora as limitações impostas sobre o sistema computacional neste trabalho causaram o aumento da taxa de colisão entre o VSNT e o obstáculo, é possível obter uma solução de compromisso em que a taxa de colisão seja aproximadamente desprezível e exista um bom aproveitamento dos recursos computacionais.

ANEXO A - Equacionamento dinâmico do VSNT

Este anexo apresenta em detalhes o equacionamento do VSNT, considerando fenômenos correspondentes à dinâmica do corpo rígido e às forças e momentos hidrodinâmicos.

A.1 Dinâmica do Corpo Rígido

O equacionamento é realizado conforme Fossen (1994). As forças de Coriolis e centrípeta causadas pela rotação da Terra são desprezadas, visto que as forças atuantes diretamente no veículo são comparativamente muito maiores.

As equações da dinâmica do corpo rígido são desenvolvidas a partir da Segunda Lei de Newton, que relaciona massa, aceleração, e força:

$$m \cdot \frac{\partial v_C}{\partial t} = f_C \quad (\text{A.1})$$

O sub-índice C se refere ao centro de massa do corpo, m corresponde à massa do veículo, v_C à velocidade no ponto C , e f_C a força no ponto C .

Expressando a Segunda Lei de Newton em termos do momento linear p_C e angular h_C , conforme o primeiro e segundo axioma de Euler, tem-se:

$$\frac{\partial p_C}{\partial t} = f_C \Rightarrow \frac{\partial(m \cdot v_C)}{\partial t} = f_C \quad (\text{A.2})$$

$$\frac{\partial h_C}{\partial t} = m_C \Rightarrow \frac{\partial(I_C \cdot \omega)}{\partial t} = m_C \quad (\text{A.3})$$

A massa m é considerada constante e pode ser retirada do operador de derivação. Para o equacionamento a seguir, define-se o centro de massa do veículo em relação ao sistema de coordenadas fixo no corpo como:

$$r_G = \frac{1}{m} \int_V r \cdot \rho_A dV. \quad (\text{A.4})$$

A derivada da equação acima é dada por

$$m \dot{r}_G = \int_V \dot{r} \cdot \rho_A dV. \quad (\text{A.5})$$

É interessante também definir o tensor de inércia I_0 em relação ao sistema fixo do corpo do veículo:

$$I_O = \begin{bmatrix} I_x & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_y & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_z \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

O tensor de inércia pode ser escrito explicitamente na forma

$$I_O w = \int_V r \times (\omega \times r) \rho_A dV. \quad (\text{A.7})$$

Além das definições anteriores, é importante lembrar-se da fórmula que relaciona o movimento absoluto e relativo, ou seja, a derivada no tempo de um vetor c em relação a um sistema XYZ com a derivada no tempo do mesmo vetor no sistema $X_0Y_0Z_0$. Esta fórmula é dada pela soma vetorial das componentes do movimento, que são a translação e a rotação entre os dois sistemas:

$$\dot{c} = \overset{\circ}{c} + \omega \times c. \quad (\text{A.8})$$

Nesta equação, o termo $\dot{c}$ define a derivada no tempo do vetor c no sistema de coordenadas inercial da Terra XYZ . O termo $\overset{\circ}{c}$, por sua vez, representa a derivada no tempo do vetor c em relação ao sistema de coordenadas $X_0Y_0Z_0$, que no caso é o sistema fixo ao corpo do submarino.

O termo $\frac{\partial v_C}{\partial t}$ da equação A.2 é desenvolvido a seguir:

A distância r_C entre a origem do sistema inercial de coordenadas e o centro de gravidade do veículo r_G é dada pela soma vetorial, onde r_0 é a origem do sistema fixo no veículo:

$$r_C = r_0 + r_G. \quad (\text{A.9})$$

Derivando a expressão anterior com base na equação A.8, e visto que $\overset{\circ}{r}_G = 0$, tem-se:

$$\dot{r}_C = \dot{r}_0 + \dot{r}_G \rightarrow v_C = v_0 + \overset{\circ}{r}_G + \omega \times r_G \rightarrow v_C = v_0 + \omega \times r_G, \quad (\text{A.10})$$

e derivando novamente:

$$\dot{v}_C = \dot{v}_0 + \dot{\omega} \times r_G + \omega \times \dot{r}_G. \quad (\text{A.11})$$

Desse modo, sabendo-se que $\dot{\omega} = \overset{\circ}{\omega}$ pode-se reescrever a equação anterior na forma:

$$\dot{v}_C = \overset{\circ}{v}_0 + \omega \times v_0 + \overset{\circ}{\omega} \times r_G + \omega \times (\omega \times r_G). \quad (\text{A.12})$$

Finalmente, a equação A.2 pode ser expressa como:

$$m(\dot{v}_0 + \omega \times v_0 + \dot{\omega} \times r_G + \omega \times (\omega \times r_G)) = f_C, \quad (\text{A.13})$$

relacionando velocidade linear com força.

Para relacionar velocidade angular e torque, a equação A.3 é desenvolvida a seguir.

Tem-se que o momento angular em torno da origem do sistema de coordenadas fixo no corpo de veículo é dado por:

$$h_0 \triangleq \int_V r \times v \cdot \rho_A dV, \quad (\text{A.14})$$

e derivando esta expressão, tem-se:

$$\dot{h}_0 = \int_V r \times \dot{v} \cdot \rho_A dV + \int_V \dot{r} \times v \cdot \rho_A dV. \quad (\text{A.15})$$

O primeiro termo do lado direito é o vetor de momento:

$$m_0 \triangleq \int_V r \times \dot{v} \cdot \rho_A dV. \quad (\text{A.16})$$

Sabendo-se que $v = \dot{r}_0 + \dot{r}$, e conseqüentemente $\dot{r} = v - v_0$, pode-se escrever a equação A.15 na forma:

$$\dot{h}_0 = m_0 - v_0 \times \int_V v \cdot \rho_A dV \rightarrow \dot{h}_0 = m_0 - v_0 \times \int_V \dot{r} \cdot \rho_A dV. \quad (\text{A.17})$$

Substituindo a equação A.5 na equação acima, tem-se:

$$\dot{h}_0 = m_0 - v_0 \times m\dot{r}_G \rightarrow \dot{h}_0 = m_0 - mv_0 \times \dot{r}_G, \quad (\text{A.18})$$

e substituindo $\dot{r}_G = \omega \times r_G$, chega-se em:

$$\dot{h}_0 = m_0 - mv_0 \times (\omega \times r_G). \quad (\text{A.19})$$

A equação final resulta do desenvolvimento do termo $\dot{h}_0$ na equação A.19.

Substituindo $v = v_0 + \omega \times r$ na equação A.14, tem-se:

$$h_0 = \int_V r \times v_0 \cdot \rho_A dV + \int_V r \times (\omega \times r) \cdot \rho_A dV \rightarrow \int_V r \rho_A dV \times v_0 + \int_V r \times (\omega \times r) \cdot \rho_A dV, \quad (\text{A.20})$$

e utilizando a definição da equação A.4, pode-se reescrever a equação anterior na forma:

$$h_0 = (mr_G) \times v_0 + \int_V r \times (\omega \times r) \rho_A dV. \quad (\text{A.21})$$

Com a utilização do tensor de inércia representado na equação A.7, a equa-

ção anterior é rescrita como:

$$h_0 = (mr_G) \times v_0 + I_0\omega, \quad (\text{A.22})$$

e sua derivada é:

$$\dot{h}_0 = (m\dot{r}_G) \times v_0 + (mr_G) \times \dot{v}_0 + \frac{\partial I_0\omega}{\partial dt}, \quad (\text{A.23})$$

onde substituindo-se $\dot{r}_G = \omega \times r_G$ e $\dot{v}_0 = \dot{v}_0 + \omega \times v_0$, chega-se em:

$$\dot{h}_0 = m(\omega \times r_G) \times v_0 + mr_G \times (\dot{v}_0 + \omega \times v_0) + I_0\dot{\omega} + \omega \times (I_0\omega). \quad (\text{A.24})$$

Substituindo o $\dot{h}_0$ da expressão anterior na equação A.19, tem-se:

$$m(\omega \times r_G) \times v_0 + mr_G \times (\dot{v}_0 + \omega \times v_0) + I_0\dot{\omega} + \omega \times (I_0\omega) + mv_0 \times (\omega \times r_G) = m_0. \quad (\text{A.25})$$

Sabendo-se que $m(\omega \times r_G) \times v_0 = -mv_0 \times (\omega \times r_G)$, a equação anterior finalmente se resume a:

$$mr_G \times (\dot{v}_0 + \omega \times v_0) + I_0\dot{\omega} + \omega \times (I_0\omega) = m_0. \quad (\text{A.26})$$

Até este ponto, as equações gerais do sistema foram desenvolvidas, representadas pelas equações A.13 e A.26. Para simplificar, se a origem do sistema de coordenadas fixo no corpo do veículo coincidir com o centro de massa do mesmo ($r_G = [0, 0, 0]^T$), tem-se que as duas equações podem ser escritas na forma mais simples a seguir:

$$\boxed{m(\dot{v}_C + \omega \times v_C) = f_C}, \quad (\text{A.27})$$

$$\boxed{I_C\dot{\omega} + \omega \times (I_C\omega) = m_C}, \quad (\text{A.28})$$

Para o caso específico do veículo submarino tratado neste trabalho, tem-se que:

$$f_C = \tau_1 = [X, Y, Z]^T,$$

$$m_C = \tau_2 = [K, M, N]^T,$$

$$v_C = v_1 = [u, v, w]^T,$$

$$\omega = v_2 = [p, q, r]^T,$$

$$I_C = I_0 = \begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix},$$

Consequentemente, as equações A.27 e A.28 são reescritas na forma:

$$m(\dot{\mathbf{v}}_1 + \mathbf{v}_2 \times \mathbf{v}_1) = \boldsymbol{\tau}_1, \quad (\text{A.29})$$

$$\begin{bmatrix} m & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & m \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}, \quad (\text{A.30})$$

$$I_0 \dot{\mathbf{v}}_2 + \mathbf{v}_2 \times (I_0 \mathbf{v}_2) = \boldsymbol{\tau}_2, \quad (\text{A.31})$$

$$\begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \times \left(\begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} K \\ M \\ N \end{bmatrix}, \quad (\text{A.32})$$

As expressões A.30 e A.32 podem ser expressas na forma:

$$\begin{cases} m(\dot{u} + qw - rv) = X \\ m(\dot{v} + ru - pw) = Y \\ m(\dot{w} + pv - qu) = Z \\ I_x \dot{p} + qr(I_z - I_y) = K \\ I_y \dot{q} + pr(I_x - I_z) = M \\ I_z \dot{r} + pq(I_y - I_x) = N \end{cases}, \quad (\text{A.33})$$

e finalmente, pode-se representar as equações da dinâmica de corpo rígido pela notação:

$$\boldsymbol{\tau}_{RB} = M_{RB} \dot{\mathbf{v}} + C_{RB}(\mathbf{v}) \mathbf{v}, \quad (\text{A.34})$$

onde M_{RB} é a matriz de inércia, e C_{RB} é a matriz de Coriolis e Centrípeta, parametrizada de modo que $C(\mathbf{v}) = -C^T(\mathbf{v})$. Assim, tem-se:

$$\boldsymbol{\tau}_{RB} = [X; Y; Z; K; M; N]^T$$

$$\dot{\mathbf{v}} = [u; v; w; p; q; r]^T,$$

$$M_{RB} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_z \end{bmatrix},$$

$$C_{RB}(v) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & mw & -mv \\ 0 & 0 & 0 & -mw & 0 & mu \\ 0 & 0 & 0 & mv & -mu & 0 \\ 0 & mw & -mv & 0 & I_z r & -I_y q \\ -mw & 0 & mu & -I_z r & 0 & I_x p \\ mv & -mu & 0 & I_y q & -I_x p & 0 \end{bmatrix},$$

A.2 Forças e Momentos Hidrodinâmicos

Três componentes são considerados na análise dos efeitos hidrodinâmicos sobre o submarino:

- Massa adicionada
- Amortecimento hidrodinâmico
- Forças de restauração

A.2.1 Massa Adicionada

O fenômeno de massa adicionada ocorre devido à inércia do fluido que envolve o veículo. A estimação da massa virtual pode ser realizada com o auxílio de uma ferramenta CFD (*Computational Fluid Dynamics*). Esta componente hidrodinâmica é expressa em termos de uma matriz de inércia M_A constante e uma matrix de Coriolis hidrodinâmica e centrípeta $C_A(v)$:

$$M_A = \begin{bmatrix} X_{\dot{u}} & X_{\dot{v}} & X_{\dot{w}} & X_{\dot{p}} & X_{\dot{q}} & X_{\dot{r}} \\ Y_{\dot{u}} & Y_{\dot{v}} & Y_{\dot{w}} & Y_{\dot{p}} & Y_{\dot{q}} & Y_{\dot{r}} \\ Z_{\dot{u}} & Z_{\dot{v}} & Z_{\dot{w}} & Z_{\dot{p}} & Z_{\dot{q}} & Z_{\dot{r}} \\ K_{\dot{u}} & K_{\dot{v}} & K_{\dot{w}} & K_{\dot{p}} & K_{\dot{q}} & K_{\dot{r}} \\ M_{\dot{u}} & M_{\dot{v}} & M_{\dot{w}} & M_{\dot{p}} & M_{\dot{q}} & M_{\dot{r}} \\ N_{\dot{u}} & N_{\dot{v}} & N_{\dot{w}} & N_{\dot{p}} & N_{\dot{q}} & N_{\dot{r}} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.35})$$

A matriz $C_A(v)$ é parametrizada para que $C_A(v) = -C_A^T(v)$, resultando:

$$C_A(v) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -a_3 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 & a_3 & 0 & a_1 \\ 0 & 0 & 0 & -a_2 & a_1 & 0 \\ 0 & -a_3 & a_2 & 0 & -b_3 & b_2 \\ a_3 & 0 & -a_1 & b_3 & 0 & b_1 \\ -a_2 & a_1 & 0 & -b_2 & b_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.36})$$

onde

$$a_1 = X_{\dot{u}}u + X_{\dot{v}}v + X_{\dot{w}}w + X_{\dot{p}}p + X_{\dot{q}}q + X_{\dot{r}}r,$$

$$a_2 = X_{\dot{v}}u + Y_{\dot{v}}v + Y_{\dot{w}}w + Y_{\dot{p}}p + Y_{\dot{q}}q + Y_{\dot{r}}r,$$

$$a_3 = X_{\dot{w}}u + Y_{\dot{w}}v + Z_{\dot{w}}w + Z_{\dot{p}}p + Z_{\dot{q}}q + Z_{\dot{r}}r,$$

$$b_1 = X_{\dot{p}}u + Y_{\dot{p}}v + Z_{\dot{p}}w + K_{\dot{p}}p + K_{\dot{q}}q + K_{\dot{r}}r,$$

$$b_2 = X_{\dot{q}}u + Y_{\dot{q}}v + Z_{\dot{q}}w + K_{\dot{q}}p + M_{\dot{q}}q + M_{\dot{r}}r,$$

$$b_3 = X_{\dot{r}}u + Y_{\dot{r}}v + Z_{\dot{r}}w + K_{\dot{r}}p + M_{\dot{r}}q + N_{\dot{r}}r.$$

A.2.2 Amortecimento hidrodinâmico

O amortecimento hidrodinâmico é uma superposição de diversos tipo de forças (no sentido oposto à velocidade do veículo) que são geradas no movimento de um corpo submerso. Em uma analogia com o sistema massa-mola-amortecedor, este fenômeno corresponde ao amortecedor, ou seja, estas forças retiram energia do sistema e, caso não existam forças e momentos externos, levam o veículo a parar. A estimação dessas forças é considerada por Roberts e (Eds) (2005) a principal dificuldade no projeto de sistemas de controle para veículos submarinos autônomos. As principais componentes das forças de amortecimento hidrodinâmico são o arrasto de forma e o arrasto de fricção (PASTER, 1986). O arrasto de forma é função da razão entre o comprimento do veículo e o seu diâmetro efetivo, do formato da área frontal, de rugosidades na superfície, e do formato da cauda. O arrasto de fricção é função da área da superfície molhada e do número de Reynolds. A força de amortecimento hidrodinâmico é representada pela matriz não-linear $D(v)$, contendo um termo linear e outro quadrático para cada grau de liberdade.

$$D(v) = \begin{bmatrix} X_u + X_{u|u}|u| & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_v + Y_{v|v}|v| & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_w + Z_{w|w}|w| & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_p + K_{p|p}|p| & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_q + M_{q|q}|q| & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_r + N_{r|r}|r| \end{bmatrix}. \quad (\text{A.37})$$

A.2.3 Esforços restaurativos

As forças e momentos restaurativos, na analogia com o sistema massa-mola-amortecedor, têm o comportamento de mola. Este fenômeno depende da massa do veículo, do seu volume, do centro de massa, e do centro de flutuação. Mais especificamente, a força peso é função da massa, e age no centro de massa do veículo, sendo dada por: $W = mg$, onde g representa a aceleração da gravidade. A força de empuxo atua no centro de flutuação do corpo, sendo dada por $B = \rho_V g V$, onde V representa o volume de água deslocado, e ρ_V representa a massa específica. As duas forças possuem direção vertical. Desse modo, o veículo tende a girar até que o centro de massa esteja sobre o centro de flutuação, e ambos estejam alinhados verticalmente. Desse modo, os esforços restaurativos geram um movimento cujo sentido depende da magnitude das forças peso e empuxo, e da orientação do veículo. Assim, tem-se:

$$f_G(\eta_2) = \mathbf{J}_1^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ W \end{bmatrix}, \quad (\text{A.38})$$

e

$$f_B(\eta_2) = -\mathbf{J}_1^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B \end{bmatrix}. \quad (\text{A.39})$$

Portanto, os esforços restaurativos são dados por:

$$\mathcal{g}(\eta) = - \begin{bmatrix} f_G(\eta) + f_B(\eta) \\ r_G \times f_G(\eta) + r_B \times f_B(\eta) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.40})$$

Expandindo a equação A.40, tem-se:

$$g(\eta) = \begin{bmatrix} (W - B)s\theta \\ -(W - B)c\theta s\phi \\ -(W - B)c\theta c\phi \\ -(\gamma_G W - \gamma_B B)c\theta c\phi + (z_G W - z_B B)c\theta s\phi \\ (z_G W - z_B B)s\theta + (x_G W - x_B B)c\theta c\phi \\ -(x_G W - x_B B)c\theta s\phi - (\gamma_G W - \gamma_B B)s\theta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.41})$$

onde $s \cdot = \text{sen}(\cdot)$, e $c \cdot = \text{cos}(\cdot)$.

Finalmente, a modelagem completa do veículo submarino é apresentada na forma:

$$\boxed{M\dot{v} + C(v)v + D(v)v + g(\eta) = \tau}, \quad (\text{A.42})$$

onde

$$\dot{\eta} = J(\eta)v, \quad (\text{A.43})$$

$$M = M_{RB} + M_A, \quad (\text{A.44})$$

$$C(v) = C_{RB}(v) + C_A(v). \quad (\text{A.45})$$

Para o modelo utilizado neste trabalho, a matriz M_A é simplificada para:

$$M_A = \begin{bmatrix} X_{\dot{u}} & 0 & 0 & 0 & X_{\dot{q}} & 0 \\ 0 & Y_{\dot{v}} & 0 & Y_{\dot{p}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{\dot{w}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{\dot{v}} & 0 & K_{\dot{p}} & 0 & 0 \\ M_{\dot{u}} & 0 & 0 & 0 & M_{\dot{q}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{\dot{r}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.46})$$

e a matriz $C_A(v)$ utilizada possui a forma:

$$C_A(v) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{\dot{w}}w & Y_{\dot{v}}v + Y_{\dot{p}}p \\ 0 & 0 & 0 & Z_{\dot{w}}w & 0 & -X_{\dot{u}}u - X_{\dot{q}}q \\ 0 & 0 & 0 & -Y_{\dot{v}}v - Y_{\dot{p}}p & X_{\dot{u}}u + X_{\dot{q}}q & 0 \\ 0 & -Z_{\dot{w}}w & Y_{\dot{v}}v + Y_{\dot{p}}p & 0 & -N_{\dot{r}}r & X_{\dot{q}}u + M_{\dot{q}}q \\ Z_{\dot{w}}w & 0 & -X_{\dot{u}}u - X_{\dot{q}}q & N_{\dot{r}}r & 0 & -Y_{\dot{p}}v - K_{\dot{p}}p \\ -Y_{\dot{v}}v - Y_{\dot{p}}p & X_{\dot{u}}u + X_{\dot{q}}q & 0 & -X_{\dot{q}}u - M_{\dot{q}}q & Y_{\dot{p}}v + K_{\dot{p}}p & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.47})$$

Além das simplificações nas matrizes M_A e $C_A(v)$, a massa e volume do sistema são escolhidos de forma que a força peso seja igual à força de empuxo. Apesar disso, os esforços restaurativos ainda estão presentes, pois os centros de massa e de flutuação são escolhidos em pontos distintos. Desse modo, a

expressão A.41 é reduzida para:

$$g(\eta) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -z_B B c \theta s \phi \\ -z_B B s \theta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.48})$$

A equação completa, não-linear, utilizada neste trabalho é dada pela equação A.49:

[illegible]

Referências

- AGUILAR, L. L. P. *Controle Inteligente para a Navegação de Veículos Submarinos Semi-Autônomos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, Brasil, 2007.
- ALLDREDGE, G. W. *PID and Model Predictive Control In a Networked Environment*. Dissertação (Mestrado) — Case Western Reserve University, Ohio, USA, 2007.
- ÅRZÉN, K.-E.; CERVIN, A.; EKER, J.; SHA, L. An introduction to control and scheduling co-design. In: *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*. Sydney, Australia: [s.n.], 2000.
- AVILA, J. P. J. *Modelagem e Identificação de Parâmetros Hidrodinâmicos de um Veículo Robótico Submarino*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2008.
- BAILLIEUL, J.; ANTSAKLIS, P. Control and communication challenges in networked real-time systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 95, n. 1, p. 9 –28, jan. 2007. ISSN 0018-9219.
- BRANICKY, M. S.; PHILLIPS, M.; ZHANG, W. Stability of networked control systems: Explicit analysis of delay. In: *Proceedings of the American Control Conference*. Chicago, Illinois, U.S.A.: [s.n.], 2000.
- BURNS, A.; WELLINGS, A. *Concurrent and Real-Time Programming in Ada*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2007.
- BUTTON, R. W.; KAMP, J.; CURTIN, T. B.; DRYDEN, J. *Unmanned Undersea Vehicles*. [S.l.]: National Defense Research Institute, 2009.
- CERVIN, A. *Towards the Integration of Control and Real-Time Scheduling Design*. [S.l.], maio 2000.
- CERVIN, A. *Integrated Control and Real-Time Scheduling*. Tese (Doutorado) — Department of Automatic Control, Lund University, Sweden, abr. 2003.
- CERVIN, A.; ÅRZÉN, K.-E.; HENRIKSSON, D.; CAMPS, M. L.; BALBASTRE, P.; RIPOLL, I.; CRESPO, A. Control loop timing analysis using TrueTime and Jitterbug. In: *Proceedings of the 2006 IEEE Computer Aided Control Systems Design Symposium*. [S.l.: s.n.], 2006.
- CERVIN, A.; LINCOLN, B.; EKER, J.; ARZEN, K.-E.; BUTTAZZO, G. The jitter margin and its application in the design of real-time control systems. In: *Proceedings of the 10th International Conference on Real-Time and Embedded Computing Systems and Applications*. Goteborg, Sweden: [s.n.], 2004.
- CERVIN, A.; OHLIN, M.; HENRIKSSON, D. Simulation of networked control systems using TrueTime. In: *Proc. 3rd International Workshop on Networked Control Systems: Tolerant to Faults*. Nancy, France: [s.n.], 2007.
- CRUZ, J. J. *Controle Robusto Multivariável: O método LQG/LTR*. [S.l.]: EDUSP, 1996.

FOSSSEN, T. I. *Guidance and Control of Ocean Vehicles*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1994.

GODOY, E. P. *Desenvolvimento de Sistemas de Controle via Rede (NCS) para Aplicações em Redes com Protocolo CAN*. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, Brasil, 2011.

GOODWIN, G.; GRAEBE, S.; SALGADO, M. *Control System Design*. [S.l.]: Prentice Hall, 2000.

GOODWIN, G. C.; SALGADO, M. Frequency domain sensitivity functions for continuous time systems under sampled data control. *Automatica*, v. 30, n. 8, p. 1263-1270, 1994.

GROTKOWSKY, M.; MARUYAMA, N. Robust multivariable control applied to unmanned underwater vehicle in a networked control system. In: *CBA 2012*. Campina Grande, PB: [s.n.], 2012.

HALEVI, Y.; RAY, A. Integrated communication and control systems: Part i - analysis. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 110, n. 4, p. 367 - 373, dec 1988.

HALEVI, Y.; RAY, A. Integrated communication and control systems: Part ii - design considerations. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 110, n. 4, p. 374 - 381, dec 1988.

HEALEY, A.; LIENARD, D. Multivariable sliding mode control for autonomous diving and steering of unmanned underwater vehicles. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, v. 18, n. 3, p. 327 -339, jul 1993. ISSN 0364-9059.

HEALEY, A.; MARCO, D. Slow speed flight control of autonomous underwater vehicles: Experimental results with nps auv ii. In: *Proceedings of the 2nd International Offshore and Polar Engineering Conference (ISOPE)*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 523 -532.

HESPANHA, J. P.; NAGHSHTABRIZI, P.; XU, Y. A survey of recent results in networked control systems. In: *IEEE Proceedings of the Technology of Networked Control Systems*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 138 - 162.

HSU, L.; COSTA, R.; LIZARRALDE, F.; CUNHA, J. D. Dynamic positioning of remotely operated underwater vehicles. *Robotics Automation Magazine, IEEE*, v. 7, n. 3, p. 21 -31, sep 2000. ISSN 1070-9932.

K.J.ASTROM; WITTENMARK, B. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. [S.l.]: Prentice Hall, 1997.

LAPLANTE, P. A. *Real time systems design and analysis*. 3a. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.

LIAN, F.-L. *Analysis, Design, Modeling, and Control of Networked Control Systems*. Dissertação (Mestrado) — The University of Michigan, USA, 2001.

LINCOLN, B. Jitter compensation in digital control systems. In: *Proceedings of the American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 2985 -2990.

LUCK, R.; RAY, A. An observer-based compensator for distributed delays. *Automatica*, p. 903-908, 1990.

LUQUE, J. C. C. *Controle Robusto Multivariável para um Veículo Submersível Autônomo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, Brasil, 2007.

- MARTI, P.; FUERTES, J.; FOHLER, G.; RAMAMRITHAM, K. Jitter compensation for real-time control systems. In: *Real-Time Systems Symposium, 2001. (RTSS 2001). Proceedings. 22nd IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 39 - 48.
- MARTIN, R. J. *Multivariable Control System Design for a Submarine using Active Roll Control*. Dissertação (Mestrado) — Massachusetts Institute of Technology, 1985.
- MONDIÉ, S.; GARCIA, P.; LOZANO, R. Resetting smith predictor for the control of unstable systems with delay. In: *IFAC 15th Triennial World Congress*. Barcelona, Spain: [s.n.], 2002.
- MONDIÉ, S.; LOZANO, R.; COLLADO, J. Resetting process-model control for unstable systems with delay. In: *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 2247 -2252.
- NEEDS, C. on U. V. . N.; COUNCIL, N. R. *Undersea Vehicles and National Needs*. Washington, D.C., U.S.A.: National Academy Press, 1996.
- NETO, P. C. *Estatística*. 17a. ed. [S.l.]: Edgard Blucher, 1999.
- NILSSON, J. *Real-Time Control Systems with Delays*. Tese (Doutorado) — Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, jan. 1998.
- OHLIN, M.; HENRIKSSON, D.; CERVIN, A. *TrueTime 1.5—Reference Manual*. [S.l.], jan. 2007.
- OLIVEIRA, W. de. *Arquitetura de software para sistemas de tempo real*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2011.
- PASTER, D. Importance of hydrodynamic considerations for underwater vehicle design. In: *OCEANS '86*. [S.l.: s.n.], 1986. p. 1413 -1422.
- RAJU, B. *Time Delay Compensation Schemes with Application to Networked Control System*. Dissertação (Mestrado) — National Institute of Technology, India, 2009.
- ROBERTS, G.; (EDS), R. S. *Advances in Unmanned Vehicles*. [S.l.]: Institute of Engineering and Technology, 2005.
- SETO, D.; LEHOCZKY, J.; SHA, L.; SHIN, K. On task schedulability in real-time control systems. In: *Real-Time Systems Symposium, 1996., 17th IEEE*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 13 -21. ISSN 1052-8725.
- SILBERSCHATZ, A.; GALVIN, P. B.; GAGNE, G. *Operating Systems Concept*. sixth. [S.l.]: John Wiley & Sons, INC., 2002.
- SOUZA, E. C. de. *Modelagem e Controle de Veículos Submarinos Não Tripulados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2003.
- SUN, L. K.; WAN, Z. K.; ZHANG, G. L. Lqg control design for class of mimo networked control system. In: *IEEE. Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*. Beijing, China, 2010.
- TAKARABE, E. W. *Sistemas de Controle Distribuídos em Redes de Comunicação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2009.
- TIPSUWAN, Y.; CHOW, M.-Y. Control methodologies in networked control systems. *Control Engineering Practice*, USA, v. 11, n. 10, p. 1099 - 1111, 2003.

- VELAGIC, J. Design of smith-like predictive controller with communication delay adaptation. In: *Proceedings of World Academy of Science*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 199 – 203.
- WALSH, G. C.; YE, H.; BUSHNELL, L. Stability analysis of networked control systems. In: *Proceedings of the American Control Conference*. San Diego, California, USA.: [s.n.], 1999.
- WITTENMARK, B.; ÅSTRÖM, K. J.; ÅRZÉN, K.-E. *Computer Control: An Overview*. [S.l.], jan. 2002.
- WU, Y.; BUTTAZZO, G.; BINI, E.; CERVIN, A. Parameter selection for real-time controllers in resource-constrained systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 6, n. 4, p. 610-620, nov. 2010.
- YU, B. *Networked Control System Design and Parameter Estimation*. Dissertação (Mestrado) — University of Saskatchewan, Saskatoon, Canada, 2008.
- ZANONI, F. D. *Modelagem e implementação do sistema de navegação para um AUV*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, Brasil, 2012.
- ZHANG, W. *Stability Analysis of Networked Control Systems*. Tese (Doutorado) — Case Western Reserve University, 2001.