



Universidade Federal da Bahia
Escola Politécnica
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



MODELO DE CONTROLADOR COM COMPENSAÇÃO DE ZONA MORTA PARA UMA BASE MÓVEL DE ROBÔS

Autor: Eng^a Carolina Moreno Salcedo
Orientador: Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira - **UFBA**

*Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia,
para preenchimento de requisitos parciais à obtenção do
Título de*
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Banca Examinadora
Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira - **UFBA** (Presidente)
Dr. Augusto César Pinto Loureiro da Costa - **UFBA** Dr. Ubirajara Franco Moreno - **UFSC**

Salvador-BA, 16 Julho de 2010.

FICHA CATALOGRÁFICA

Carolina Moreno Salcedo
Modelo de Controlador com Compensação de Zona
Morta para uma Base Móvel de Robôs / Carolina Moreno
Salcedo. –Salvador, BA: [s.n.], 2010.

Orientador: Jês de Jesus Fiais Cerqueira,
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal da Bahia,
Escola Politécnica, Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Controle Clássico.
 2. Controle no espaço de atuadores.
 3. Dinâmica do robô móvel.
 4. Compensação de não linearidades.
- I. Cerqueira, Jês de Jesus Fiais.
II. Universidade Federal da Bahia. Escola Politécnica.
Departamento de Engenharia Elétrica.
III. Título.

Resumo

Nesta dissertação é abordado o problema de controle com compensação da zona morta para uma base móvel de robôs não-holonômicos com duas rodas e acionamento diferencial. É feita a modelagem dinâmica do sistema incluindo as não linearidades de zona morta e saturação, e é apresentada uma estratégia de controle em cascata. As velocidades da base móvel são controladas a partir dos estimadores e controladores de força em cada roda, e o compensador da zona morta.

São abordados métodos clássicos para identificação de sistemas e controle em robôs móveis, a fim de tornar o controle do sistema mais robusto aos distúrbios de medida e principalmente compensar os efeitos não lineares do ganho dependente da faixa de operação inerentes aos sistemas de velocidade.

A não linearidade do tipo zona morta é considerada como uma das conseqüências do atrito estático ocasionado enquanto o robô entra no limiar de movimento. Assim, um dos principais aportes desta dissertação é o controle com compensação da zona morta. Devido as características da zona morta serem geralmente pouco conhecidas e variarem com o tempo, é aplicado um método de compensação a partir da inversa da não linearidade de zona morta, com o objeto de anular a dinâmica não linear.

Para a modelagem e controle com compensação propostos usaram-se o modelo da não linearidade de zona morta e a inversa da zona morta propostos por Kokotovic and Tao (1994) e foram implementados em blocos de simulação em ambiente *Simulink/Matlab*[®] com os parâmetros do Robô *Khepera II*[®] da K-Team S. A.

Palavras Chave

Controle em cascata; estimação de força; saturação; zona morta; holonomia; robô móvel; controle adaptativo; controle multivariável; Khepera II.

Abstract

This dissertation presents a control structure in order to solve the problem of the nonlinearities in the input of the system for a mobile robot with two wheel differential drive. A dynamic model of the vehicle is developed including the dead zone and saturation nonlinearities, and is presented a cascade control structure. The mobile base velocities are controlled by independent force control, the force estimation in each wheel, and the dead zone compensation.

Classical models are studied for system identification and control in mobile robots to obtain a robust controller allowing to reject the measurement disturbances and mainly compensate the nonlinear effects of the dependent band operation gain inherent to the velocity systems.

The dead zone nonlinearity is one of the consequences of static friction caused when the robot moves at low speeds. Thus, one of the main contributions of this work is the dead zone compensation. Because of characteristics of the dead zone are generally poorly known and vary with time, a compensation method with the dead zone inverse is applied, in order to cancel the nonlinear dynamics.

For the modeling and control compensation suggested, we used the dead zone nonlinearity model and the dead zone inverse proposed by Kokotovic and Tao (1994) and simulation blocks were implemented in *Simulink/Matlab*[®] with the parameters of the *Khepera II*[®] robot from *K – Team S.A.*

Key Words

Cascade control; force estimation; saturation; dead-zone; holonomy; mobile robot; adaptive control; multivariable control; Khepera II.

Agradecimentos

- A Deus por ter-me dado muitas coisas valiosas, me dar a vida e a saúde e a sua presença em tudo o tempo da minha vida.
- À CAPES pela concessão de uma bolsa de estudos durante a realização do curso.
- À UFBA e à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPgEE) por ter proporcionado a oportunidade de realização do curso de mestrado.
- Ao Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira por ter aceito a minha orientação, pela amizade e pelo apoio.
- Ao Prof. Dr. Adhemar de Barros Fontes pela amizade e pelos conselhos para esta dissertação.
- A meu amigo César Peña, à sua família pelo apoio, preocupação e carinho.
- A Cleia Libarino, à sua família pela companhia, apoio nos momentos difíceis, a preocupação e cuidado.
- A Anderson Martins meu amor e companheiro, a sua família, por todo o apoio, amor, preocupação, cuidado e atenção que dão cada dia a minha vida.
- Aos colegas e amigos Thiago Góes, Ivelyne, Marlus, Paulo, Leroy, Omar, Leonardo, Vitor, Acbal, Afeu pela amizade e carinho.
- Aos muitos funcionários da UFBA que, diretamente ou indiretamente, funcionaram como suporte ao desenvolvimento deste trabalho.
- Um profundo agradecimento aos meus pais James e Edith, aos meus avós Carlos Ivan e Lirne, meus irmãos Diana e Luís, meus tios Nelson, Teresa e Betty, e demais familiares, por tudo que me proporcionaram na vida e por sempre acreditarem e confiarem em mim.

Muito Obrigada!

Sumário

Resumo	iii
Abstract	v
Agradecimentos	vii
Nomenclatura Matemática	xv
1 Introdução	1
1.1 Definição do Problema	2
1.2 Contribuições e Propostas da Tese	5
1.3 Estrutura do Texto	6
2 Preliminares Teóricas	9
2.1 Introdução	9
2.2 Robôs Móveis	10
2.3 Não Linearidades	12
2.3.1 O Fenômeno do Atrito	13
2.3.2 Não Linearidade do Tipo Saturação	15
2.3.3 Não Linearidade do Tipo Zona Morta (Atrito)	17
2.4 Cinemática do Robô móvel	19
2.4.1 Não-Holonomia de Robôs Móveis	22
2.5 Dinâmica dos Atuadores	23
2.5.1 Dinâmica da Estrutura da Base Móvel de Robôs com Duas Rodas Ativas e Inclusão dos Atuadores Elétricos	26
2.6 Sumário	29
3 Problema de Controle em Robôs Móveis	31
3.1 Introdução	31
3.2 Problema de Controle de Robôs Não Holonômicos	32
3.3 Controle em Cascata	33
3.3.1 Controle de Atuadores Independentes	34

3.3.2	Controle Multivariável	36
3.4	Controle Anti-Windup	40
3.5	Sumário	42
4	Controle com Compensação de zona morta	43
4.1	Introdução	44
4.2	Modelo de Controle	44
4.3	Estimação de Força nas Rodas	45
4.4	Controlador de Força nas Rodas	48
4.4.1	Controlador PI para a Força nas Rodas com Proteção Anti-windup	50
4.5	Compensação de Zona Morta	52
4.6	Controle de Velocidades na Base Móvel	55
4.7	Sumário	58
5	Implementação do Esquema de Controle em um Sistema Simulado	59
5.1	Introdução	59
5.2	Estimação de Força nas Rodas	61
5.3	Controle de Força nas Rodas	62
5.4	Controlador de Velocidade na Base Móvel	69
5.4.1	Identificação do subsistema MIMO	73
5.5	Sumário	76
6	Considerações Finais	83
6.1	Relevância das Metodologias Propostas	84
6.2	Sugestões de Futuros Trabalhos	85
A	O Robô Khepera II	95
A.1	Base Móvel	96
A.2	Parâmetros do Robô Khepera II	97
B	Conceitos de estabilidade	101
B.1	Estabilidade	101
B.2	Teorema de estabilidade de Lyapunov	102

Lista de Figuras

1.1	Não linearidades do tipo zona morta e saturação presentes às entradas dos atuadores num sistema robótico móvel	3
1.2	Restrições não holonômicas num robô móvel	5
2.1	Diagrama cinemático e dinâmico de um veículo com duas rodas ativas acionado por atuadores elétricos	11
2.2	Aspectos que constituem o fenômeno do atrito: <i>a)</i> Relação entre o atrito e o deslocamento, <i>b)</i> força de ruptura, <i>c)</i> Atraso de Fricção, <i>d)</i> Pre-sliding.	13
2.3	Alguns tipos de atrito: <i>a)</i> Atrito de Coulomb, <i>b)</i> Atrito de Coulomb mais o Atrito Viscoso, <i>c)</i> Atrito de Coulomb mais Viscoso e Estático, <i>d)</i> Atrito de Stribeck.	16
2.4	saturação	17
2.5	Zona morta causada por atrito num motor DC	19
2.6	Referências global e local do robô móvel.	20
2.7	Modelo elétrico do motor CC.	24
2.8	Modelo mecânico do atuador	25
3.1	Controlador em cascata	35
3.2	Estruturas Entrada-Saída de Sistema (2×2). <i>a)</i> forma canônica P; <i>b)</i> forma canônica V	37
3.3	Estrutura geral de um sistema de controle desacoplado	38
3.4	Arquitetura de controle desacoplado	40
3.5	Controlador PI com Anti Wind-up em tempo contínuo	41
4.1	Diagrama em blocos do sistema de controle proposto para o robô móvel com duas rodas ativas acionados por atuadores elétricos CC , este controlador inclui um controlador para as velocidades da base móvel (linear e angular), um controlador de força com ação anti-windup e um compensador adaptativo de zona morta.	46
4.2	Diagrama de blocos para a força estimada na roda	47
4.3	Diagrama de blocos para o controle de força na roda	49
4.4	Controlador PI com Anti Wind-up em tempo discreto	52

4.5	Compensador adaptativo da zona morta	54
4.6	Arquitetura proposta de controle PI desacoplado	57
5.1	Resposta ao degrau do motor CC do veículo robô <i>Khepera II</i> , aplicando um degrau de $0.5 V$	60
5.2	Simulação do seguimento da força real pela força estimada nas rodas segundo dados obtidos do robô <i>Khepera II</i> (Ver apêndice A).	61
5.3	Seguimento da força controlada para o robô <i>KheperaII</i> , sem proteção anti-windup.	63
5.4	velocidades nas rodas direita e esquerda usando um controlador PI de força.	64
5.5	Posição x versus y usando controle PI de força na roda.	65
5.6	Seguimento da força controlada para o robô <i>KheperaII</i> , com proteção anti-windup.	66
5.7	zona morta na entrada dos atuadores.	67
5.8	velocidades nas rodas direita e esquerda usando um controlador PI de força com proteção anti-windup.	68
5.9	Posição x versus y usando controle PI de força na roda com proteção anti-windup.	69
5.10	Seguimento da força controlada para o robô <i>Khepera II</i> , com compensação de zona morta e proteção anti-windup.	70
5.11	velocidades nas rodas direita e esquerda usando um controlador PI com proteção anti-windup de força e compensação de zona morta.	71
5.12	Posição x versus y usando controle PI de força na roda com proteção anti-windup e compensação da zona morta.	72
5.13	Parâmetro estimado da inversa da zona morta \hat{b}	72
5.14	inversa da zona morta vs sinal de entrada ao sistema.	73
5.15	Identificação do sistema MIMO por meio do método da resposta ao degrau	74
5.16	Seguimento da referencia das velocidades na base móvel usando o mesmo controlador sem compensação de zona morta para baixas velocidades.	77
5.17	Seguimento da referencia das velocidades na base móvel usando o mesmo controlador sem compensação de zona morta.	78
5.18	Velocidades na base móvel com controle PI, usando referências de velocidades baixas.	79
5.19	Seguimento da referencia das velocidades na base móvel e seus respectivos erros de controle, usando um controlador PI.	80
A.1	Robô <i>Khepera II</i> da K-Team S. A.	96

Lista de Tabelas

A.1	Parâmetros obtidos por medição direta do sistema físico Robô <i>Khepera II</i>	97
A.2	Parâmetros do veículo <i>Khepera II</i>	98
A.3	Dados de referência	98

Nomenclatura Matemática

A menos que referência contrária seja fornecida, os símbolos matemáticos abaixo possuem os seguintes significados:

ω	Velocidade angular do veículo (rad/s).
v	Velocidade linear do veículo (m/s).
ω_i	Velocidade angular da roda i (rad/s).
v_i	Velocidade linear da roda i (m/s).
ω_{m_i}	Velocidade angular do motor i (rad/s).
v	Sinal de entrada à zona morta.
B_m	Constante de atrito viscoso.
B_{lin}, B_{ang}	Coefficientes de atrito viscoso em movimento linear e rotacional.
θ	Orientação da base móvel.
ξ_I	Vetor de posicionamento global da base móvel.
ξ_R	Vetor de posicionamento local da base móvel.
r_i	Raio da roda i (m).
ℓ	Distancia do centro da base móvel a cada roda (m).
F_i	Força existente na roda i (N).
τ_i	Torque existente na roda i (Nm).
τ_{m_i}	Torque no motor i (Nm).
δ_i	Largura de Pulso do sinal PWM $\in [-1, 1]$.
M	Massa do Veículo (Kg).
R_i	Resistência do motor i (Ω).
i_i	Corrente no motor i (A).
V_d	Tensão de Alimentação contínua do Veículo (V).
V'_d	Tensão de Alimentação contínua do Motor (V).
ΔV_d	Desgaste da bateria dos motores CC (V).
V_{sat}	Potencial de Saturação dos Transistores (V).
L_i	Indutância do motor i (H).
N_i	Fator de redução da caixa de engrenagens i .
k_{t_i}	Constante de torque do motor i (Nm/A).

K_{em_i}	Constante de força contra-eletromotriz do Motor i (Vs/rad).
J_{m_i}	Constante de inércia do motor i (Kgm^2).
J_i	Constante de inércia da roda i (Kgm^2).
J	Constante de inércia do veículo (Kgm^2).
u	Sinal de controle.
$u_d(u(t))$	Não linearidade do tipo Zona morta.
$\nu(t)$	Inversa da Zona morta.
b_-, b_+	Limites negativo e positivo da zona morta.
$S_b(u)$	Não linearidade do tipo Saturação.
Y_m, Y_M	Limites inferior e superior da saturação.
X_I	Componente no eixo x do marco de referência global (m).
Y_I	Componente no eixo y do marco de referência global (m).
X_R	Componente no eixo x do marco de de referência local (m).
Y_R	Componente no eixo y do marco de de referência local (m).
k_c	Ganho do controlador PI.
z_0	Zero do controlador PI.
k_p	Constante proporcional do controlador PID.
k_i	Constante de integração do controlador PID.
k_d	Constante diferencial do controlador PID.
PWM	Modulação por largura de pulso.

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas robóticos podem ser classificados basicamente como robôs manipuladores e robôs móveis. Nos últimos anos, os sistemas robóticos têm sido desenvolvidos, para permitir estes obterem mais funções e elevar os seus graus de autonomia e confiabilidade, refletindo em uma crescente aceitação pelo mercado (industrial, militar, residencial, dentre outros) destes sistemas.

Alguns robôs móveis podem apresentar restrições de movimento denominadas restrições não-holonômicas. Os sistemas não-holonômicos são sistemas onde impõe-se algum tipo de restrição a um ou mais de seus estados. No caso de robôs móveis com acionamento diferencial a restrição é imposta pela impossibilidade do robô se movimentar em todas as direções, a partir de um estado inicial de repouso, devido à inexistência de atuadores que permitam tais movimentos, assim como pela condição de não-deslize [i.e., considera-se que não há derrapagem] (Carvalho, 2005).

Os responsáveis pela movimentação do robô móvel são os atuadores de suas rodas. Não linearidades como zona morta, saturação, backlash e histerese são achadas freqüentemente nestes atuadores. Nos sistemas realimentados, a zona morta tem efeitos indesejáveis na dinâmica e o desempenho do sistema de controle causando ciclos limites, erros de seguimento, entre outros (Laura, 2006).

As técnicas de controle fazem uso de informações sobre posições, velocidades no espaço de atuadores para a construção de um modelo dinâmico objetivando fazer-se

um cancelamento da dinâmica do robô dentro de um bem elaborado algoritmo de controle. Tanto o método de controle em particular quanto a maneira em que é implementado podem ter um impacto significativo no desempenho do robô e conseqüentemente no conjunto das suas possíveis aplicações. Adicionalmente tem sido estudados também controladores que fazem uso de modelos de referência de torques ou forças onde são incluídos explicitamente no controlador de cada atuador (também conhecida como controle no espaço de atuadores) (Spong and Vidyasagar, 1989).

Na literatura técnica tem sido propostos muitos modelos de compensação de não linearidades como zona morta, saturação, usando técnicas adaptativas. Autores como Song et al. (1983), Orlicki et al. (1984), Gervini et al. (2003), Tao and Kokotovic (1996), Lewis et al. (1997), Jang (2001), Kim et al. (1994) têm proposto esquemas de compensação adaptativos para estimar e compensar o efeito da zona morta. Outros autores como Woo et al. (1997), Reckert et al. (1991), Rastko et al. (2000), Bai and Cho (1995), Andrighetto et al. (2008) usaram, para a compensação, modelos inversos que permitem aproximar a não linearidade de zona morta, ou trataram esta como uma perturbação, usando técnicas nebulosas e redes neurais.

Laura (2006) apresentou o modelo para um veículo não-holonômico com duas rodas considerando as não linearidades de entrada de tipo zona morta e saturação, considerando como subsistema de entrada moduladores por larguras de pulso (**PWM's**) e como variáveis de saída do sistema as posições, velocidades e acelerações dos atuadores elétricos, fornecendo assim um completo conhecimento local do sistema.

1.1 Definição do Problema

Um robô móvel dotado de rodas é um sistema complexo, possuindo partes mecânicas (como o corpo, rodas e articulações), partes elétricas (como os sensores e circuitos eletrônicos) e partes eletromecânicas (como os atuadores). O movimento destes robôs sobre uma superfície é produzido por torque desenvolvido pelos motores, aplicados aos eixos de rotação das rodas. Em qualquer sistema eletromecânico, estes motores estão sujeitos à saturação, levando assim, a um limite na amplitude do torque mecânico (e conseqüentemente da velocidade) que este motor pode desen-

volver, o que pode ser considerado como uma restrição na amplitude das entradas de controle (Künhe, 2005). A saturação pode ocorrer, por exemplo quando o robô encontra-se muito distante do seu objetivo, necessitando desta maneira de elevados torques.

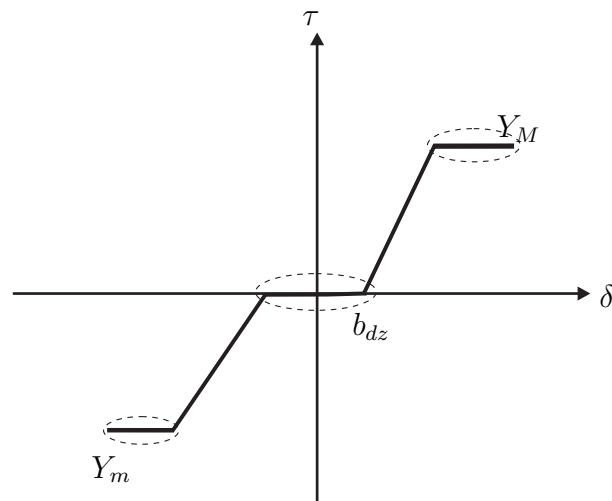


Figura 1.1: Não linearidades do tipo zona morta e saturação presentes às entradas dos atuadores num sistema robótico móvel

Outra dificuldade se apresenta ao se aplicar um pequeno sinal de entrada ao sistema robótico móvel em repouso, dado que as rodas tem que superar as forças de reação impostas pela superfície até que o sistema seja colocado em movimento [tempo que as rodas demoram para superar estas barreiras]. Neste caso apresenta-se uma não linearidade conhecida como zona morta que é uma faixa operacional de entrada que não produz resposta na dinâmica na saída do sistema. Na presença desta não-linearidade, é mais complexa a determinação de um modelo analítico reduzido e de fácil implementação para propósitos de controle. A figura 1.1 mostra as não linearidades de zona morta e saturação presentes na entrada dos atuadores ao ser aplicado um sinal δ , onde Y_M e Y_m representam os limites em sentido positivo e negativo da saturação, e b_{dz} representa a largura de banda da zona morta.

Autores como Sanca (2006) têm aplicado modelos de compensação de atrito em bases móveis robóticas a partir da estimação dos parâmetros de atrito. Os modelos para atrito e para compensação de atrito existentes na literatura são complexos e

incluem muitos comportamentos existentes apenas em sistemas que fazem uso de lubrificação com óleos ou outros produtos, inclusive lubrificação forçada de Wit. et al. (1995) e Armstrong-Hélouvry et al. (1994). Adicionalmente, em geral estes modelos apresentam parâmetros difíceis de serem ajustados ou identificados, e que necessitam de instrumentação muito precisa e elevado poder computacional para serem verificados ou ajustados. Inclusive até mesmo o intervalo de amostragem das variáveis pode limitar a visualização de determinados comportamentos. Sistemas robóticos móveis como o descrito neste artigo, que usam acionamento não lubrificado não apresentam tais comportamentos mais complexos no fenômeno do atrito, o que significa que modelos mais simples podem ser usados sem grandes perdas.

O problema de controle de robôs móveis não-holonômicos tem sido bastante estudado nos últimos anos por tratar-se de um problema complexo e com grande demanda para as diversas aplicações (tarefas de exploração de terrenos, execução de atividades em ambientes hostis, ou tarefas de auxílio em ambientes industriais, hospitalares e residenciais). Este tipo de sistema pertence a uma classe de subsistemas não-lineares, multivariáveis, sub-atuados e com restrições não-holonômicas de movimento (Carvalho, 2005).

Um aspecto importante a respeito das classes de controladores estabilizantes para tais sistemas tem como base o Teorema de Brockett (1983). Este teorema enuncia que uma condição necessária para estabilização suave de sistemas regulares sem deslizamento (sistemas que, uma vez zeradas as entradas de controle, permanecem parados em um ponto de equilíbrio) é que o número de entradas seja igual ao número de estados do sistema. Os sistemas robóticos não-holonômicos com rodas violam esta condição, pois o número de entradas é normalmente maior que o número de estados (Carvalho, 2005). Para contornar este resultado, técnicas clássicas utilizam leis de controle variante no tempo ou não suaves (descontínuas). Entretanto, estas técnicas não prevêm durante o cálculo de controle restrições nas variáveis do sistema e assim muitas vezes geram entradas de controle que são incompatíveis com uma implementação real (Künhe, 2005).

A figura 1.2 representa as restrições não holonômicas em um robô com duas rodas ativas, onde duas rodas do robô impedem que ele se movimente lateralmente, tendo

liberdade para deslocar-se apenas na direção em que está orientado, sendo v_d , v_e as velocidades lineares das rodas direita e esquerda, v e θ a velocidade linear e a orientação do robô. O modelo cinemático restringe as velocidades generalizadas de forma que estas não podem assumir valores independentes.

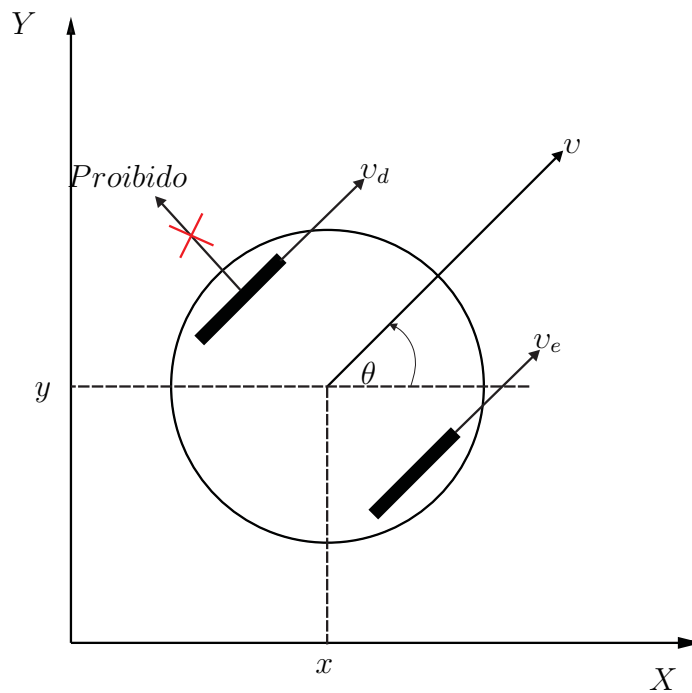


Figura 1.2: Restrições não holonômicas num robô móvel

Para dar solução ao problema não linear propõe-se um método de controle independente de atuadores com compensação adaptativa da não linearidade de zona morta a fim de anular a dinâmica não linear, este controlador pode ser baseado nos métodos clássicos tomando as considerações de Brockett (1983) para sistemas com restrições não holonômicas.

1.2 Contribuições e Propostas da Tese

O objetivo da dissertação é de contribuir com um modelo de controle para um robô móvel com duas rodas ativas considerando as não linearidades de zona morta e saturação.

As principais contribuições e propostas desta tese são as seguintes:

- Apresenta um controle independente de força para cada roda do robô móvel, usando as estimações das mesmas;
- Apresenta um compensador de zona morta através de um modelo da inversa da zona morta;
- Apresenta um controlador multivariável para as velocidades na base móvel;
- A aplicação dos desenvolvimentos em um sistema, implementado os algoritmos no robô *Khepera*[®] II da empresa K-Team S.A. por simulação em ambiente *MATLAB*[®].

Como contribuições e propostas menores, esta dissertação apresenta:

- Uma extensão dos desenvolvimentos apresentado em Laura (2006) e em Laura et al. (2006) em ambiente *Simulink*[®] do *MATLAB*[®].

1.3 Estrutura do Texto

O capítulo 2 apresentam-se os conceitos teóricos preliminares necessários para a compreensão do conteúdo da dissertação, objetivando o entendimento sobre alguns conceitos e definições essenciais. Inicialmente, são apresentados conceitos sobre a cinemática do robô móvel e a dinâmica dos atuadores. Em seguida, são apresentados importantes tópicos sobre o problema das não linearidades do tipo zona morta, atrito e saturação em sistemas mecânicos.

No capítulo 3, é feita uma descrição teórica das metodologias vistas na literatura, usadas para o controle da velocidade linear e angular, posição e orientação, em sistemas robóticos móveis, uma extensão ao controle adaptativo.

No capítulo 4, é desenvolvido o modelo de controle em cascata com compensação da zona morta de um veículo com duas rodas ativas diferenciais, utilizando um esquema de compensação adaptativo.

O capítulo 5 apresenta os testes por simulação e a validação no robô *Khepera II* através do ambiente *Simulink*[®] de *MATLAB*[®], fazendo uma análise comparativa (sem e com compensação da zona morta usando controle adaptativo).

O capítulo 6 apresenta algumas considerações finais, sugestões e trabalhos futuros no projeto de controle de robôs móveis.

Capítulo 2

Preliminares Teóricas

Este capítulo apresenta os conceitos teóricos preliminares necessários para compreensão do conteúdo da dissertação, objetivando um entendimento sobre alguns conceitos e definições. Inicialmente, são apresentados conceitos sobre robôs móveis, seguidamente, são apresentados tópicos sobre as não linearidades do tipo zona morta, atrito e saturação em sistemas mecânicos e os modelos desenvolvidos. Por último são apresentadas a cinemática e a dinâmica da base móvel com inclusão das não linearidades de entrada (saturação e zona morta).

2.1 Introdução

No decorrer dos séculos, os humanos tem constantemente tentado construir equipamentos capazes de imitar o seu comportamento nas diversas instâncias de interação com o meio ambiente circundante. Foi assim que surgiram os primeiros passos na robótica.

Embora nos últimos anos, a robótica tem tido uma grande recepção nos domínios científicos e industriais, e têm vindo a surgir algumas soluções para os problemas da robótica (problema de estabilização, seguimento da trajetória, etc.), muitos problemas permanecem, devido ao constante crescimento da área.

O problema de controle de robôs móveis é o problema de determinar os comandos nas entradas dos atuadores requeridas para executar um movimento comandado. As entradas podem ser forças, torques ou tensões de entrada aos motores, dependendo do modelo usado no projeto do controlador (Spong and Vidyasagar, 1989).

Nas leis de controle cinemático, geralmente as entradas de controle são as posições ou velocidades dos eixos de movimento do robô, onde se assume que estas podem ser impostas arbitrariamente, de modo a posicioná-lo no espaço de trabalho, geralmente cartesiano. Na prática, as variáveis devem ser impostas por meio dos atuadores, como por exemplo, pela aplicação de um torque adequado por meio de um motor elétrico. As variáveis de saída não respondem instantaneamente aos sinais dados pelos atuadores, mas respondem de acordo com uma dinâmica que depende das características do sistema (Alsina, 2008).

2.2 Robôs Móveis

Uma definição oficial de robô vem do Robot Institute of America (**RIA**): “um robô é um manipulador reprogramável e multifuncional, projetado para mover materiais, peças, ferramentas ou dispositivos especiais em movimentos variáveis programados para a realização de uma variedade de tarefas”.

Os sistemas robóticos têm várias classificações entre as quais encontram-se os robôs manipuladores, robôs móveis, robôs híbridos, entre outros. Os robôs híbridos são compostos por manipuladores e plataformas móveis (Sciavicco and Siciliano, 1996). A classe dos robôs móveis é constituída por uma base que têm a capacidade de locomoção [i.e, um veículo] no espaço tridimensional (robôs aeroespaciais, atmosféricos ou submarinos) ou em uma superfície (robôs terrestres) (Carvalho, 2005).

Existe uma grande variedade de maneiras em que pode-se mover um robô de base móvel sobre uma superfície sólida. As mais comuns são com rodas, com correntes ou com pernas. Os veículos terrestres com rodas são mais populares por várias razões: são simples e fáceis de construir, podem relativamente transportar uma maior carga (Künhe, 2005). Considera-se que um robô móvel dotado de rodas seja constituído

de um corpo rígido e de rodas não deformáveis, e que ele se movimenta em um plano horizontal. O contato entre as rodas e o plano é considerado pontual.

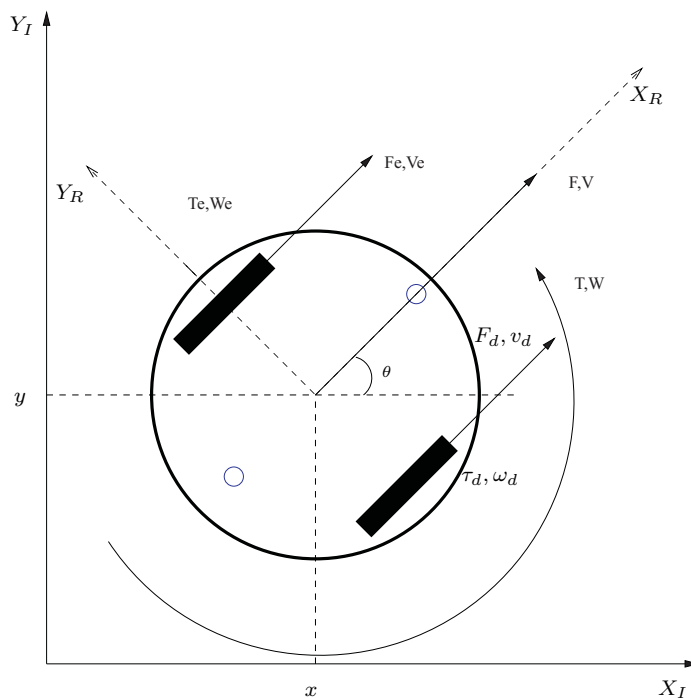


Figura 2.1: Diagrama cinemático e dinâmico de um veículo com duas rodas ativas acionado por atuadores elétricos

A modelagem de um robô pode ser dividido em duas partes: uma modelagem cinemática e uma outra modelagem dinâmica. O modelo cinemático do robô representa as características de movimento e as restrições destes. Devido a que o estado do robô varia com as excitações de entrada e depende do estado no instante anterior, o modelo cinemático não inclui as forças dinâmicas que atuam sobre o robô, daí a separação entre modelos cinemático e dinâmico. O modelo dinâmico representa como o robô responde às entradas de controle externas no decorrer do tempo, levando em conta as forças atuando sobre sua estrutura, seu momento de inércia, o modelo dinâmico dos atuadores do sistema juntamente às forças de atrito envolvidas (Carvalho, 2005). A figura 2.1 representa um robô com duas rodas ativas acionado por atuadores elétricos (Sanca, 2006).

2.3 Não Linearidades

Um sistema designa-se por não linear sempre que na sua constituição intervenha pelo menos um componente ou um sub-sistema não linear. Os sistemas não lineares não satisfazem o princípio da sobreposição, pelo que o seu comportamento depende da amplitude dos sinais que nele intervém (Monteiro, 2003).

Uma classe geral de processos industriais, tem a estrutura de um sistema dinâmico precedida de não-linearidades no atuador. Os problemas no controle desses processos são particularmente agravados quando é exigida uma elevada precisão, como em dispositivos micro-posicionamento (Lewis et al., 2004). Devido à natureza não-analítica das não-linearidades do atuador e ao fato de que suas funções não-lineares exatas são desconhecidas, tais processos apresentam um desafio para o projeto de controle (Tao and Kokotovic, 1996).

As não linearidades podem ser naturais ou artificiais. As não linearidades naturais estão intimamente associadas aos sistemas, são inerentes a eles, em muitos casos são indesejáveis. As não linearidades artificiais são introduzidas intencionalmente, com o objetivo de poder controlar, ou mesmo de melhorar o comportamento dos sistemas (Monteiro, 2003).

As não linearidades também podem ser classificadas em termos das suas propriedades matemáticas como não linearidades contínuas e descontínuas. Devido às não linearidades descontínuas não poderem ser aproximadas de maneira local por funções lineares, estas são comumente chamadas de não linearidades “duras”. As não linearidades “duras” (como, por exemplo, backlash, histerese, atrito de Coulomb, folga, zona morta, saturação, etc) são encontrados geralmente nos sistemas mecânicos a pequena e grande faixa de operação (Slotine and Li, 1991). Seja de maneira intencional ou não, estes tipos de não linearidades sempre tem efeitos indesejáveis sobre o laço de realimentação dinâmica e o desempenho do sistema de controle.

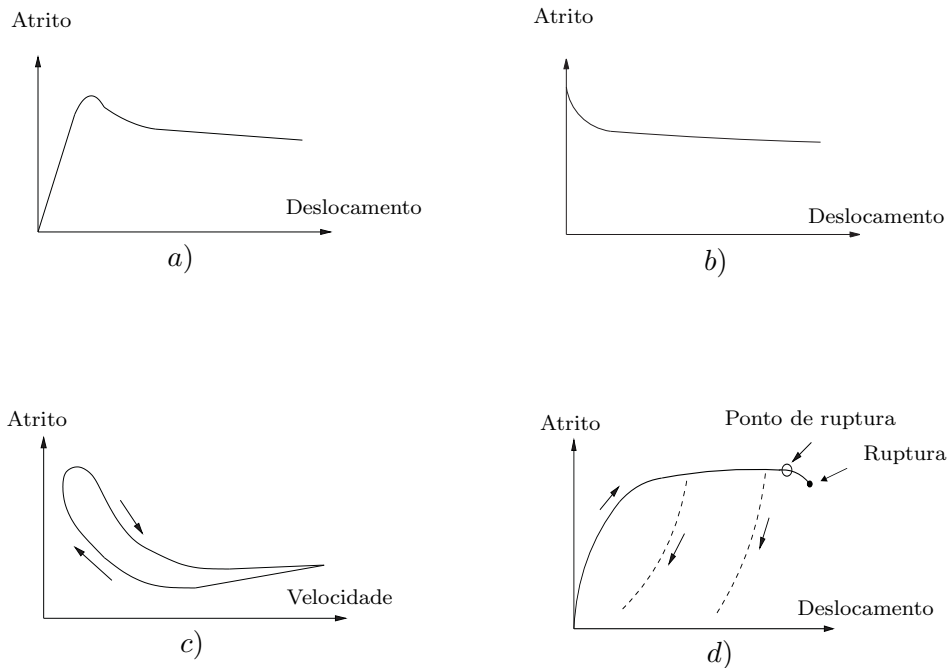


Figura 2.2: Aspectos que constituem o fenômeno do atrito: *a)* Relação entre o atrito e o deslocamento, *b)* força de ruptura, *c)* Atrazo de Fricção, *d)* Pre-sliding.

2.3.1 O Fenômeno do Atrito

O fenômeno do atrito ocorre entre duas superfícies quando estas estão em contato e possuem movimento relativo. O atrito tem características relevantes em diversos sistemas de controle. Em consequência do atrito podem ocorrer erros de seguimento, surgimento de ciclos-limites e movimentos adere-desliza indesejáveis (de Wit. et al., 1995).

Existem dois tipos de atrito: atrito estático e atrito cinético. Quando existe força atuando em um corpo mas ele não se move, o atrito é denominado estático, quando existe força atuando num corpo e ele se move, o atrito é denominado cinético.

O deslizamento, o rolamento e qualquer pequeno contato entre diferentes corpos em movimento relativo resultam em forças de atrito ou resistência mecânica. Na maioria dos casos, as forças de atrito presentes são uma combinação do atrito viscoso, do atrito estático e de alguns outros tipos de atrito (Ogata, 1998).

Alguns aspectos que constituem o fenômeno do atrito são:

Efeito de Stribeck Em sistemas lubrificados quando a espessura da viscosidade é bastante grande para separar completamente os corpos em contato, o coeficiente de atrito pode aumentar com a velocidade como um efeito hidrodinâmico que se torna significativo. Este é chamado o efeito de Stribeck (Sanca, 2006), figura 2.3d.

Força de Ruptura (*Break-Away*) é a força necessária para sobrepor o atrito estático e iniciar o movimento (Corrêa, 2007), figuras 2.2a e 2.2b.

Atraso de Fricção (*Frictional lag*) é o comportamento do atrito quando variada a velocidade em uma única direção. Este apresenta uma relação de histerese entre a força de atrito e a velocidade. Isto se deve à existência de um atraso entre a variação da velocidade e a variação da força de atrito, onde a força de atrito é menor para velocidades decrescentes do que para crescentes (Corrêa, 2007; de Wit. et al., 1995), figura 2.2c.

Pré-deslizamento (*pre-sliding*) quando um contato de atrito está no modo estático, pode não haver movimento relativo, e o atrito cresce com a força tangencial. Como não há escorregamento verdadeiro, é chamado pré-deslizamento ou “*pré-sliding*”. No regime “pré-deslizante”, embora haja um movimento relativo, ainda há pontos de contato inteiros e pontos de micro-deslizamento nas duas superfícies dos objetos tendo como resultado, histerese da força no deslocamento que marca o comportamento do atrito nesse regime (Parlitz et al., 2004), figura 2.2d.

Transição entre Regimes Este é o comportamento correspondente à transição do regime de pré-deslizamento para o regime de deslizamento e vice-versa. Estas transições ocorrem basicamente em duas situações. A primeira nas reversões de velocidade, isto é, quando a velocidade aproxima-se de zero e a direção do movimento muda e todas as asperezas ativas serão relaxadas e novamente tencionada em uma nova direção do deslocamento. A segunda ocorre com o aumento da força de atrito até alcançar a força de ruptura. Neste instante o

sistema está em puro deslizamento e a força de atrito é atraída para a curva de regime permanente (efeito de Stribeck) (Corrêa, 2007).

O atrito estático ocorre na velocidade zero, opõe-se a todo movimento com a mesma magnitude da força aplicada até um valor máximo de força de atrito estático (Miotto et al., 2009), figura 2.3c.

O atrito de Coulomb A força de atrito que atua sobre o corpo quando este se movimenta de forma uniforme é chamado de atrito deslizante ou cinético, algumas vezes também chamado de atrito de Coulomb (Laura, 2006). Esta força é independente da área de contato, opõe-se ao movimento relativo e é proporcional à força normal de contato, figura 2.3a.

O atrito viscoso é o atrito que se observa quando um corpo desliza sobre uma superfície ou corpo, sendo este atrito proporcional à velocidade de deslizamento, figura 2.3b.

Modelo de LuGre Neste modelo o atrito é a força média da deflexão das cerdas elásticas. Quando uma força tangencial é aplicada, as cerdas deflexionam-se como as molas. Se esta deflexão for grande o suficiente, as cerdas começarão a se deslizar (comportamento stick-slip). A deflexão média das cerdas é determinada pela velocidade num movimento em regime permanente.

2.3.2 Não Linearidade do Tipo Saturação

Saturação é uma das não linearidades mais comum em problemas de controle, sendo usualmente causada por limite de uso de componentes, potência disponível e geralmente é associada a amplificadores e atuadores (Slotine and Li, 1991).

A saturação no atuador, além empobrecer o desempenho do sistema, causando elevados sobre-sinais de controle e longo tempo de estabilização, conduz também à instabilidade, desde que a malha de controle esteja inoperante em tal situação (Laura, 2006).

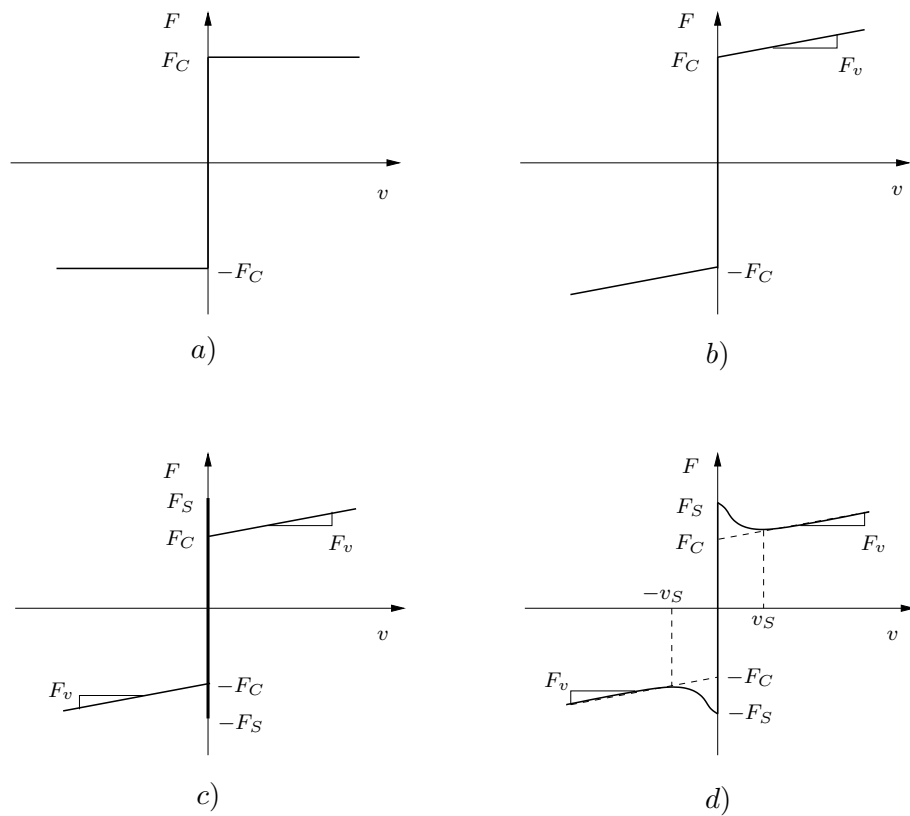


Figura 2.3: Alguns tipos de atrito: a) Atrito de Coulomb, b) Atrito de Coulomb mais o Atrito Viscoso, c) Atrito de Coulomb mais Viscoso e Estático, d) Atrito de Stribeck.

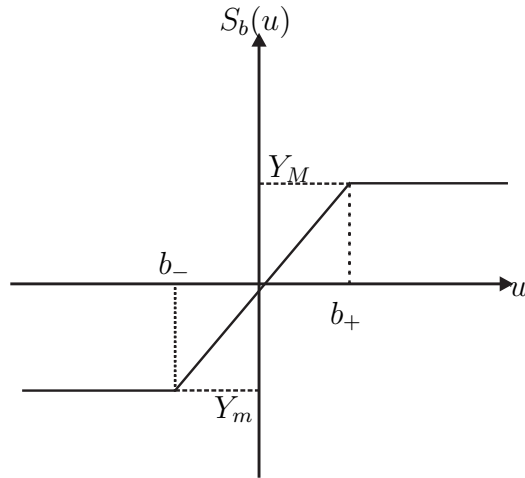


Figura 2.4: saturação

A função não simétrica da saturação é representada na equação 2.1:

$$S_b(u) = \begin{cases} Y_m & \text{se } u < b_- \\ u & \text{se } b_- \leq u \leq b_+ \\ Y_M & \text{se } u > b_+ \end{cases} \quad (2.1)$$

A representação da saturação mostra-se na figura 2.4, sendo $S_b(u)$ a saída não linear e u a entrada, Y_M e Y_m são os limites em sentido positivo e negativo, b_+ e b_- são os valores limites da resposta do atuador (Monteiro, 2003).

2.3.3 Não Linearidade do Tipo Zona Morta (Atrito)

Na análise de sistema linear, assume-se que qualquer entrada diferente de zero causará uma resposta na saída. Para alguns dispositivos físicos, na realidade, a saída é zero até que a magnitude da entrada ultrapassa um certo valor. Este fenômeno é chamado de não-linearidade de zona morta (Bai and Cho, 1995). A causa da não linearidade de tipo zona morta em veículos acionados por atuadores elétricos, está diretamente ligada aos componentes do fenômeno do atrito que deterioram o sistema, dependendo de parâmetros inerciais do sistema mecânico (Laura, 2006; Sanca, 2006).

As características da zona-morta são geralmente de pouca exatidão e podem variar com o tempo, (Kokotovic and Tao, 1994). A zona morta é uma das mais importantes não-linearidades “duras” presente nos atuadores, tais como servo-válvulas e servo motores DC. Na maioria das práticas dos sistemas de movimento, os parâmetros da zona morta são difíceis de obter, motivo pelo qual são precisas as técnicas de controle adaptativo e robusto.

Tem situações onde a zona morta é introduzida intencionalmente. Em alguns sistemas que tem algum tipo de oscilação persistente perto da origem, é introduzida uma zona morta para ignorar esta entrada. Às vezes, são introduzidas zonas mortas em sistemas de controle para evitar que o algoritmo adaptativo se torne instável quando tem pouca persistência da excitação.

A equação (2.2) representa o modelo da zona morta descrito por Tao and Kokotovic (1996).

$$u_d(t) = D(u(t)) = \begin{cases} m_+(u(t) - b_+) & \text{se } u(t) \geq b_+ \\ 0 & \text{se } b_- < u(t) < b_+, \\ m_-(u(t) - b_-) & \text{se } u(t) \leq b_- \end{cases} \quad (2.2)$$

sendo m_+ , m_- as inclinações nas regiões negativa e positiva, b_+ , b_- os limites da banda de zona morta (Tao and Kokotovic, 1996). A representação da zona morta mostra-se na figura 2.5, onde u_d representa a saída da não linearidade (zona morta), e $u(t)$ representa a entrada (Kokotovic and Tao, 1994; Tao and Kokotovic, 1996; Reckert et al., 1991).

Em sistemas mecânicos, o efeito da zona morta é causado freqüentemente por atrito. Em tais aplicações, o simples modelo da zona morta serve como uma aproximação estática agregada de fenômenos dinâmicos microscópicos mais complexos. Talvez o exemplo mais comum é um motor *DC* com atrito de Coulomb, representado na figura 2.5(a). Considerando o torque do motor τ_{mi} como a entrada, a função de transferência de caminho direto diante é um sistema de primeira ordem com constante de tempo T . Quando esta constante de tempo é insignificante, a aproximação do laço de realimentação a baixa freqüência é dada pela zona morta na figura 2.5(b). Esta aproximação pode ser justificada rigorosamente como uma

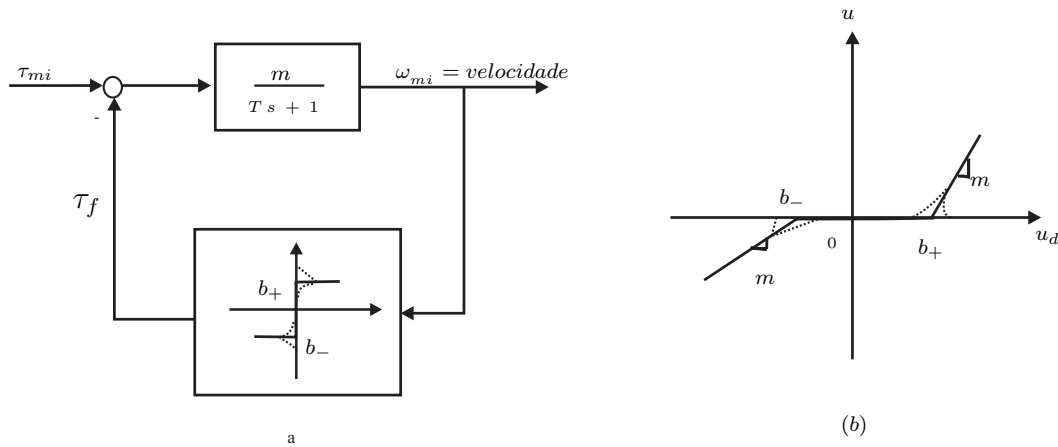


Figura 2.5: Zona morta causada por atrito num motor DC

perturbação singular. É importante observar que o torque de atrito característico é responsável pelos pontos de ruptura b_- e b_+ enquanto o ganho de realimentação m determina a inclinação (Tao and Kokotovic, 1996; Kokotovic and Tao, 1994).

A zona morta pode ser reescrita como

$$u_d = u - S_b(u), \quad (2.3)$$

sendo a função de saturação não-simétrica definida na equação (2.1), isto pode ser visto na figura 2.4.

2.4 Cinemática do Robô móvel

A cinemática é a descrição matemática da relação entre a posição das juntas do robô e a correspondente localização do órgão terminal em espaço cartesiano. Na cinemática são definidos dois problemas fundamentais: Cinemática Direta e Cinemática Inversa. A solução do problema da cinemática direta consiste em determinar a posição e orientação do órgão terminal conhecendo a posição angular de cada junta. A solução do problema da cinemática inversa consiste em determinar quanto é que deve girar cada motor de junta, de modo a levar a garra a uma posição e orientação especificadas (Alsina, 2008).

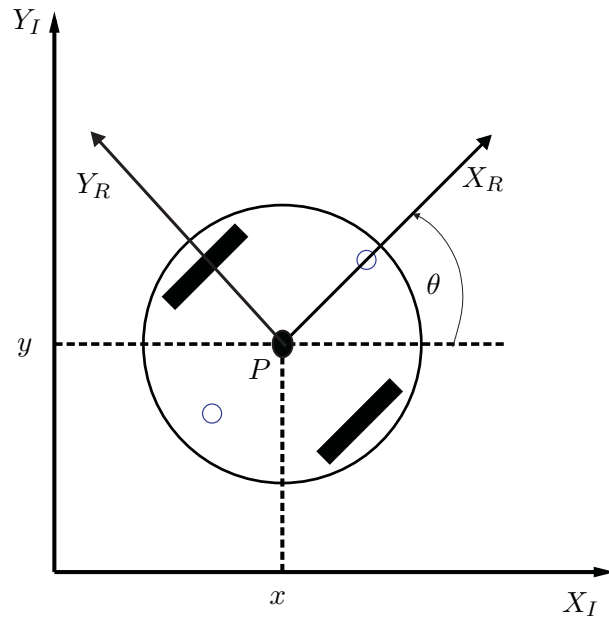


Figura 2.6: Referências global e local do robô móvel.

Segundo Laura (2006), durante a análise da representação da posição da estrutura de base de um robô móvel são feitas as seguintes suposições:

- (i) A estrutura de base móvel do robô é um corpo rígido sobre as rodas, operando sobre um plano horizontal.
- (ii) As dimensões do chassis sobre o plano horizontal são três: duas para posição no plano e uma para a orientação ao longo do eixo vertical, o qual é ortogonal ao plano.
- (iii) As rodas são rígidas não deformáveis. Esta suposição é razoável, uma vez que elas sejam não pneumáticas.
- (iv) Não há escorregamento nas rodas, ou seja todo movimento produzido pela roda corresponde a um movimento no corpo da estrutura de base móvel, definido matematicamente pelo acoplamento mecânico N .

A fim de especificar a posição do veículo sobre o plano cartesiano, estabelece-se uma relação entre a referência global do plano e a referência local do veículo como

se mostra na figura 2.6. Os eixos X_I e Y_I definem uma base inercial arbitrária sobre o plano como a referência global desde a origem $O : \{X_I, Y_I\}$, deve-se ter sempre presente que existe um eixo Z_I perpendicular ao plano XY . Para especificar a posição do veículo, escolhe-se um ponto P sobre o chassis que será o ponto de referência. A base $\{X_R, Y_R\}$ indica os dois eixos relativos ao ponto P sobre o chassis, ou seja a referência local do veículo. A posição de P na referência global é especificada pelas coordenadas x e y , e a diferença angular entre as referências global e local está dada por θ (Laura, 2006). O posicionamento do veículo pode ser descrito como um vetor com apenas estes três elementos. Note que se utiliza o subíndice I para esclarecer que a base desta posição é com referência às escalas globais:

$$\xi_I(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

sendo que

$$\dot{\xi}_I(t) = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & 0 \\ \sin \theta(t) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} = {}^\xi T_u u, \quad (2.5)$$

ou ainda

$$\dot{\xi}_I(t) = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & 0 \\ \sin \theta(t) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{r_d}{2} & \frac{r_e}{2} \\ \frac{r_d}{2\ell} & -\frac{r_e}{2\ell} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_d(t) \\ \omega_e(t) \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

sendo r_d, r_e, ω_d e ω_e os raios, e as velocidades angulares das rodas direita e esquerda, ℓ , e a distancia de cada roda ao centro da base móvel.

Para descrever o movimento do veículo em termos dos componentes de movimento, é necessário mapear o movimento ao longo dos eixos de referência global em relação ao movimento ao longo dos eixos de referência local do veículo. Naturalmente o mapeamento está em função do posicionamento do veículo. Este mapeamento é realizado usando a matriz de rotação ortogonal:

$$R \theta(t) = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & \sin \theta(t) & 0 \\ -\sin \theta(t) & \cos \theta(t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Esta matriz é usada para mapear o movimento da referência global (X_I, Y_I) em relação à referência local (X_R, Y_R) . Esta operação é indicada por $R \theta(t) \xi_I(t)$, pois este cálculo depende do valor de $\theta(t)$, $\xi_R(t) = R \theta(t) \xi_I(t)$ (Spong and Vidyasagar, 1989; Sciavicco and Siciliano, 1996; Laura, 2006).

2.4.1 Não-Holonómia de Robôs Móveis

O termo holonómico significa “universal”, “integral” “integrável” (literalmente: *holo = o todo, conjunto, totalidade – nomia = lei*) e portanto, sistemas não-holonómicos podem ser interpretados como sistemas não-integráveis (Figueiredo and Jota, 2004). Definem-se como não-holonómicos sistemas com dimensão finita onde algum tipo de restrição é imposta a um ou mais estados do sistema. No caso de robôs móveis com acionamento diferencial a restrição é imposta pela impossibilidade do robô se movimentar em todas as direções. Condições não holonómicas podem surgir de restrições físicas, neste caso porque as rodas somente podem girar em uma direção do ambiente, impedindo que eles se movam em todas as direções. As não linearidades aparecem principalmente pelas características dos atuadores, sensores e do próprio ambiente de trabalho do robô.

O modelo cinemático restringe as velocidades generalizadas $\dot{\xi}_I(t)$, de forma que estas não podem assumir valores independentes. Esta restrição que aparece no modelo é derivada da estrutura do robô, assumindo a condição de que suas rodas giram sem escorregar no contato com o chão. Isto caracteriza a existência de restrições denominadas não-holonómicas (Carvalho, 2005). Para o robô considerado a restrição não-holonómica é dada pela equação:

$$\xi_I(t) = \begin{bmatrix} \sin \theta(t) & -\cos \theta(t) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{bmatrix} = 0, \quad (2.8)$$

que implica que a velocidade linear do centro da roda repousa sobre o plano do corpo da roda, implicando também em uma velocidade lateral nula. Como consequência desta restrição, todas as velocidades generalizadas admissíveis devem pertencer ao espaço nulo do vetor de restrição $C(\xi) = [\sin \theta(t) \quad -\cos \theta(t) \quad 0]$. Desta forma,

é possível constatar que a matriz qT_u da equação (2.5) forma, de fato, uma base para o espaço nulo de $C(\xi)$, pois $C(\xi) {}^qT_u u = 0$, independentemente dos valores de u (Carvalho, 2005). Assim, é mostrado que o modelo cinemático representa exatamente as restrições não-holonômicas de movimento para o robô considerado.

A restrição não-holonômica do sistema pode ser representado pela seguinte equação:

$$\dot{x} \sin \theta(t) - \dot{y} \cos \theta(t) = 0, \quad (2.9)$$

que especifica a direção tangente a qualquer caminho possível para o robô e um limite de curvatura para este caminho.

2.5 Dinâmica dos Atuadores

Os atuadores usados para movimentar cada uma das rodas da base móvel são geralmente motores de corrente contínua (CC) cujo acionamento é realizado a partir do controle de moduladores. O motor CC pode ser dividido em um sub-sistema mecânico e um outro sub-sistema elétrico.

Tendo em consideração a equação dinâmica no sub-sistema elétrico do motor de corrente contínua, tem-se que:

$$\begin{cases} u_{mi}(t) = V_d' \delta_i(t) \\ V_d' \delta_i(t) = L_i \frac{di(t)}{dt} + R_i i(t) + k_{em} \omega_{mi}, \end{cases} \quad (2.10)$$

sendo $i \in \{e, d\}$ a notação para os parâmetros das rodas direita e esquerda, u_{mi} o sinal de acionamento dos motores, L_i e R_i a resistência e a indutância da armadura do motor, $i(t)$ é a corrente elétrica variante no tempo, ω_{mi} é a velocidade angular no motor, e k_{em} a constante da força contra-eletromotriz, $\delta_i(t) \in [-1, 1] \subset \mathfrak{R}$, é a largura de pulso do sinal *PWM*, V_d é a tensão de alimentação de referência que varia de acordo com $\Delta V_d(t)$ ¹ e a tensão de saturação dos transistores do driver V_{sat} , que é a razão principal de uma das não-linearidades nas entradas dos atuadores.

¹ $\Delta V_d(t)$ é modelada como uma perturbação, assim é criada a nova variável $V_d' = V_d - 2V_{sat} - \Delta V_d(t)$

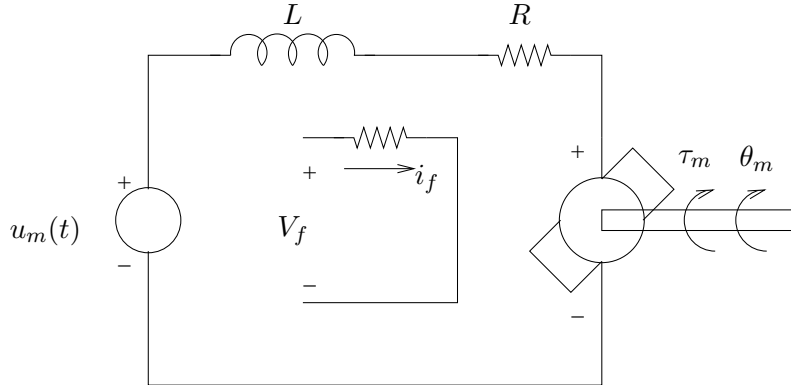


Figura 2.7: Modelo elétrico do motor CC.

A figura 2.7 representa o sub-sistema elétrico do motor de corrente contínua (CC), cujo acionamento é realizado a partir do controle de moduladores de pulso (*PWM*) onde a bobina de armadura cria um fluxo unidirecional $\lambda = L i(t)$, mesmo com a rotação do rotor. Isto é decorrente da ação do comutador mecânico que comuta as correntes entre as espiras da bobina mantendo o eixo magnético sempre na mesma direção. Portanto uma força contra-eletromotriz $e_{em}(t)$ é induzida nesta bobina devido a rotação que é proporcional à velocidade angular do eixo do motor, que pode ser calculada pela lei de *Faraday ou Lenz* pela equação (2.11) (Sanca, 2006; Laura, 2006):

$$e_{em}(t) = \left. \frac{d\lambda}{dt} \right|_{\theta = -\pi/2} = k_{em} \omega_{m_i}(t), \quad (2.11)$$

Uma máquina elétrica operando como motor tem como função transformar energia elétrica em mecânica, a qual é fornecida à carga. Para que possa ocorrer tal transformação, é necessário que um conjugado eletromagnético τ_{m_i} , seja criado e aplicado no rotor. A evolução do conjugado eletromagnético do motor no tempo, $\tau_{m_i}(t)$ é proporcional à corrente elétrica no formato (Sanca, 2006):

$$\tau_{m_i}(t) = k_t i(t), \quad (2.12)$$

sendo k_t a constante de torque.

No acionamento de uma carga mecânica por um motor elétrico de CC muitas vezes

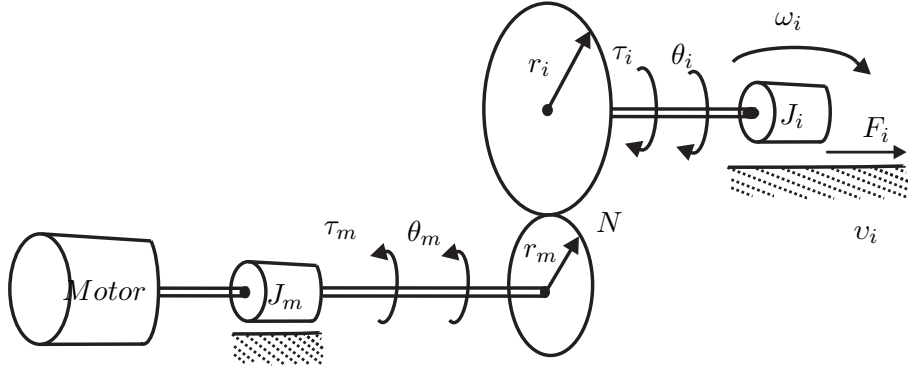


Figura 2.8: Modelo mecânico do atuador

são usados sistemas de acoplamento para adequar o movimento, desenvolvendo um conjugado mecânico resistente (Laura, 2006; Sanca, 2006). A figura 2.8 mostra o modelo mecânico para cada atuador.

A relação entre os movimentos na carga e no motor elétrico é dada por:

$$N = \frac{\omega_m(t)}{\omega_c(t)}, \quad (2.13)$$

sendo N o fator de redução de velocidade e ω_c a velocidade angular da carga.

Considerando a relação entre o torque na roda, $\tau_i(t)$, e o torque no motor $\tau_{m_i}(t)$, que em regime permanente é dada por:

$$\tau_i(t) = \eta N \tau_{m_i}(t), \quad (2.14)$$

onde $\eta \in [0; 1] \subset \mathbb{R}$ é a eficiência mecânica do acoplamento. A equação dinâmica do sub-sistema mecânico é dada por

$$\tau_{m_i}(t) = \frac{\tau_i(t)}{N \eta} + J_{m_i} \dot{\omega}_{m_i}(t) + F_{atr_{m_i}}(t), \quad (2.15)$$

sendo $J_{m_i} = J_a + J_g$ o momento de inércia do atuador [i.e., a soma dos momentos de inércia do eixo do motor e do sistema redutor], $F_{atr_{m_i}}(t) = F_{\mu_{m_i}} + B_{m_i} \omega_{m_i}(t)$ a força de atrito no motor i , $F_{\mu_{m_i}}$ o atrito seco e B_{m_i} , o coeficiente de atrito viscoso.

2.5.1 Dinâmica da Estrutura da Base Móvel e Inclusão dos Atuadores Elétricos

A partir da segunda lei de Newton para corpos rígidos, pode ser encontrada a dinâmica do movimento do centro da base móvel, tanto para o movimento retilíneo quanto para o movimento rotacional, e que pode ser representada através das equações (2.16), (2.17):

$$\sum F(t) = M \dot{v}(t), \quad (2.16)$$

$$\sum \tau(t) = J \dot{\omega}(t), \quad (2.17)$$

onde $F(t)$, $\tau(t)$ representam as forças e torques que atuam sobre o centro de massa, M , $\dot{v}(t)$, J , e $\dot{\omega}(t)$ representam a massa, a aceleração linear, o momento de inércia e a aceleração angular do robô.

A força e o torque total na base móvel são dados pela equação:

$$F(t) = f_d(t) + f_e(t), \quad (2.18)$$

$$\tau(t) = \frac{\ell}{rd} \tau_d(t) - \frac{\ell}{re} \tau_e(t) = \ell f_d(t) - \ell f_e(t). \quad (2.19)$$

Das equações (2.10), (2.14) e (2.15), e sabendo que $f_i = \frac{1}{r_i} [\tau_i - J_i \dot{\omega}_i]$, sendo que $i \in \{d, e\}$, também é obtida a equação que representa a dinâmica do movimento de cada roda da base móvel:

$$f_i = \frac{1}{r_i} (\eta N k_{t_i} i_i(t) - \eta N J_{m_i} \dot{\omega}_{m_i}(t) - \eta N F_{atr_{m_i}}(t) - J_i \dot{\omega}_i(t)). \quad (2.20)$$

A partir das equações (2.10), (2.12) e (2.20) e sob a hipótese de que o termo $L_i \frac{di(t)}{dt} \cong 0$ (considerando que os motores elétricos usados na base móvel possuam indutâncias muito pequenas) pode-se obter uma equação que represente um modelo reduzido da dinâmica do movimento de cada roda, a fim de facilitar o desenvolvimento do desenho o controlador:

$$f_i = \frac{1}{r_i} \left(\left[\frac{k_t}{R} (V_d' \delta(t) - k_{em} \omega_{m_i}(t)) - J_{m_i} \dot{\omega}_{m_i}(t) - F_{atr_{m_i}}(t) \right] (\eta N_i) - J_i \dot{\omega}_i(t) \right), \quad (2.21)$$

Sabe-se que a força observada no centro da base móvel, é a força *aparente*, que é a diferença da força aplicada e a força causada pelo contato entre a superfície e o veículo $f_{ap} = f - f_{atr}$. Esta força relaciona à força de atrito presente na base móvel com as forças aplicadas nas rodas e nos motores da base, sendo os componentes de atrito na base dados por: (i) componentes de atrito linear ($B_{lin} v(t)$); e (ii) componentes de atrito angular ($B_{ang} \omega(t)$). Segundo o modelo de Laura (2006), as equações que representam estes componentes não lineares são dadas por:

$$f_d(t) + f_e(t) = M \dot{v}(t) + B_{lin} v(t); \quad (2.22)$$

$$\ell [f_d(t) - f_e(t)] = J \dot{\omega}(t) + B_{ang} \omega(t). \quad (2.23)$$

Sabendo que:

$$\omega(t) = \frac{r_d}{2\ell} \omega_d(t) - \frac{r_e}{2\ell} \omega_e(t), \quad (2.24)$$

$$v(t) = \frac{r_d}{2} \omega_d(t) + \frac{r_e}{2} \omega_e(t), \quad (2.25)$$

a força aparente em cada roda é dada por:

$$f_d(t) = \frac{1}{2} \left[M \dot{v}(t) + \frac{J}{\ell} \dot{\omega}(t) + B_{lin} v(t) + \frac{B_{ang}}{\ell} \omega(t) \right], \quad (2.26)$$

$$f_e(t) = \frac{1}{2} \left[M \dot{v}(t) - \frac{J}{\ell} \dot{\omega}(t) + B_{lin} v(t) - \frac{B_{ang}}{\ell} \omega(t) \right], \quad (2.27)$$

sendo ℓ a distancia da roda ao centro da base móvel.

Pode-se obter uma expressão geral para a função de transferência que relaciona as forças e as velocidades nas rodas, tendo em conta as equações (2.24) e (2.25), e que $N_i = \frac{\omega_{m_i}}{\omega_i}$. Assim tem-se que:

$$\begin{aligned} \frac{\eta N_d k_t V_d'}{R_d} \delta_d(t) = & F_{\mu_{md}} + \left[\eta N_d J_{md} + J_d + \frac{M r_d^2}{4} + \frac{J r_d^2}{4 \ell^2} \right] \dot{\omega}_d(t) + \\ & \left[\eta N_d B_{md} + \frac{\eta N_d k_t k_{em}}{R_d} + \frac{B_{lin} r_d^2}{4} + \frac{B_{ang} r_d^2}{4 \ell^2} \right] \omega_d(t) \\ & \left[\frac{M r_d r_e}{4} - \frac{J r_d r_e}{4 \ell^2} \right] \dot{\omega}_e(t) + \left[\frac{B_{lin} r_d r_e}{4} - \frac{B_{ang} r_d r_e}{4 \ell^2} \right] \omega_e(t), \quad (2.28) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\eta N_e k_t V_d'}{R_e} \delta_e(t) &= F_{\mu_{me}} + \left[\eta N_e J_{me} + J_e + \frac{M r_e^2}{4} + \frac{J r_e^2}{4 \ell^2} \right] \dot{\omega}_e(t) + \\
&\quad \left[\eta N_e B_{me} + \frac{\eta N_e k_t k_{em}}{R_e} + \frac{B_{lin} r_e^2}{4} + \frac{B_{ang} r_e^2}{4 \ell^2} \right] \omega_e(t) \\
&\quad \left[\frac{M r_d r_e}{4} - \frac{J r_d r_e}{4 \ell^2} \right] \dot{\omega}_d(t) + \left[\frac{B_{lin} r_d r_e}{4} - \frac{B_{ang} r_d r_e}{4 \ell^2} \right] \omega_d(t), \quad (2.29)
\end{aligned}$$

sendo N_d , N_e , ω_d , ω_e , $\dot{\omega}_d$, $\dot{\omega}_e$, J_d e J_e respectivamente os fatores de redução, as velocidades, acelerações angulares e momentos de inércia das rodas direita e esquerda.

Considerando que as características dos atuadores da estrutura da base móvel são muito similares, e tendo em conta o momento angular da base móvel, podem ser desprezados os termos $\left[\frac{M r_d r_e}{4} - \frac{J r_d r_e}{4 \ell^2} \right] \cong 0$ e $\left[\frac{B_{lin} r_d r_e}{4} - \frac{B_{ang} r_d r_e}{4 \ell^2} \right] \cong 0$, assim a equação (2.28) é reduzida a

$$\begin{aligned}
\frac{\eta N_d k_t V_d'}{R_d} \delta_d(t) &= F_{\mu_{md}} + \left[\eta N_d J_{md} + J_d + \frac{M r_d^2}{4} + \frac{J r_d^2}{4 \ell^2} \right] \dot{\omega}_d(t) + \\
&\quad \left[\eta N_d B_{md} + \frac{\eta N_d k_t k_{em}}{R_d} + \frac{B_{lin} r_d^2}{4} + \frac{B_{ang} r_d^2}{4 \ell^2} \right] \omega_d(t) \quad (2.30)
\end{aligned}$$

O mesmo procedimento é feito com a equação (2.29)

$$\begin{aligned}
\frac{\eta N_e k_t V_d'}{R_e} \delta_e(t) &= F_{\mu_{me}} + \left[\eta N_e J_{me} + J_e + \frac{M r_e^2}{4} + \frac{J r_e^2}{4 \ell^2} \right] \dot{\omega}_e(t) + \\
&\quad \left[\eta N_e B_{me} + \frac{\eta N_e k_t k_{em}}{R_e} + \frac{B_{lin} r_e^2}{4} + \frac{B_{ang} r_e^2}{4 \ell^2} \right] \omega_e(t) \quad (2.31)
\end{aligned}$$

Considerando o sistema compensado, é dizer sem atrito, encontra-se a função de transferência de cada subsistema. A força de atrito a ser nomeada neste trabalho será tratada no capítulo 4. Passando a equações anteriores a transformada de *Laplace*, tem-se que

$$a_i \delta_i(s) = b_{i1} s \omega_i(s) + b_{i0} \omega_i(s), \quad (2.32)$$

sendo $i = d, e$ os índices para as rodas direita e esquerda, logo

$$a_i = \frac{\eta N_i k_t V_d'}{R_i}, \quad (2.33)$$

$$b_{i0} = \frac{4 N_i \eta \ell^2 J_{mi} + M r_i^2 \ell^2 + 4 J_i \ell^2 + J r_i^2}{4 \ell^2}, \quad (2.34)$$

$$b_{i1} = \frac{4 R_i l^2 \eta N_i B_{mi} + 4 N_i \eta k_t k_{em} \ell^2 + B_{lin} R_i r_i^2 \ell^2 + B_{ang} R_i r_i^2}{4 \ell^2 R_i}. \quad (2.35)$$

Assim, a função de transferência do subsistema atuador é dada por:

$$\frac{\omega_i(s)}{\delta_i(s)} = \frac{a}{b_1 s + b_0} \quad (2.36)$$

2.6 Sumário

Neste capítulo foram apresentados conceitos necessários para a abordagem da dissertação. Na seção 2.1 foi descrita a teoria que aborda o problema de controle. Na seção 2.2 apresentou-se a teoria de sistemas robóticos. Na seção 2.3 apresentou tópicos importantes de não linearidades como atrito, zona morta e saturação, os modelos mais usados em Tao and Kokotovic (1996). Na seção 2.4 foram apresentados tópicos sobre a cinemática do robô móvel. A 2.5 apresentada as considerações importantes no acionamento de motores CC e a dinâmica dos atuadores com inclusão das não linearidades.

Capítulo 3

Problema de Controle em Robôs Móveis

Neste capítulo é feita uma descrição teórica das metodologias vistas na literatura, conceitos acerca de controle cinemático e controle dinâmico. Alguns conceitos acerca de métodos clássicos para controle (controle independente e controle multivariável), uma extensão ao controle PI com proteção Anti-windup.

3.1 Introdução

No projeto de sistemas de controle requer-se alcançar estabilidade e um desempenho adequado do sistema em malha fechada, frente às perturbações, ruídos e incertezas (paramétricas e não paramétricas). Para o controle de sistemas não lineares são comumente usadas técnicas de controle clássicas baseadas em modelos linearizados dos sistemas físicos, tendo como desvantagens a perda de informações que muitas vezes são importantes para o funcionamento da planta com altos níveis de exigência (Mamani, 2004).

Estratégias de controle do tipo PID tem sido incorporadas no ambiente industrial desde o primeiro quarto do século passado, com um esquema de ajuste puramente empírico. Na atualidade, e apesar do surpreendente desenvolvimento da teoria de

controle e do suporte tecnológico necessários para a implementação destes, o controlador de estrutura PID é empregado quasi com exclusividade no ambiente industrial ao redor do mundo.

3.2 Problema de Controle de Robôs Não Holonômicos

O controle de robôs móveis tem sido objeto de grande pesquisa na comunidade científica nos últimos anos. Isto é devido a varias razões:

- Existe diversos tipos de robôs móveis numa grande variedade de aplicações com restrições não holonômicas;
- Há um desafio considerável na síntese de leis de controle para sistemas não lineares que não podem ser transformados em sistemas lineares;
- Segundo Brockett (1981), um sistema com restrições não holonômicas não pode ser estabilizado em um ponto de equilíbrio, por uma lei de controle suave e invariante no tempo.

Levando em consideração a teoria clássica de controle, o controle de robôs não-holonômicos pode ser agrupado em métodos de malha aberta e métodos de malha fechada. Os métodos de malha aberta também são conhecidos como de planejamento do movimento para sistemas não-holonômicos e buscam leis de controle em malha aberta que desloque o sistema de um estado inicial ate um estado final. Já nos métodos de malha fechada, dependendo do tipo de resposta desejada existem diversas formulações para o problema de controle. Pode-se destacar três abordagens mais comuns (Khalil, 1996): estabilização, rastreamento, e rejeição/ atenuação de distúrbios (e várias combinações das mesmas).

- No caso da estabilização, procura-se leis de realimentação (variantes ou in-variantes no tempo) que estabilizem um sistema para um determinado ponto de equilíbrio (Künhe, 2005). Um postulado bem conhecido dos pesquisadores

em controle não-linear proposto por Brockett (1983) diz que: Um sistema não-holonômico, embora seja completamente controlável, não pode ser estabilizado para uma configuração final de repouso através de leis suaves de realimentação nos estados. Este postulado se aplica à estabilização em torno de um ponto de equilíbrio e leis de controle invariantes no tempo, porém não é válido para o rastreamento de uma trajetória.

- Seguimento de trajetória: Alguns métodos abandonam a idéia de estabilização em um ponto e procuram obter convergência a uma trajetória de referência, parametrizada no tempo. Neste caso o problema pode ser resolvido em duas etapas diferentes: primeiro é calculada de maneira off-line uma trajetória e em seguida se projeta uma lei de controle a fim de fazer com que o robô siga a trajetória calculada anteriormente. Desta maneira, se assume que, para entradas de referências não nulas, se deseja calcular uma lei de controle que faça que o erro entre o robô e a referência seja nula (Pomet et al., 1992; Künhe, 2005; Oelen et al., 1995).
- Seguimento de caminho: Aqui também se deseja que o robô convirja para uma trajetória de referência, mais o problema é geralmente menos restritivo, devido a que não há especificação temporal para que esta convergência seja alcançada.

Quanto ao objetivo, as metodologias de controle em malha fechada para robôs móveis

3.3 Controle em Cascata

Provavelmente, a estratégia de controle avançado mais aplicada na prática é o controle em cascata. O controle em cascata utiliza pelo menos duas variáveis controladas para atuar sobre uma única variável manipulada.

O controle em cascata é particularmente útil quando há uma dinâmica significativa, como por exemplo, longos tempos mortos ou constantes de tempo, entre a

variável de controle e a variável de processo. O desempenho de um sistema pode ser melhorado com um número de sinais medidos, até um determinado limite (Åstrom and Hägglund, 1995).

Um compensador é um componente adicional ou circuito que é inserido dentro de um sistema de controle para compensar ou melhorar o desempenho deste (Dorf and Robert, 1998). Vários tipos de compensação foram estudados e são conhecidos na literatura. Os sistemas de controle de trajetórias, tradicionalmente utilizados para controlar robôs móveis, podem ser representados por um diagrama de blocos semelhante ao da figura 3.1 onde de laço interno é chamado de laço secundário, e o laço externo é chamado de laço primário. Nesta estratégia de controle (controle em cascata), a saída do controlador é a referência para outro controlador (Sanca, 2006).

3.3.1 Controle de Atuadores Independentes

Uma proposta de controle conhecida na robótica é o controle de atuadores independentes. Neste tipo de controle cada atuador do robô é considerado como um sistema única entrada/única saída (*SISO*). Considerando como atuador independente cada uma das rodas encarregadas de fazer o deslocamento da base móvel (Spong and Vidyasagar, 1989), todos os efeitos de acoplamento devido ao movimento dos outros subsistemas podem ser tratados como uma perturbação.

O objetivo deste método de controle é escolher um controlador tal que o sistema faça seguimento da resposta desejada indicada por um sinal de referência de velocidade da base móvel.

Além do sinal de controle, existem outras entradas ao sistema que podem ser perturbações ou não linearidades que influenciam no comportamento não-linear do sistema. Assim, o controlador deve ser escolhido tal que os efeitos destas entradas indesejáveis sejam reduzidos.

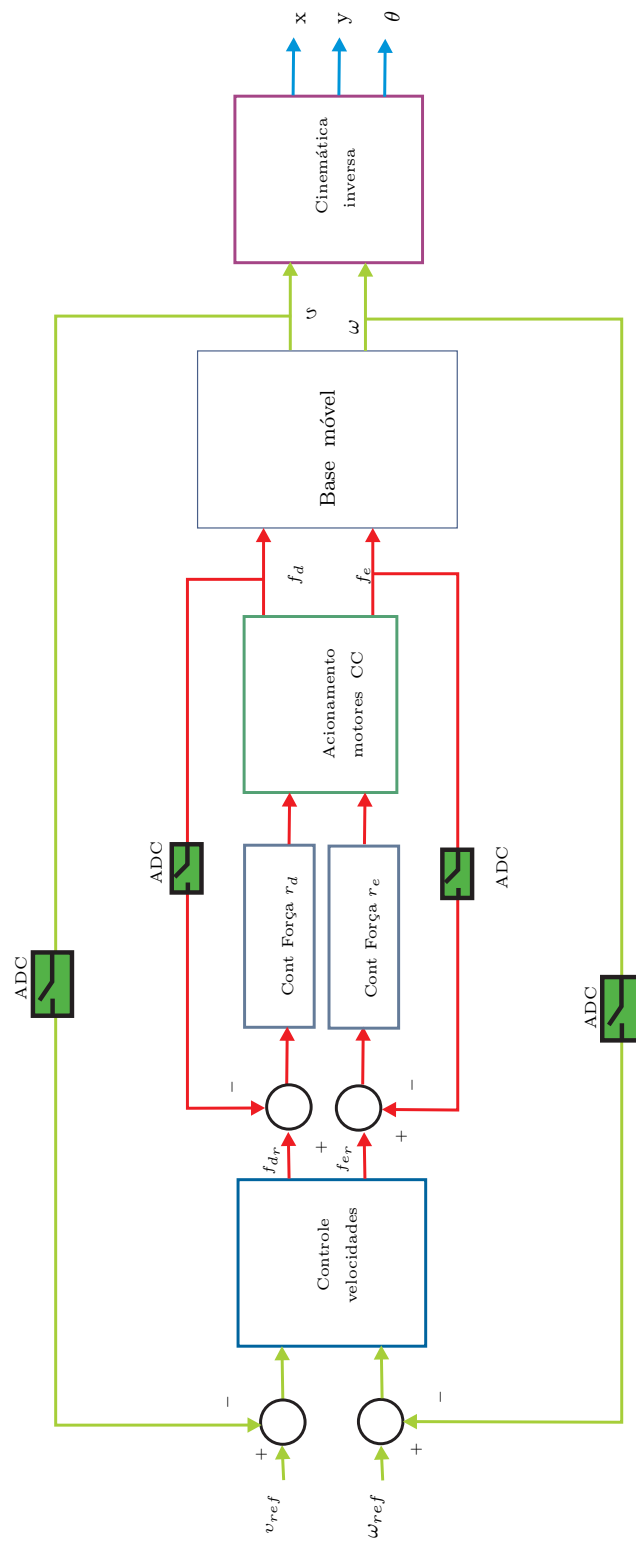


Figura 3.1: Controlador em cascata

3.3.2 Controle Multivariável

Atualmente, os problemas de controle multivariável são estudados através de três abordagens distintas: (i) abordagem que faz uso de blocos desacopladores, (ii) a abordagem multi-SISO e (iii) a abordagem MIMO. A maioria dos casos são abordados dependendo do grau de acoplamento do sistema.

- Blocos desacopladores
- Multi-SISO
- MIMO

Um sistema linear multivariável pode ser representado por uma matriz de funções de transferência na qual cada elemento $g_{ij}(s)$ é a função de transferência que relaciona a saída i com a entrada j . Assim, a descrição entrada saída de um processo com n entradas e m saídas é dada por

$$Y(s) = G(s)U(s), \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \\ \vdots \\ y_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & g_{13}(s) & \cdots & g_{1m}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & g_{23}(s) & \cdots & g_{2m}(s) \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \\ g_{n1}(s) & g_{n2}(s) & g_{n3}(s) & \cdots & g_{nm}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \\ \vdots \\ u_n(s) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

O uso de múltiplos controladores, um para cada variável de saída a ser controlada numa estrutura descentralizada, é uma das estratégias utilizadas neste tipo de plantas, em substituição à utilização de um único controlador multivariável. Isto porque a implantação e supervisão de várias malhas de controladores independentes são tarefas mais fáceis de realizar na prática (Luyben, 1990).

No entanto, a maior parte dos processos reais apresenta acoplamento entre suas variáveis, o que significa que uma variável controlada (saída do processo) sofre influência de diversas variáveis manipuladas (entradas do processo). Existe a dificuldade de mensurar a contribuição de cada variável manipulada em cada uma das

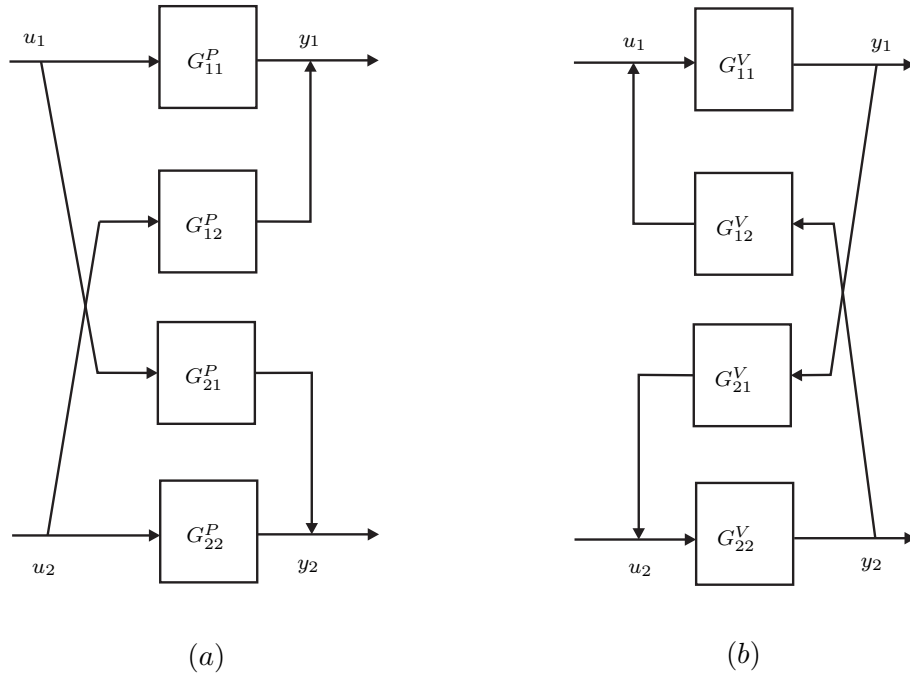


Figura 3.2: Estruturas Entrada-Saída de Sistema (2×2). a) forma canônica P; b) forma canônica V

variáveis de saída. A modificação no parâmetro de um controlador pode melhorar o desempenho de uma variável específica, mas por outro lado, piorar sensivelmente o desempenho de outras variáveis. Portanto, a sistematização de metodologias para sintonia de todos os controladores em conjunto é importante para sistemas com estas características (Arruda et al., 2008).

Modelos entrada-saída podem assumir um numero de formas estruturadas. Dois modelos entrada-saída de sistemas multivariáveis (2×2) muito comuns são as representações canônicas controlável (P) mostradas na figura 3.2a. e a forma canônica observável (V) figura 3.2b. A diferença entre as duas formas é evidente a partir dos diagramas. Com a estrutura canônica P , as interações do laço são consideradas acoplamentos em alimentação direta, enquanto na estrutura canônica V , as interações do laço são consideradas acoplamentos em feedback. Os elementos dentro dos blocos dos respectivos diagramas são funções de transferência, definindo a relação entre os correspondente pares entrada-saída (Tham, 2008).

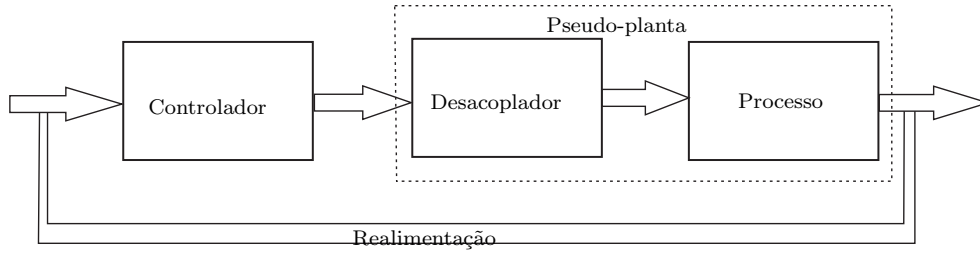


Figura 3.3: Estrutura geral de um sistema de controle desacoplado

Uma abordagem popular a tratar as interações de laços de controle é projetar um esquema de controle desacoplado. Aqui o objetivo é eliminar completamente os efeitos das interações do laço. Isto é conseguido através da especificação das redes de compensação conhecidas como desacopladores. A figura 3.3 mostra uma estrutura geral de um sistema de controle desacoplado. Essencialmente, o papel é decompor um processo multivariável em uma série de subsistemas independentes de laço único. Se tal situação pode ser conseguida, então ocorre o desacoplamento completo ou ideal e o processo multivariável pode ser controlado utilizando controladores de laço independente (Tham, 2008).

A matriz que contém os elementos de desacoplagem $D(s) = [d_{ij}(s)]$, pode ser representada por:

$$D(s) = \text{diag} [q_{ii}(s)] = \text{diag} \left[\frac{|G(s)|}{G_{ii}(s)} d_{ii}(s) \right], \quad (3.3)$$

e $Q(s) = G(s) D(s)$ como

$$Q(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{11}^* & d_{12}^* \\ d_{21}^* & d_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{ii} & 0 \\ 0 & q_{jj} \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

sendo $G_{ij}(s)$ o cofactor correspondente a $g_{ij}(s)$ na matriz de transferências $G(s)$, $q_{ij}(s)$ representa o componente da matriz $Q(s)$ (Åstrom and Hägglund, 1995). A figura 3.4 mostra a estrutura de controle desacoplado para um sistema com duas entradas e duas saídas.

Para encontrar a matriz $G(s)$, podem ser usados métodos determinísticos, baseando-se na resposta do sistema ao aplicar um degrau unitário, e sob hipótese do que o sistema seja estável. Se não é possível identificar o sistema desta maneira, pode

ser usados métodos para estimar os parâmetros entre os que podem ser citados: Métodos dos mínimos quadrados, *RNA*'s, lógica nebulosa, etc.

Há diversas maneiras de sintonizar controladores PI. Podem ser utilizadas ferramentas clássicas como lugar das raízes, diagrama de Bode ou alocação de pólos. A síntese de controladores clássicos, pode possibilitar uma rejeição robusta de perturbações, implementados comumente com um algoritmo de controle do tipo **PID** (mostrado na equação (3.5)), **PI**, **PD**. Esta técnica é amplamente usada na indústria por sua implementação simples e confiável quando comparado com técnicas mais complexas (Sanca, 2006).

O projeto de um controlador por alocação de pólos visa utilizar uma estrutura de controle que estabilize um sistema, a princípio instável. Assim, é possível deslocar os pólos instáveis da matriz de transferência até o lado negativo do plano real, estabilizando o sistema (D'Owyer, 2006).

No caso em estudo, um sistema multivariável com pólos estáveis, a estratégia de controle utilizada foi a de deslocar os pólos, da parte real já negativos, ainda mais para a esquerda do plano complexo.

A ação de controle e função de transferência do controlador então serão:

$$u_j(t) = k_{p_j} e(t) + k_{i_j} \int_0^t e_j(\tau) d\tau, \quad (3.5)$$

$$C_j(s) = \frac{k_{p_j} s + k_{i_j}}{s}, \quad (3.6)$$

onde $e_j = r_j - y_j$, u_j , y_j e r_j são respectivamente, o erro, o sinal de controle, a saída e a referência da malha de controle, para $j = v, \omega$. Os parâmetros k_{p_j} e k_{i_j} são respectivamente os ganhos proporcional, e integral do PI.

Na literatura técnica são freqüentemente encontradas estratégias de controle clássico utilizando estruturas de controle que usam saídas de outros sistemas como as suas referências.

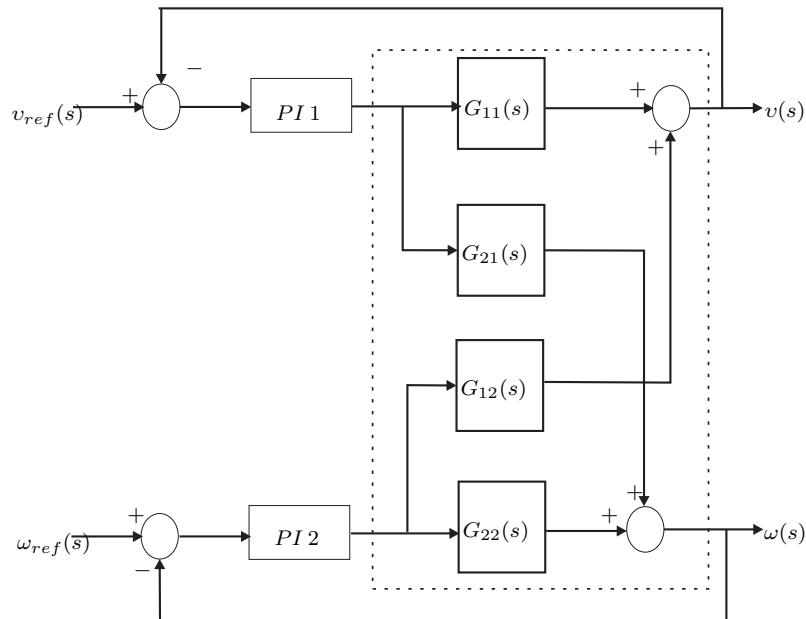


Figura 3.4: Arquitetura de controle desacoplado

3.4 Controle Anti-Windup

Em grande parte dos processos, por mais rigoroso que seja o projeto dos controladores, ocorrem falhas no desempenho do sistema, falhas estas que não podem ser previstas quando se projeta o controlador utilizando-se somente o modelo linear da planta. Tais falhas decorrem de certas restrições às quais a maioria dos processos industriais estão submetidos, mas que não são levadas em conta durante a fase do projeto. Tais limitações são, constantemente, referidas como limitações na entrada da planta e não são descritas nos modelos matemáticos lineares de processos. A equação (2.1) descreve a função não linear da saturação, uma das não linearidades mais comuns presente à entrada dos atuadores.

Nas situações em que o sinal de controle que atua na planta encontra-se fora da região linear do atuador, no caso da equação (2.1) diz-se que o sinal de controle está saturado. Como consequência, o sinal emitido pelo controlador fica, temporariamente, com um valor diferente do sinal que realmente atua na planta passando o sistema a se comportar, enquanto o sinal de controle estiver na região de saturação,

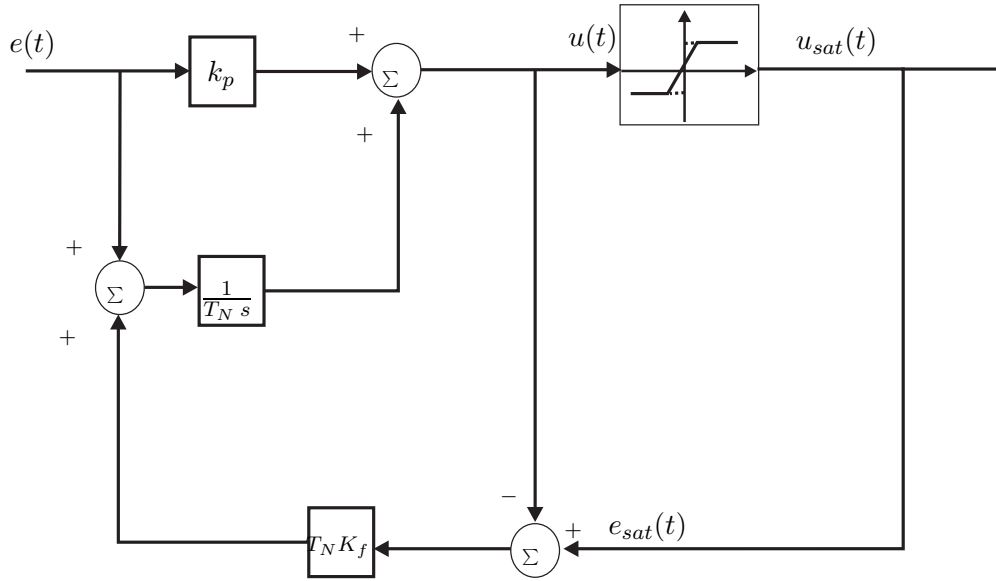


Figura 3.5: Controlador PI com Anti Wind-up em tempo contínuo

como um sistema em malha aberta, podendo resultar em uma deterioração do desempenho do sistema em relação ao desempenho linear esperado (Hadade, 2005).

A figura 3.5 mostra o esquema de controle de um PI com proteção anti-windup, onde $e_{sat}(t) = u_{sat}(t) - u(t)$ é o erro de saturação, T_N é o tempo que dura a ação integral, e k_p é a constante proporcional, $u(t)$ é a magnitude da ação de controle requerida pelo sistema de controle, $u_{sat}(t)$ é a magnitude do mesmo sinal de controle que sai do elemento de saturação.

Sob condições de saturação, a parte integral I do sistema de controle, será dada pelas duas seguintes contribuições:

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{k_p}{T_N} \int_0^t e(t) dt + \frac{1}{T_t} \int_0^t e_{sat}(t) dt \\
 &= \int_0^t \left(k_p T_N e(t) + \frac{1}{T_t} e_{sat}(t) \right) dt,
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

onde T_t representa um tempo de saturação constante cujo objetivo é acelerar a entrada do regime anti-windup.

3.5 Sumário

Neste capítulo apresentou-se a estrutura de controle em cascata na seção 3.3. Na seção 3.2 foram apresentados alguns tópicos acerca dos métodos clássicos para controle (controle de atuadores independentes e controle multivariável) para o controle de velocidade, seguidamente, na seção 3.4 foi apresentada a técnica de anti-windup para atuadores com saturação na entrada.

Capítulo 4

Controle com Compensação de zona morta de um Veículo com duas Rodas Ativas

O principal objetivo deste capítulo é conceber, projetar e implementar um controlador para base móveis de sistemas robóticos com duas rodas diferenciais, internamente controlados com processamento local, aplicado a um modelo dinâmico com inclusão da não linearidade de tipo zona morta. Apresenta uma contribuição de um controlador em cascata para o controle local do sistema. A partir da estimação da força e a velocidade angular em cada roda, é controlada a força nas rodas usando controle de atuadores independentes do tipo PI com proteção anti-windup, e a zona morta é compensada a traves da estimação da sua inversa de maneira adaptativa. O controle de velocidades na base do robô móvel é feito por meio de um controlador PI multivariável que usa as suas estimações por meio das velocidades nas rodas. A metodologia proposta neste capítulo, será aplicada ao Robô Khepera II[®] da empresa K-Team S.A. no capítulo seguinte.

4.1 Introdução

Um controlador, pode ser definido como um dispositivo que permite obter resposta desejada da variável do processo a ser controlado [variável clássica]. Em geral, pode-se considerar dois tipos de controladores: *feedforward controller* ou *feedback controller* (Dorf and Robert, 1998). O projeto de um sistema de controle é considerado como um arranjo, ou o plano da estrutura do sistema e a seleção idônea dos componentes e parâmetros. A alteração ou ajuste de um sistema de controle em ordem a prover um adequado desempenho é chamado de *compensação*. Um compensador é um componente adicional que é inserido dentro de um sistema de controle para melhorar o desempenho. Existem vários tipos de controle por compensação, um tipo tradicionalmente usado é conhecido como controle em cascata, onde a saída do controlador é a referência para o outro. O que consiste pelo menos de duas malhas de controle integradas.

4.2 Modelo de Controle

O controle em cascata é eficaz em situações onde existem perturbações a serem eliminadas. No caso apresentado aqui, é usado o controle de velocidade na base móvel, que por sua vez é a referência do controlador de força na roda com proteção antiwindup devido à presença da saturação à entrada de cada atuador. Na figura 4.1 pode-se ver o diagrama de blocos do controlador que inclui também a compensação adaptativa da zona morta.

Uma das dificuldades apresentadas no projeto de controladores é a falta de informações sobre a variável de interesse quando esta não pode ser diretamente mensurável, para abordar este problema, e nestes casos, técnicas de estimação tem sido muito utilizadas. A estimação pode ser feita por um dos dois procedimentos principais: (i) utilizando uma função critério que pode tomar muitas formas [determinísticas ou estocásticas]; (ii) a partir da representação de modelos ou técnicas algorítmicas de otimização de minimização [maximização] de funções (Sanca, 2006). Diversos observadores de velocidade têm sido propostos na literatura (Song et al.,

1983) já que existem diversas situações, em que a detecção instantânea é dificultosa devido a que só a velocidade média é detectada, surgindo um retardo causado na detecção que se incrementa rapidamente a velocidades muito baixas, e que causa instabilidade na malha de controle. A Detecção instantânea da velocidade é necessária para ampliar a faixa de regulação de velocidade ou o rápido e exato ajuste da posição do sistema.

4.3 Estimação de Força nas Rodas

Como foi mencionado na seção 4.2, um estimador é usado devido à falta de informações da variável de interesse. Nosso caso, devido a que não é possível medir as forças nas rodas, usam-se estimadores de força em malha aberta para cada roda.

Existem duas maneiras de estimar a força nas rodas do robô:

i Uma fazendo medições da corrente e as velocidades nos motores. Partindo de que

$$f_i(t) = \frac{1}{r_i} [\tau_i(t) - J_i \dot{\omega}_i(t)] \text{ como pode ser visto na equação (4.1)}$$

$$\hat{f}_i(t) = \frac{1}{r_i} [k_t \eta N i_i(t) - J_i \dot{\omega}_i(t)]. \quad (4.1)$$

ii A outra fazendo uso das larguras de pulsos dos **PWM** e as velocidades nos motores, partindo da equação (2.20).

No modelo elétrico reduzido foi considerado que a dinâmica dos motores possuem constantes de tempo muito rápidas e são indetectáveis pelos encoders incrementais utilizados como sensores de posição e velocidade

Na estimação da força nas roda podem ser usados encoders de velocidade de tipo digital tais como encoders giratórios para acionamentos servos digitais devido a que o seu circuito de detecção é muito simples. Na faixa de velocidade, uma velocidade média pode ser detectada durante cada período de amostragem, no outro

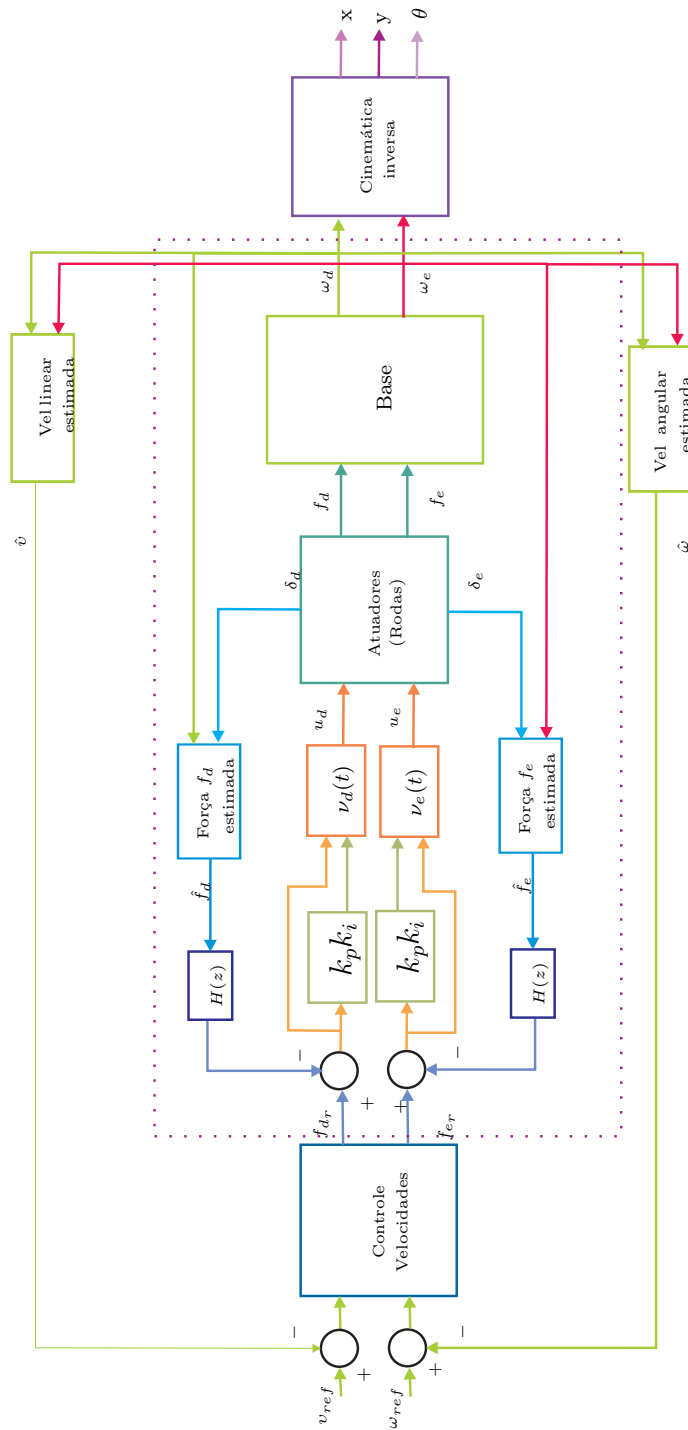


Figura 4.1: Diagrama em blocos do sistema de controle proposto para o robô móvel com duas rodas ativas acionados por atuadores elétricos **CC**, este controlador inclui um controlador para as velocidades da base móvel (linear e angular), um controlador de força com ação antiwindup e um compensador adaptativo de zona morta.

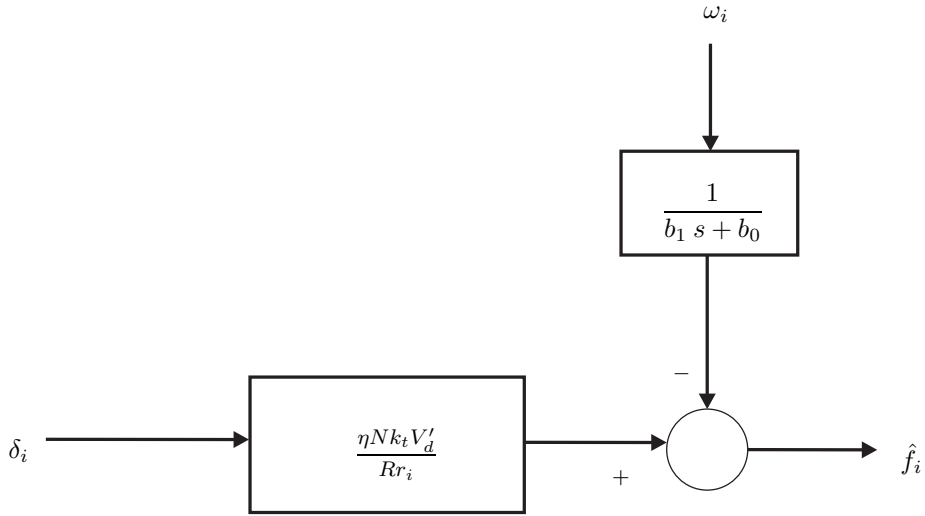


Figura 4.2: Diagrama de blocos para a força estimada na roda

caso, a detecção de velocidade é atrasado até o pulso seguinte do encoder quando o intervalo do pulso é mais longo do que o período de amostragem.

A partir dos dados da velocidade angular em cada atuador, pode ser feita a estimação da força nas rodas partindo da equação (2.21) no capítulo 2. Também, tendo em conta que a dinâmica dos motores CC é muito rápida, o termo $L \frac{di_i(t)}{dt}$ pode ser desprezado, de maneira que a equação da corrente é reduzida ao termo:

$$i_i(t) = \frac{V'_d}{R} \delta(t) - \frac{k_{em}}{R} \omega_{mi}(t), \quad (4.2)$$

e por tanto, o torque em cada roda é dado por:

$$\tau_i(t) = \left[\frac{k_t V'_d}{R} \delta(t) - \frac{k_t k_{em}}{R} \omega_{mi}(t) \right] \eta N. \quad (4.3)$$

Assim força estimada na roda, é dada por:

$$\hat{f}_i(t) = \eta N \left[\frac{k_t V'_d}{r_i R} \delta(t) - \frac{k_t k_{em}}{N r_i R} \omega_{mi}(t) \right] - \frac{J_i}{r_i} \dot{\omega}_i(t). \quad (4.4)$$

Da equação (4.4), e lembrando a equação (2.13), a força estimada na roda em forma discreta é representada por:

$$\hat{f}_i(k) = \frac{\eta N k_t V'_d}{r_i R} \delta(k) - \left(\frac{\eta k_t k_{em}}{r_i R} - \frac{J_i}{T_s r_i} \right) \omega_i(k) - \frac{J_i}{T_s r_i} \omega_i(k-1). \quad (4.5)$$

A figura 4.2 mostra a força estimada em cada roda a partir da equação (4.4) sendo a entrada ao atuador, a largura de pulso δ_i e a saída, a velocidade na roda ω_i .

4.4 Controlador de Força nas Rodas

Analisando a dinâmica dos motores CC que acionam a base móvel, parte-se de um modelo dinâmico simplificado onde pode-se desprezar os momentos de inércia das rodas e dos motores devido a que os seus valores são muito pequenos. Também, levando em consideração que a dinâmica dos motores CC é muito rápida (os encoders tem uma constante de tempo de $10\mu s$), é desprezada a corrente nos motores.

Pela relação entrada-saída (δ/f_i) na equação (4.4) e aplicando Transformada de Laplace tem-se que

$$\tilde{f}_i(s) = \frac{\eta N k_t V'_d}{R r_i} \delta_i(s), \quad (4.6)$$

ou em tempo discreto

$$\tilde{f}_i(k) = \frac{\eta N k_t V'_d}{R r_i} \delta_i(k), \quad (4.7)$$

sendo \tilde{f}_i uma aproximação da força nas rodas. A equação (4.6) mostra que a relação entre δ_i e \tilde{f}_i é um ganho, devido, principalmente ao fato da constante de tempo do motor ser muito pequena. Assim, podem ser projetados controladores PI para compensar este ganho.

A figura 4.3 mostra o controle de força na roda a partir da equação (4.6), sendo que a entrada ao atuador δ tem presença da não linearidade de zona morta e a velocidade na roda ω_i que contém os componentes de atrito viscoso (que foram chamados no capítulo 2 de componente de atrito angular (B_{ang}) e de componente de atrito linear (B_{lin})), é considerada como uma perturbação.

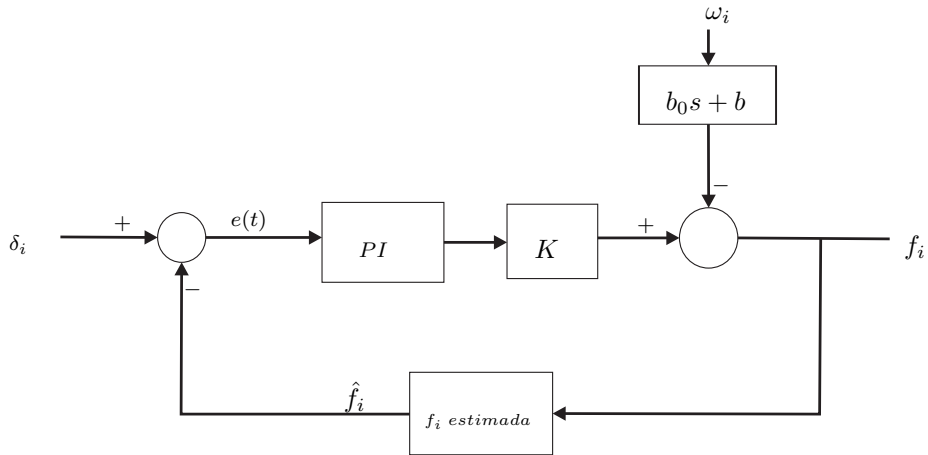


Figura 4.3: Diagrama de blocos para o controle de força na roda

Os controladores **PI** discretos usados para as malhas de força nas rodas são configurados com proteção anti-windup de ação integral, devido à não linearidade do tipo saturação na entrada.

Projeto por Lugar das Raízes Usando-se a transformação bilinear (*Tustin Transformation*) (Ackermann, 1985; Ifeachor and Jervis, 1996) $s' = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}$, pode ser transformado o controlador em um **PI** Digital. Neste controlador a constante de proporcionalidade é utilizada para melhorar o regime transitório e a constante de integração é utilizada para melhorar a resposta em regime permanente do sistema como o acréscimo de um pólo dominante em $z = 1$. Desta forma, um sistema estável que já possui integração, como é o caso, pode alcançar um erro nulo até mesmo para entradas em rampa (Ogata, 1998).

A função de transferência deste controlador pode ser escrita como:

$$\frac{U(z)}{Y(z)} = u_i(z) = k_p + k_i \frac{T_s}{2} \left(\frac{z+1}{z-1} \right), \quad (4.8)$$

onde a k_p é o ganho proporcional, k_i é o ganho integral. De forma mais resumida tem-se que:

$$u_i(z) = \frac{k(z - z_0)}{z - 1} \quad (4.9)$$

$$z_0 = \frac{k_p - \frac{k_i T_s}{2}}{k_p + \frac{k_i T_s}{2}}. \quad (4.10)$$

Para manter a estabilidade relativa do sistema é escolhido o zero da função $u_i(z)$ muito perto do polo alocado em $z = 1$ (Kuo, 1992), assim o ganho proveniente do controlador é essencialmente igual a k na equação (4.9).

Segundo a equação do controlador em malha fechada:

$$u_i(z) = \frac{\frac{k(z - z_0)}{z - 1} \frac{N \eta k_t}{R r_i} V_d'}{1 + \frac{k(z - z_0)}{z - 1} \frac{N \eta k_t}{R r_i} V_d'}, \quad (4.11)$$

e pela condição de fase-modulo, tem-se que:

$$\frac{k(z - z_0)}{z - 1} \frac{N \eta k_t}{R r_i} V_d' = 1. \quad (4.12)$$

Logo,

$$k \gg \frac{R r_i}{N \eta k_t V_d'}, \quad e \quad z_0 \rightarrow 1. \quad (4.13)$$

Assim o objetivo do projeto do controlador é encontrar as constantes k e z_0 para encontrar os ganhos proporcional (k_p) e integral (k_i) respectivamente como segue:

$$k_p = k \frac{1 + z_0}{2}; \quad (4.14)$$

$$k_i = k \frac{1 - z_0}{T_s}. \quad (4.15)$$

4.4.1 Controlador PI para a Força nas Rodas com Proteção Anti-windup

Muitos processos industriais estão sujeitos a algum tipo de restrição no sinal de controle, sendo uma das mais comuns a restrição em amplitude que provoca um

baixo desempenho do sistema e que não é previsto na fase de projeto do controlador.

Todos os atuadores apresentam limites. Quando o valor da variável de controle atinge o limite máximo (ou mínimo) do atuador ocorre a saturação do sinal de controle. Este fato faz com que a malha de realimentação seja de certa forma quebrada, pois o atuador permanecerá no seu limite máximo (ou mínimo) independentemente da saída do processo. Entretanto, se um controlador com ação integral é utilizado, o erro continuará a ser integrado e o termo integral tende a se tornar muito grande, ou seja, tende a “carregar-se” demasiadamente. Neste caso, para que o controlador volte a trabalhar na região linear [i.e., saia da saturação] é necessário que o termo integral se “descarregue”. Para tanto dever-se-á esperar que o sinal de erro troque de sinal e, por um longo período tempo, aplicar na entrada do controlador, um sinal de erro de sinal oposto. A consequência disto é que a resposta transitória do sistema tenderá a ficar lenta e oscilatória, característica esta extremamente indesejável em um processo industrial (Bazanella and da Silva, 2009).

Dado que os atuadores apresentam entradas com saturação, a ação de controle fornecida pelo controlador PI tem que estar entre o intervalo onde não se tem saturação. Devido a que $V'_d(t)$ é definido constante pode-se afirmar que o controlador deve estar dentro do intervalo $u(t) \in [-V'_d(t), V'_d(t)]$, caso contrario os transistores de chaveamento dos circuitos **PWM** podem sofrer danos devido a que o potencial entregue pela ação de controle excede o potencial de saturação $V_{sat} = 0.3V$.

O controlador PI Anti-windup para tempo discreto utilizando o método por lugar das raízes é mostrado na figura 4.4. O sinal de controle esta limitado pelo intervalo $u_m \leq u \leq u_M$ segundo a equação (2.1) do capítulo 2; a ação integradora é estabilizada fazendo realimentação pela diferença $u_{sat}(t) - u(t)$. Conseqüentemente o integrador atenua as grandes amplitudes quando a entrada excede os limites de saturação. A constante k_i representa a ação integral e k_p indica a ação proporcional, T_s representa o tempo de amostragem.

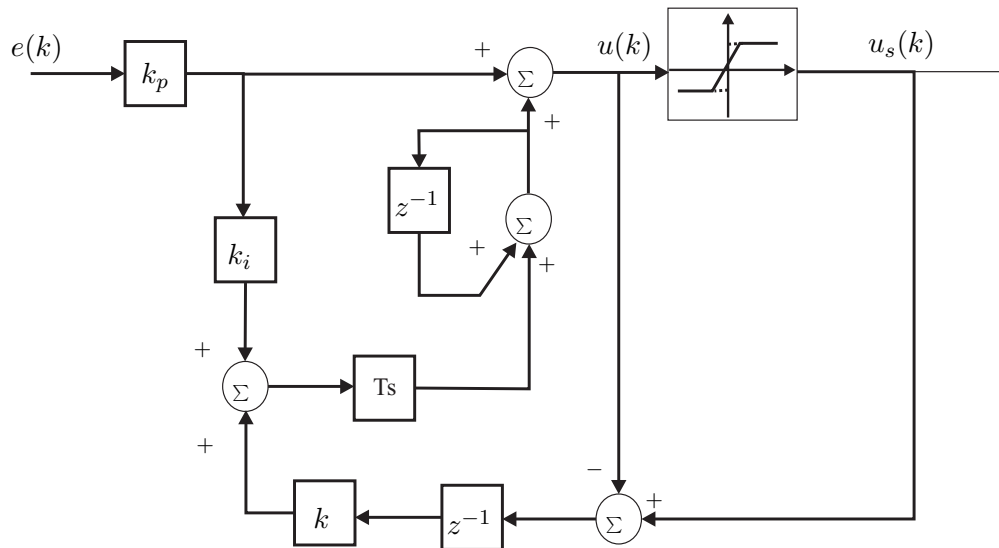


Figura 4.4: Controlador PI com Anti Wind-up em tempo discreto

4.5 Compensação de Zona Morta

Quando existem não linearidades nos sistemas, não é possível fazer seguimento de trajetória com alta precisão usando só controladores lineares, por isso é mais aconselhável somar compensadores não lineares a estes controladores, que incluem não linearidades inversas (Salcedo and Cerqueira, 2010).

Na literatura tem sido pesquisadas diversas estratégias de controle em que dois conjuntos de parâmetros ajustáveis (um que pertence à inversa da zona morta e um outro a um controlador linear) são mantidos fixos ou atualizados adaptativamente. Os esquemas de controle adaptativo desenvolvidos asseguram que por um lado, os sinais do laço fechado não sejam limitados e por outro lado, reduzem o erro de seguimento.

A inversa da zona morta é tal que, quando a inversa é exata, é cancelada pela zona morta. Entretanto, se os limites da banda estimados \hat{b}_+ , \hat{b}_- são maiores do que os valores verdadeiros b_+ , b_- , a inversa introduz um tipo de descontinuidade retransmissível em $u(t)$ (Tao and Kokotovic, 1996; Kokotovic and Tao, 1994).

Neste trabalho projeta-se um compensador adaptativo inverso para cada atuador do robô móvel, partindo da equação:

$$D(u(t)) = \begin{cases} u(t) - b_+ & \text{se } u(t) \geq b_+ \\ 0 & \text{se } b_- < u < b_+, \\ u(t) - b_- & \text{se } u(t) \leq b_- \end{cases} \quad (4.16)$$

onde os parâmetros desconhecidos são os limites da banda morta b_+ , b_- , e o controle desejado podendo ser $u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt$.

Para estimar a inversa da zona morta, usa-se o erro de seguimento do laço de força e a saída do controlador de força. A inversa da zona morta estimada é dada por

$$\nu(t) = \widehat{DI}(\cdot) = u(t) + \hat{b} \operatorname{sgn}(u(t)), \quad (4.17)$$

sendo \hat{b} o parâmetro a estimar e $u(t)$ o sinal de controle entregue pelo controlador de força (Kokotovic and Tao, 1994; Tao and Kokotovic, 1996).

O erro de estimação $\phi(t)$ e o erro de seguimento $e(t)$ são dados pelas expressões

$$\phi(t) = \hat{b}(t) - b; \quad (4.18)$$

$$e(t) = r - y(t), \quad (4.19)$$

sendo r a referência de força, y a força estimada e b é o valor limite da zona morta direta.

Enquanto ν possa estar dentro ou fora da zona morta, a variação do erro de seguimento tem duas formas (Kokotovic and Tao, 1994; Tao and Kokotovic, 1996):

$$\dot{e} = -e - u, \quad -b \leq \nu(t) \leq b; \quad (4.20)$$

$$\dot{e} = -e + \phi \operatorname{sgn}(u), \quad \nu \leq -b \text{ ou } \nu \geq b. \quad (4.21)$$

A forma da equação (4.21) e $b > 0$ sugere o uso de uma lei de atualização de Lyapunov do tipo adaptativa com projeção a $\hat{b}(t) \geq 0$, isto é:

$$\dot{\phi} = \dot{\hat{b}} = \begin{cases} -e \operatorname{sgn}(u) & \text{se } \hat{b} > 0 \\ 0 & \text{se } \hat{b} = 0 \text{ e } -e \operatorname{sgn}(u) < 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

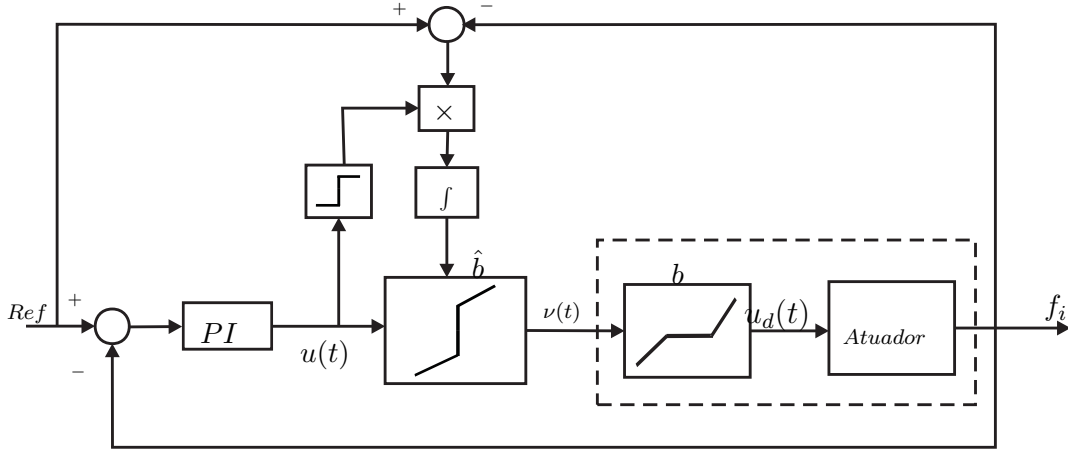


Figura 4.5: Compensador adaptativo da zona morta

Note-se que pode ser usado qualquer valor de b para o algoritmo convergir, pelas condições dadas na equação (4.22). A lei de atualização esta baseada na função de Lyapunov

$$V(e, \phi) = \frac{1}{2}(e^2 + \phi^2), \quad (4.23)$$

em que pode ser provado que $(e, \phi) = (0, 0)$ é um ponto de equilíbrio global para que o sistema seja assintoticamente estável (Tao and Kokotovic, 1996; Kokotovic and Tao, 1994; Ge et al., 1998). Com a lei (4.22) o sistema de compensação da inversa da zona morta adaptativa é mostrada na figura 4.5.

Usando as equações (4.21) e (4.22) na função de Lyapunov definida em (4.23) e utilizando a regra da cadeia, pode-se analisar a estabilidade para as soluções que estão fora da zona morta

$$\dot{V} = e(-e + \phi \operatorname{sgn}(u)) + \phi(-e \operatorname{sgn}(u)), \quad (4.24)$$

$$\dot{V} = -e^2 + e \phi \operatorname{sgn}(u) + \phi(-e \operatorname{sgn}(u)), \quad (4.25)$$

$$\dot{V} = -e^2 \quad (4.26)$$

Onde é mostrado que todas as soluções que estão ao inicio e ao final da zona morta convergem ao equilíbrio $(e, \phi) = (0, 0)$.

Para as soluções dentro da zona morta, usa-se (4.20) e (4.22) a fim de obter

$$\begin{aligned}\dot{V} &= e(-e - u) + \phi(-e \operatorname{sgn}(u)), \\ \dot{V} &= -e^2 - e u - \phi e \operatorname{sgn}(u), \\ \dot{V} &= -e^2 - e(u + \phi \operatorname{sgn}(u)),\end{aligned}$$

onde é imposto $u + \phi \operatorname{sgn}(u) > 0$.

Usando (4.21) para (4.23) e $\dot{\phi} = 0$, tem-se que

$$\dot{V} = e(-e + \phi \operatorname{sgn}(u)) + \phi \cdot 0, \quad (4.27)$$

$$\dot{V} = -e^2 + e \phi \operatorname{sgn}(u), \quad (4.28)$$

$$\dot{V} = -e^2 < 0, \quad (4.29)$$

e usando (4.23) para (4.20) e $\dot{\phi} = 0$, tem-se que

$$\dot{V} = e(-e - u) + \phi \cdot 0, \quad (4.30)$$

$$\dot{V} = -e^2 - e u \quad (4.31)$$

Dado que esta equação é para as soluções dentro da zona morta, onde $u = 0$, então a equação (4.31) fica $\dot{V} = -e^2 < 0$.

4.6 Controle de Velocidades na Base Móvel

Para o controle das velocidades na base móvel, estima-se a velocidade linear (v) e a velocidade angular (ω) como foi feita para o controlador de força nas rodas, dado que não se tem uma medição direta destas velocidades.

Assim, sabendo que as velocidades linear e angular média do centro da base são dadas pelas expressões:

$$v = \frac{v_d + v_e}{2} \quad (4.32)$$

$$\omega = \frac{v_d + v_e}{2\ell}, \quad (4.33)$$

sendo que

$$v_d = \omega_d r_d \quad (4.34)$$

$$v_e = \omega_e r_e, \quad (4.35)$$

que resulta em

$$\omega(t) = \frac{r_d}{2\ell} \omega_d(t) - \frac{r_e}{2\ell} \omega_e(t) \quad (4.36)$$

$$v(t) = \frac{r_d}{2} \omega_d(t) + \frac{r_e}{2} \omega_e(t), \quad (4.37)$$

Assim, baseando-nos em uma estratégia de controle desacoplado, como foi visto no capítulo 3, as velocidades na base móvel podem ser aproximadas usando um método para sistema de primeira ordem (neste caso, *FOPDT*), e o controlador pode ser projetado pelo método de atribuição de pólos. Assim, com a estimação obtém-se uma função de transferência para cada subsistema desacoplado:

$$G_{ij}(s) = \frac{K_{ij}}{T_{ij} s + 1}, \quad (4.38)$$

sendo $i, j = 1, 2$. O controlador PI tem a formada equação (4.39)

$$u_j(s) = k_p \left[1 + \frac{1}{T_{int} s} \right]. \quad (4.39)$$

Tendo como resultado uma equação de segunda ordem em malha fechada:

$$s^2 + s \left(\frac{1}{T_{ij}} + \frac{K k_p}{T_{ij}} \right) + \frac{K k_p}{T_{ij} T_{int}} = 0. \quad (4.40)$$

Impondo a condição $s^2 + 2\zeta \vartheta s + \vartheta^2 = 0$, são encontrados os ganhos do controlador para as velocidades da base móvel como segue:

$$k_p = \frac{2\zeta \vartheta T_{ij} - 1}{K}, \quad (4.41)$$

$$T_i = \frac{2\zeta \vartheta T_{ij} - 1}{\vartheta T_{ij}} \quad (4.42)$$

A figura 4.6 mostra estrutura de controle desacoplado proposta para o controlador das velocidades da base, seguindo a estrutura geral do controle em cascata proposta na seção 4.1.

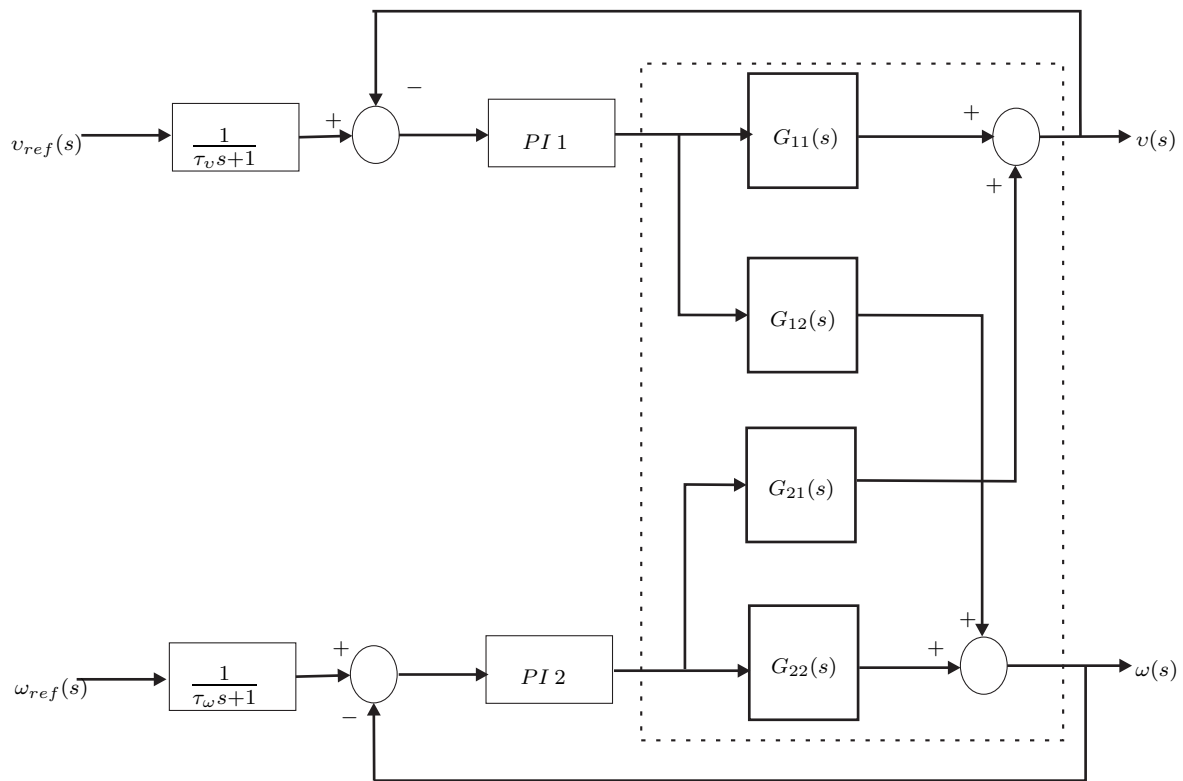


Figura 4.6: Arquitetura proposta de controle PI desacoplado

4.7 Sumário

Neste capítulo foi projetado um controlador em cascata com compensação adaptativa de zona morta para um robô móvel com duas rodas ativas usando um modelo fenomenológico. Em 4.3 e 4.4 foi desenvolvido o estimador e o projeto de controle de força, com uma extensão a um controle PI com anti-windup. A compensação da zona morta foi apresentada na seção 4.5 por meio de um sistema inverso adaptativo da zona morta. O controle das velocidades linear e angular da base foi desenvolvido através de um controlador multivariável na seção 4.6.

Capítulo 5

Implementação do Esquema de Controle em um Sistema Simulado

Neste capítulo apresenta-se uma aplicação a uma modelagem fenomenológica da base móvel de robôs manipuladores com inclusão das não linearidades de zona morta e saturação na entrada dos atuadores; é feita a aplicação da técnica de controle em cascata proposto no capítulo anterior para a base móvel do sistema robótico KheperaII[®] da K-Team S. A., e se faz uma análise comparativa e validação do esquema de controle com os resultados de simulação.

5.1 Introdução

O controle de sistemas não-lineares é um assunto que desperta grande interesse dos pesquisadores. Técnicas de controle clássica são baseadas em modelos linearizados dos sistemas físicos, o que representa perda de informações, que muitas vezes são importantes para o funcionamento do sistema com altos níveis de exigência (Alvarez and Oliveira, 2005). Atualmente, a utilização de diferentes técnicas de controle inteligente tem aberto uma nova perspectiva no tratamento de sistemas não-lineares e no projeto de seus controladores. Bauchspiess et al. (1997) e Pedrosa and Bauchspiess (1999) mostram excelentes resultados utilizando as redes neurais no processo

de identificação de não linearidades para controle.

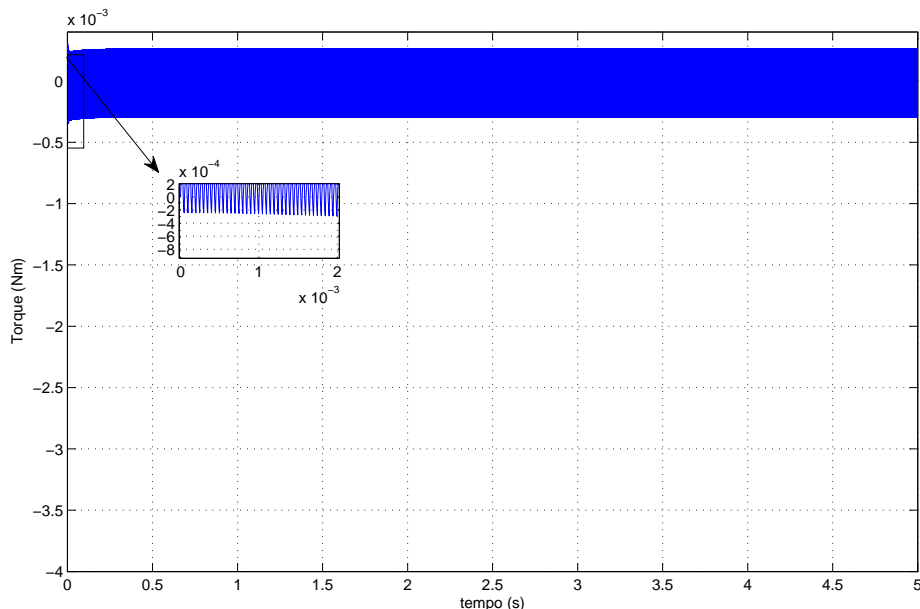


Figura 5.1: Resposta ao degrau do motor CC do veículo robô *Khepera II*, aplicando um degrau de 0.5 V

A literatura especializada também caracteriza os recentes desenvolvimentos em sistemas robóticos, destacando robôs móveis em planejamento do movimento, seguimento de trajetória, estabilização num ponto de equilíbrio, foram projetados a partir de modelos com técnicas de controle sem o conhecimento do comportamento local frente as não linearidades inerentes de entrada no sistema. Estas não linearidades, particularmente o atrito, de fato causa um desempenho pobre, deterioramento de servomecanismos, como no caso de robôs, e em alguns casos podem levar a instabilidade, se uma estratégia apropriada de controle não é projetada (Lischinsky et al., 1999; Jatta et al., 2006; Bona and Indri, 2005).

A figura 5.1, mostra a simulação da resposta ao degrau de 0.5 V de um dos motores CC usando as equações (2.10), (2.12), (2.14) e (2.15) para veículo robô *Khepera II*. Pode-se observar que a dinâmica é muito rápida (constante de tempo $\frac{L_i}{R_i} = 8.372\mu\text{s}$). O robô *Khepera II*, tem implementado uma rotina de interrupção que detecta cada

pulso do encoder incremental que atualiza o contador de posição de cada roda com um tempo mínimo de amostragem de $10ms$, o que dificulta a implementação da compensação da dinâmica elétrica dos motores, e um dos motivos pelo qual foi considerado o modelo reduzido dado na equação (4.4). A ilustração do robô *Khepera II* junto com seus parâmetros são dados no apêndice A.

5.2 Estimação de Força nas Rodas

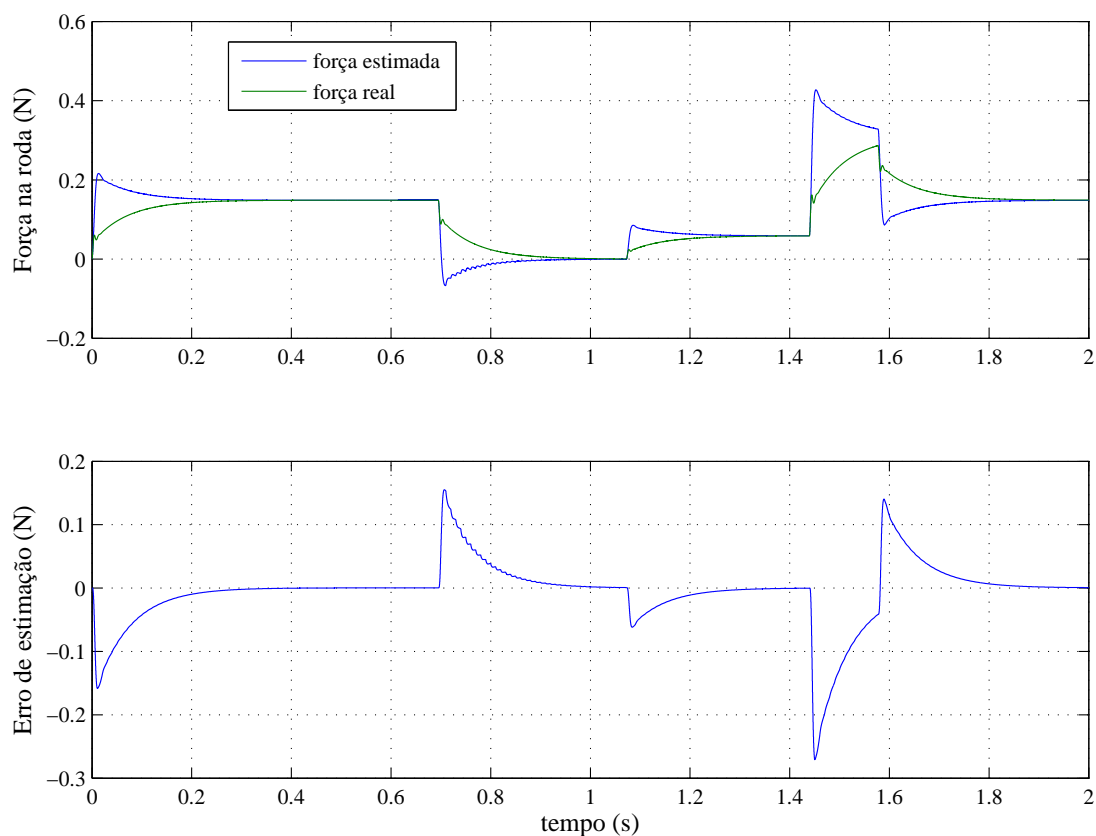


Figura 5.2: Simulação do seguimento da força real pela força estimada nas rodas segundo dados obtidos do robô *Khepera II* (Ver apêndice A).

Como foi visto no capítulo 4, o método proposto para estimação da força em cada

roda do robô *Khepera II*, considerando a equação em regime permanente (4.5), e seguindo os parâmetros especificados segundo as tabelas A.1, A.2 e A.3 do apêndice A, tem-se que:

$$\hat{f}_i(k) = 1.016 \delta(k) - 0.01004 \omega_i(k) - 20.69 \times 10^{-6} \omega_i(k-1) \quad (5.1)$$

A Figura 5.2 ilustra a força estimada em cada roda, equação (4.5), frente a força na roda da equação (2.20). Esta simulação foi feita com o corpo da base móvel sem o controlador considerando um período de amostragem de $10ms$, onde foram variadas as referências de força em cada roda. Pode-se observar que o estimador acompanha o valor de referência da força na roda.

O erro de estimação é devido ao uso de uma expressão aproximada para a força. A necessidade de estimar tanto a força em cada roda quanto as velocidades na base móvel foi a razão de propor uma estrutura de controle em cascata para o sistema. Conhecidas como variáveis que não são diretamente mensuráveis e sendo as variáveis a ser controladas.

5.3 Controle de Força nas Rodas com compensação de zona morta

Feito o estimador de força em cada roda, é projetado o controlador da força e aplicado à equação (4.6) que é um ganho. Foi utilizado um controlador PI projetado por lugar geométrico das raízes para o controlador discreto como foi desenvolvido no capítulo 4. O valores determinados foram $k = 50$, $k_i = 44$ e $k_p = 0.58$ com $T_s = 0.01s$.

Partindo dos dados fornecidos pelo fabricante e os dados calculados no robô *Khepera II* a força máxima que pode ser desenvolvida pela roda é $0.8773N$ (veja apêndice A) foi aplicada uma referência de $0.4 N$, referência menor do que as máximas forças atingidas pelas rodas, usando uma tensão nominal de $4.8 V$. A figura 5.3 mostra o

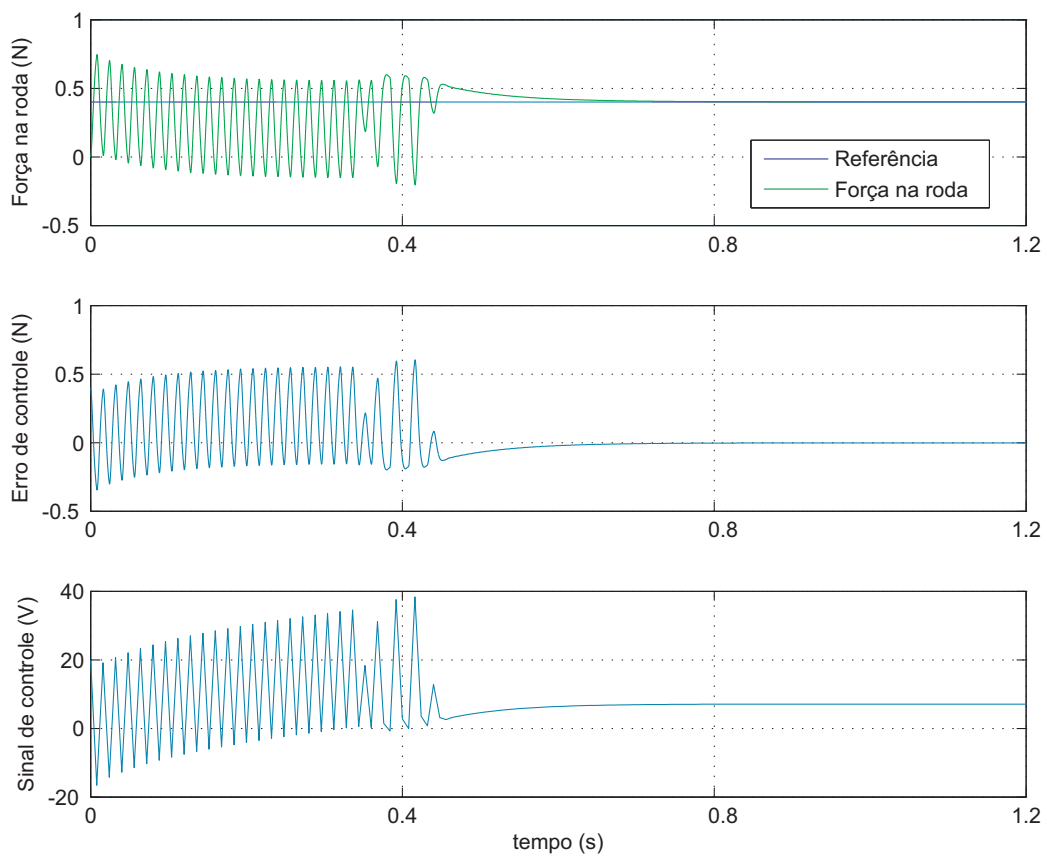


Figura 5.3: Seguimento da força controlada para o robô *Khepera II*, sem proteção anti-windup.

seguimento da força de referência, erro de controle e o sinal de controle utilizando um controlador PI sem proteção anti-windup, pode ser observada uma grande oscilação ao início do sinal, devido à saturação do sistema. A fim de evitar esta oscilação, um controlador com proteção anti-windup, devido a que este tipo de controlador mantém o sinal de controle onde não se tem saturação.

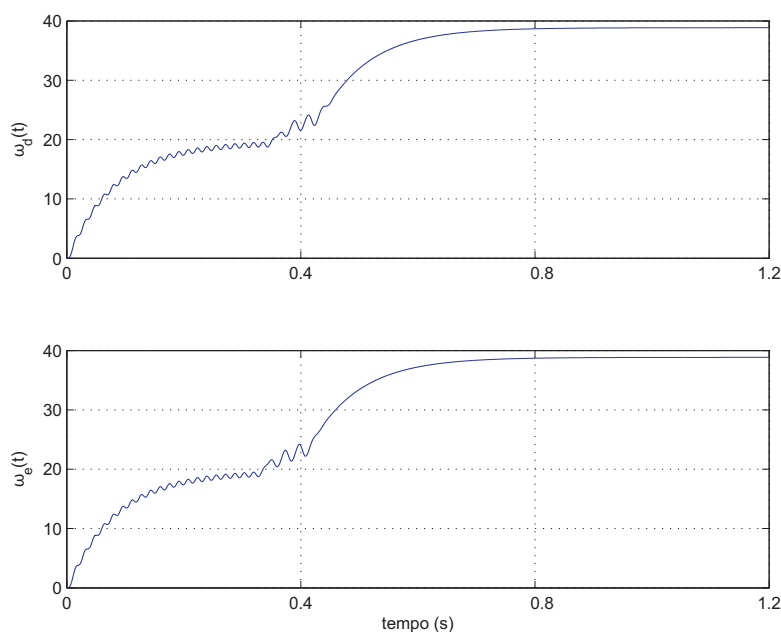


Figura 5.4: velocidades nas rodas direita e esquerda usando um controlador PI de força.

As figuras 5.4 e 5.5 mostram o efeito do controlador nas velocidades nas rodas e na trajetória do robô. Pode-se notar a oscilação ao início dos sinais de velocidade devido à presença de saturação nas entradas dos atuadores.

A figura 5.6 apresenta o mesmo controle PI com a diferença de que neste controlador é usada proteção Anti-Windup. Nos dois testes a zona morta foi considerada seguindo o modelo da equação (2.2) com os parâmetros dados em Laura (2006) com uma taxa de amostragem de $T_s = 10 \text{ ms}$ para testar o comportamento da força controlada na presença de atrito. Pode ser observado um melhor comportamento da força aplicada e o controle anti-windup faz com que o sinal de controle esteja

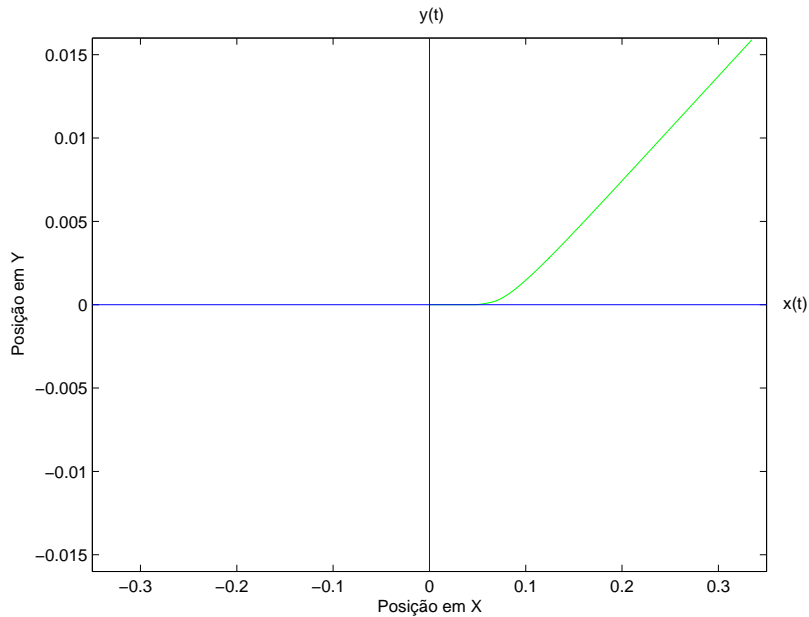


Figura 5.5: Posição x versus y usando controle PI de força na roda.

limitado a determinados sinais onde não se tem saturação. Pode ser visto o efeito que tem este controlador nas velocidades das rodas (veja figura 5.8) e na posição (x, y) da base móvel (veja figura 5.9), sendo que o sinal tende a se estabilizar ao redor de 1.4 s.

A figura 5.7 mostra a zona morta presente à entrada dos atuadores variando os limites da banda por meio de um sinal aleatório a fim de obter diversos parâmetros de b .

A força em cada roda apresentada nas figuras 5.3, 5.6 e 5.10 passou por o filtro passa-baixas discreto de ordem 2. Considerando uma frequência de corte de $f_c = 50 \text{ Hz}$ e a frequência de amostragem de $f_s = 100 \text{ Hz}$. Assim, o comportamento transitório da força pode ser melhor observado ao mesmo tempo que é evitado ruído no erro de controle e ações de controle inadequadas.

$$HF(z) = \frac{0.9794 z + 0.1637100}{z^2 + 0.1314 z + 0.01176} \quad (5.2)$$

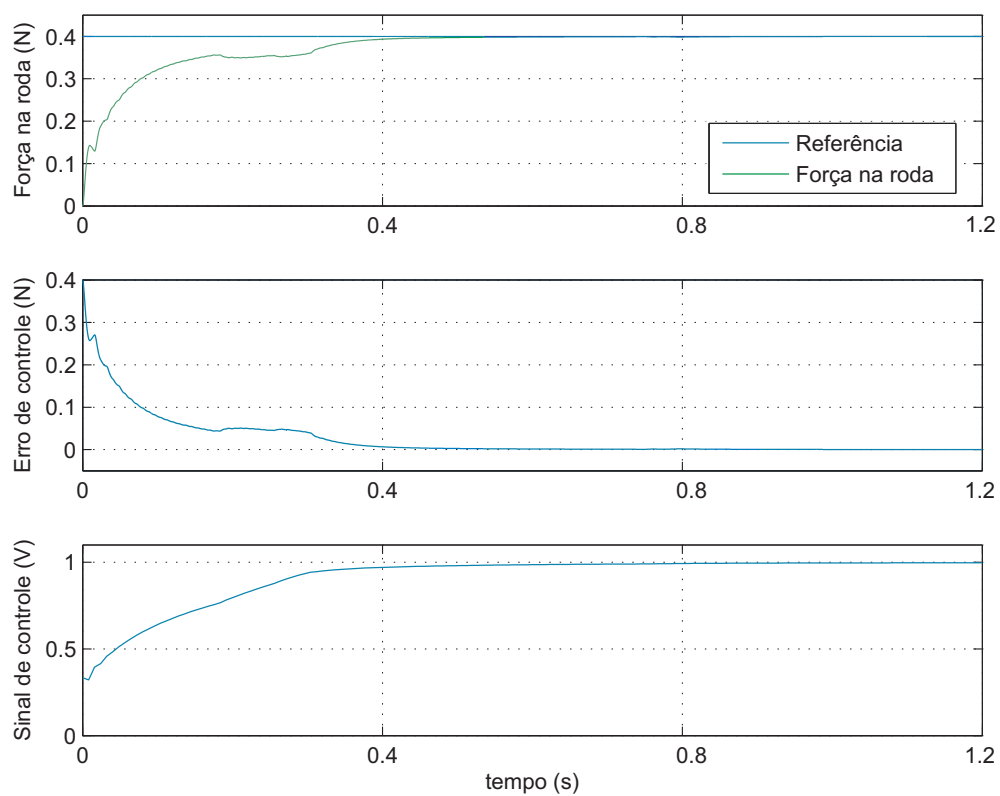


Figura 5.6: Seguimento da força controlada para o robô *Khepera II*, com proteção anti-windup.

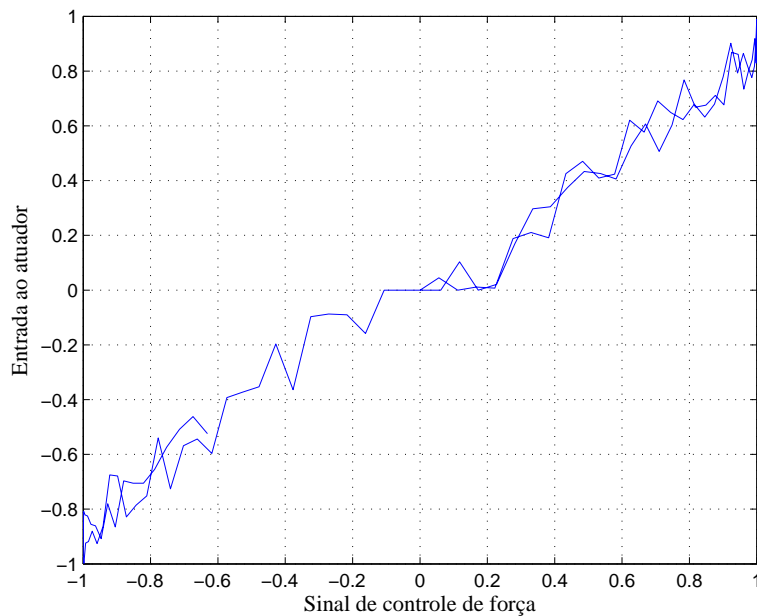


Figura 5.7: zona morta na entrada dos atuadores.

A figura 5.10 mostra o seguimento da força de referencia, erro de controle e o sinal de controle utilizando o controle anti-windup com compensação adaptativa de zona morta. Pode-se notar que os sinais da força, o erro e o sinal de controle são mais suaves, também pode ser observado o comportamento dos sinais das velocidades nas rodas (veja figura 5.11) e na trajetória (veja figura 5.12), sinais que são mais suaves e estabilizam mais rápido do que no caso do controle sem compensação, sendo que o compensador adaptativo ameniza os efeitos da zona morta melhorando o comportamento do sistema.

A figura 5.14 mostra a inversa da zona morta estimada *versus* a entrada ao sistema (largura de pulso), onde obteve-se uma linha reta, que mostra os bons resultados da compensação desta não-linearidade, segundo seção 4.5 e tendo os limites de zona morta $b_+ = 0.182$ e $b_- = -0.222$ dados em Laura (2006).

Uma consideração importante é que o efeito de saturação diminui as velocidades nas rodas e por tanto as velocidades na base móvel. Nesta consideração deve-se ter

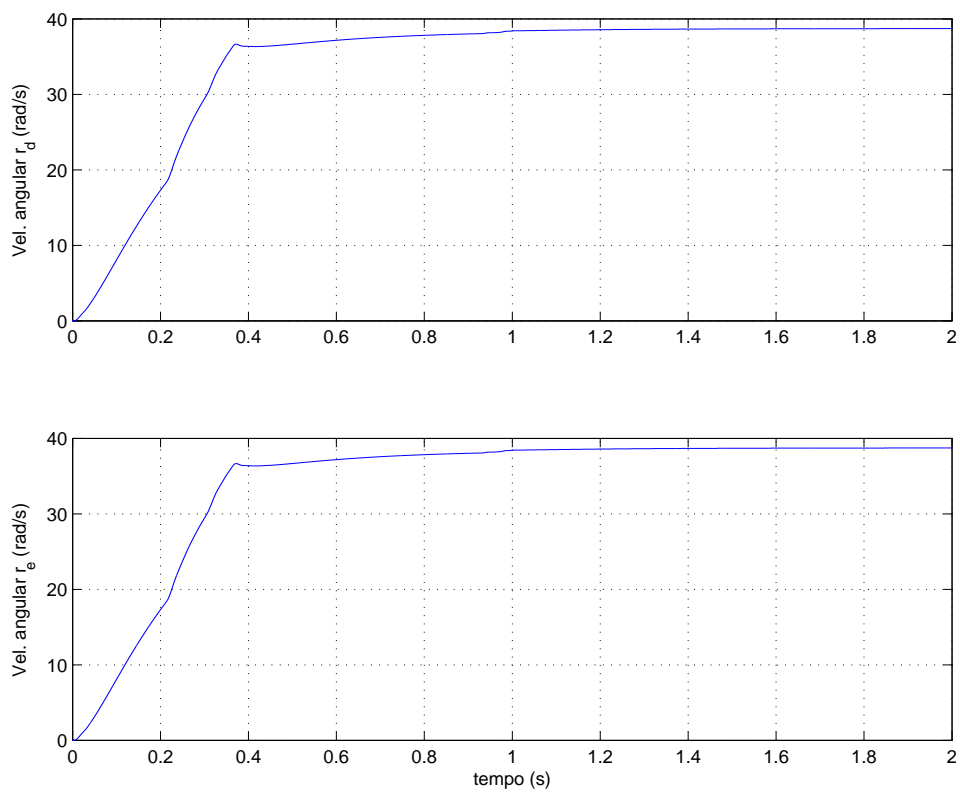


Figura 5.8: velocidades nas rodas direita e esquerda usando um controlador PI de força com proteção anti-windup.

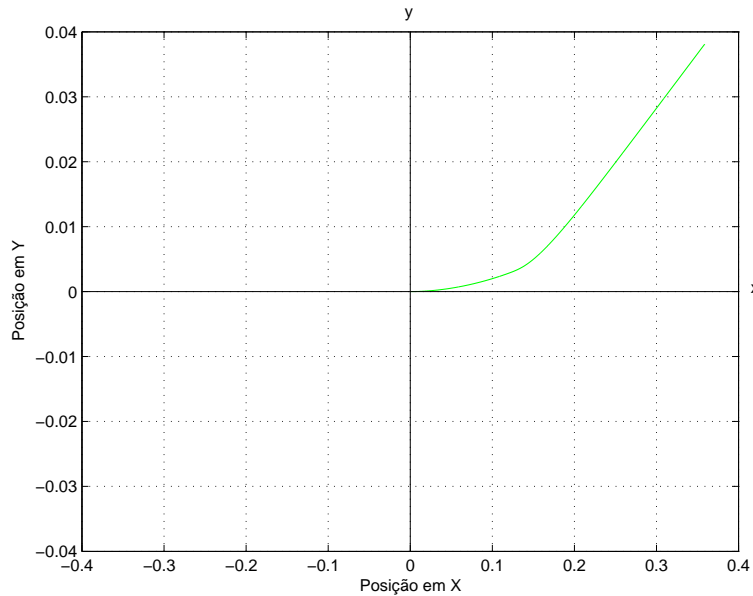


Figura 5.9: Posição x versus y usando controle PI de força na roda com proteção anti-windup.

em conta também que o sistema só atinge determinados sinais de controle que se encontram no intervalo fornecido pelo controlador PI com proteção anti-windup.

A figura 5.13 amostra a convergência de \hat{b} que é o parâmetro estimado da inversa da zona morta com que foi feita a compensação.

5.4 Controlador de Velocidade na Base Móvel

O sistema MIMO modelado dentro da metodologia de controle em cascata tem como entradas as referências de velocidades linear e angular da base e tem como saída a referência de força da roda. Para projetar o controlador é preciso identificar o sistemas MIMO com a estrutura que inclui a dinâmica da zona morta e a compensação da mesma. Para a identificação utiliza-se um método para sistemas de primeira ordem (FOPDT), de acordo com o comportamento das velocidades na base móvel. Este método é simples e garante uma boa aproximação do sistema.

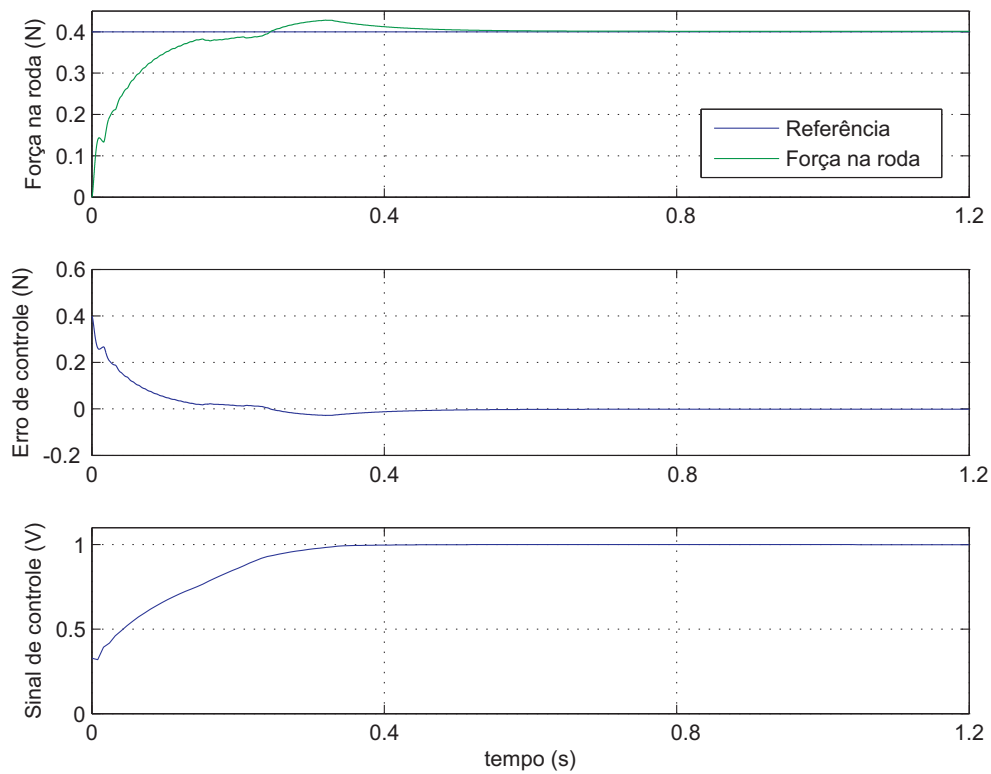


Figura 5.10: Seguimento da força controlada para o robô *Khepera II*, com compensação de zona morta e proteção anti-windup.

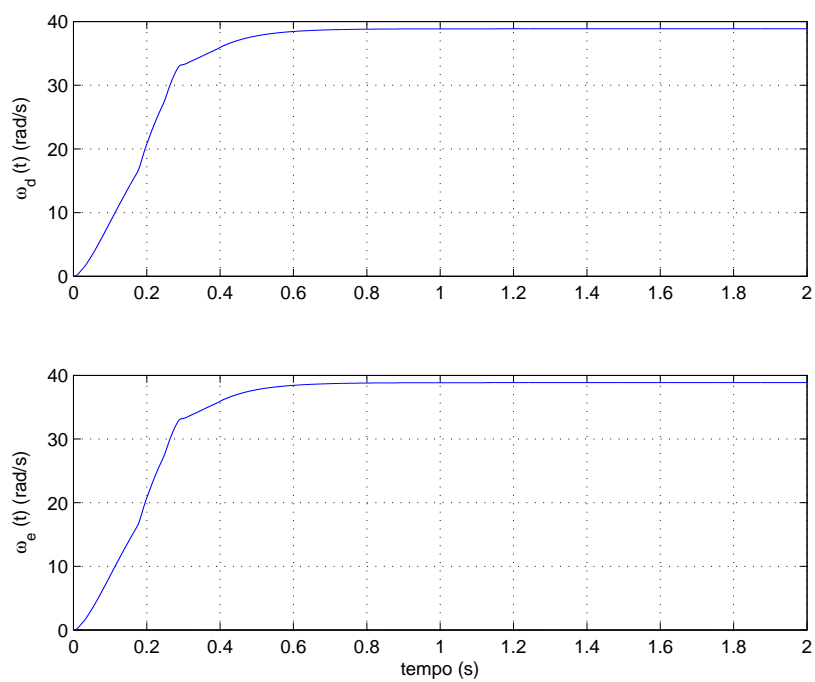


Figura 5.11: velocidades nas rodas direita e esquerda usando um controlador PI com proteção anti-windup de força e compensação de zona morta.

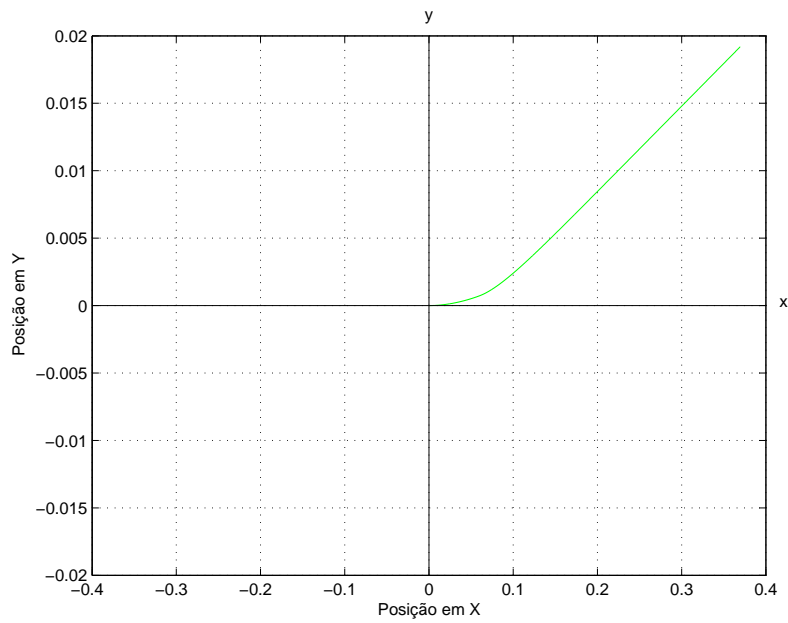


Figura 5.12: Posição x versus y usando controle PI de força na roda com proteção anti-windup e compensação da zona morta.

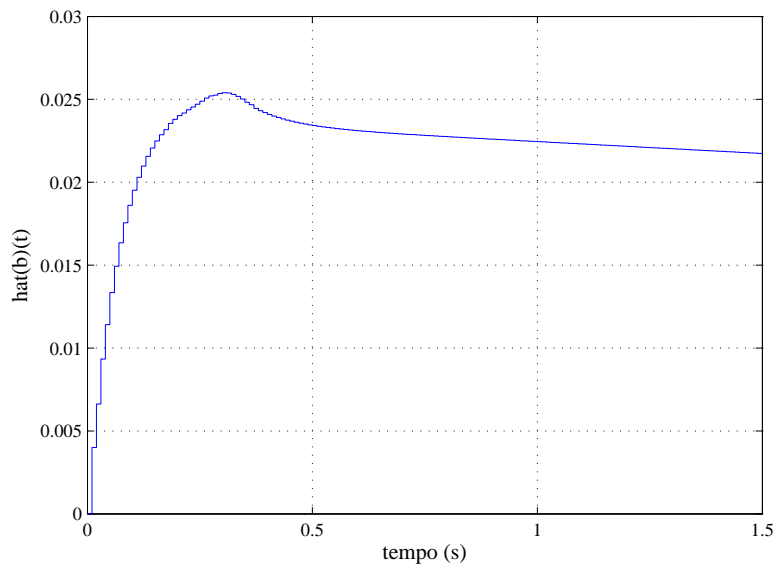


Figura 5.13: Parâmetro estimado da inversa da zona morta \hat{b}

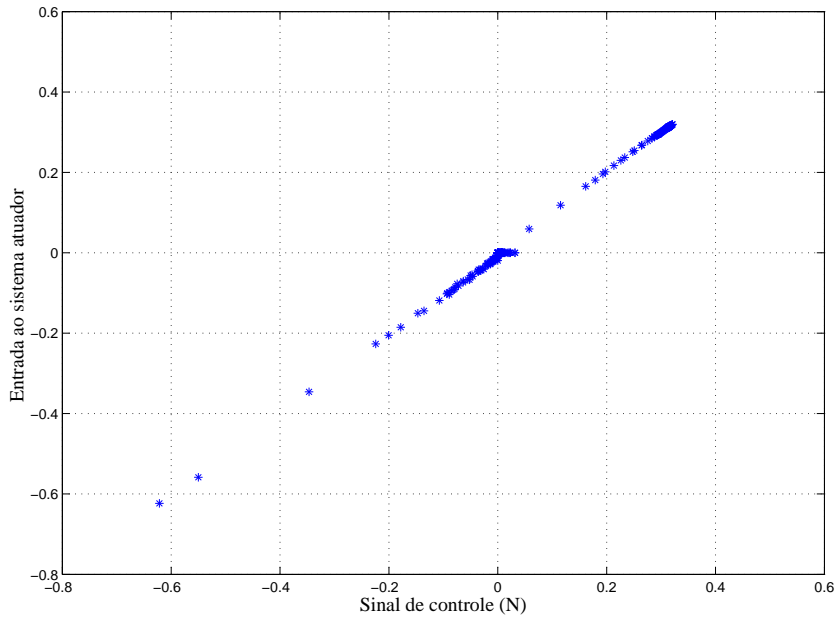


Figura 5.14: inversa da zona morta vs sinal de entrada ao sistema.

O projeto de controle desenvolvido neste trabalho consta de duas etapas:

- Identificação do subsistema MIMO incluindo a dinâmica não linear;
- Desenho do controlador.

5.4.1 Identificação do subsistema MIMO

Para a identificação, primeiro é aplicado um degrau unitário de 0.877 à referência de força na roda direita, sendo esta a força máxima em cada roda, e deixando a referência de força na roda esquerda em zero, depois se faz o contrario e obtém-se a matriz de transferências:

$$\begin{bmatrix} v(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.1653}{0.1092s + 1} & \frac{0.1653}{0.1109s + 1} \\ \frac{6.187735}{0.1082s + 1} & \frac{-6.187735}{0.1081s + 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_e(t) \end{bmatrix}$$

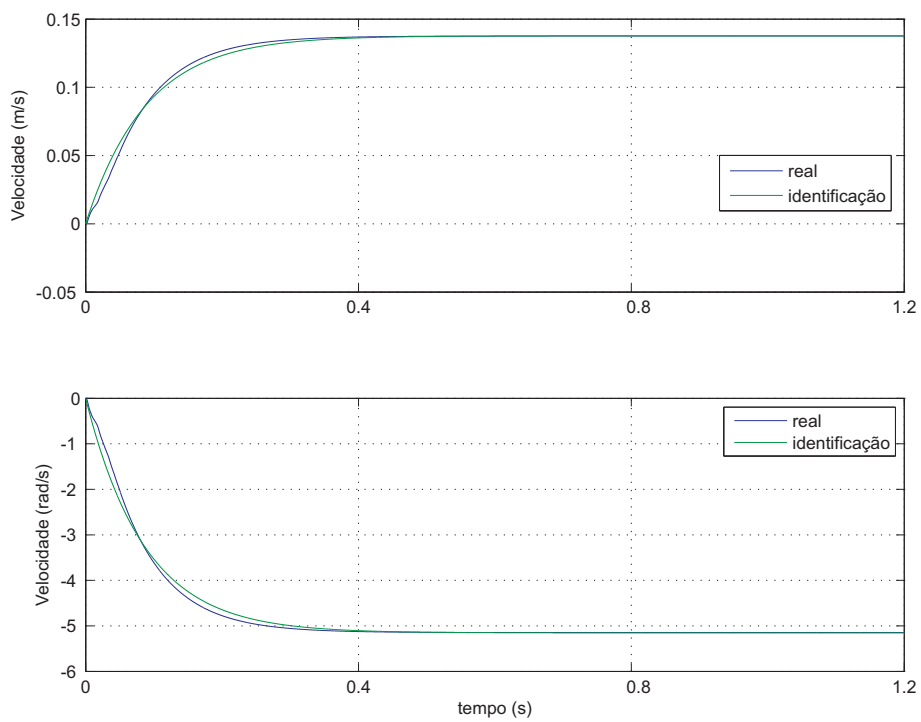


Figura 5.15: Identificação do sistema MIMO por meio do método da resposta ao degrau

Com esta matriz foi calculada a matriz de desacoplagem que foi dada na (3.3) e que permitirá fazer controle SISO para cada uma das velocidades da base móvel, como foi descrito na subseção 3.3.2.

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-0.01805 s - 0.1653}{0.01833 s + 0.1653} \\ \frac{0.6689 s + 6.188}{0.6695 s + 6.188} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

A figura 5.15 mostra os sinais de saída do sistema identificado e a sua correspondente identificação usando o método da resposta ao degrau para um sistema de primeira ordem. Os resultados mostram a similitude entre os sinais por meio de este método.

A matriz que permite calcular os ganhos do controlador PI multivariável $Q(s) = G(s) D(s)$ é dada por

$$Q(s) = \text{diag } q_{ii}(s) = \text{diag } \frac{|G(s)|}{G_{ii}(s)} d_{ii}(s), \quad (5.4)$$

A matriz $Q(s)$ foi calculada como

$$Q(s) = \begin{bmatrix} \frac{24.3 s^2 + 44.64 s + 204.6}{8.1 s^3 + 22.23 s^2 + 203.1 s + 618.8} & 0 \\ 0 & -\frac{24.35 s^2 + 44.64 s + 204.6}{0.021 s^3 + 5.9 s^2 + 54.09 s + 16.53} \end{bmatrix} \times 10^{-3} \quad (5.5)$$

Há diversas maneiras de sintonia do controlador PI. Podem ser utilizadas ferramentas clássicas como lugar das raízes, diagrama de Bode ou alocação de pólos. Devido às funções de transferência da matriz Q serem de ordem 3, foi escolhido o método de alocação de pólos. O projeto de um controlador por alocação de pólos visa utilizar uma lógica de controle que estabilize um sistema, a princípio instável. Assim, é possível deslocar os pólos da matriz de transferência do eixo real positivo para o eixo real negativo do plano, estabilizando o sistema.

No caso em estudo, um sistema multivariável com pólos estáveis, a estratégia de controle utilizada foi a de deslocar os pólos, já negativos, ainda mais para a esquerda do plano complexo.

A função de transferência do controlador então será:

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (5.6)$$

A função de transferência em malha fecha para o sistema fica então:

$$G_c(s) = \frac{Q(s) H(s)}{1 + Q(s) H(s)} \quad (5.7)$$

A figura 5.16 apresenta o comportamento da resposta do laço de controle de velocidade usando controle PI clássico, onde pode ser observado um sinal instável com perturbação, devido a que o sistema está operando na faixa da zona morta (isto é, a baixas velocidades), sendo esta oscilação uma das características desta não linearidade, além de se obter um sinal muito baixo (a referência não é alcançada).

A figura 5.17 apresenta o comportamento da resposta do laço de controle de velocidade usando controle PI clássico sem compensação de zona morta, onde pode-se observar que o sinal ainda apresenta algumas quedas tentando-se estabilizar ainda que o ganho integral esteja fazendo o seu trabalho, o sistema tem presença de zona morta e saturação não compensadas.

A figura 5.18 mostra o comportamento das velocidades da base móvel usando o mesmo controlador PI com compensação de zona morta, pode-se observar a resposta das velocidades da base móvel ao aplicar referências de velocidades muito baixas, onde pode-se observar o bom desempenho do controlador na faixa de operação da zona morta.

A figura 5.19 mostra o comportamento das velocidades da base móvel a usando o mesmo controlador PI com compensação de zona morta, onde foram aplicadas velocidades de referência da base móvel mais altas.

5.5 Sumário

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento do projeto de controle com compensação de zona morta para um robô móvel com duas rodas ativas em ambiente

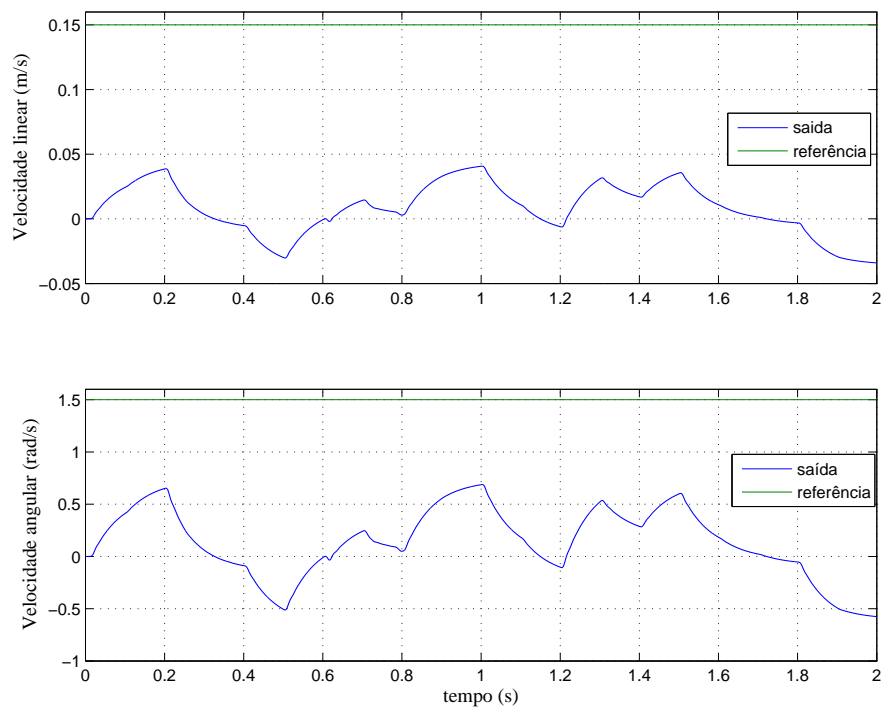


Figura 5.16: Seguimento da referência das velocidades na base móvel usando o mesmo controlador sem compensação de zona morta para baixas velocidades.

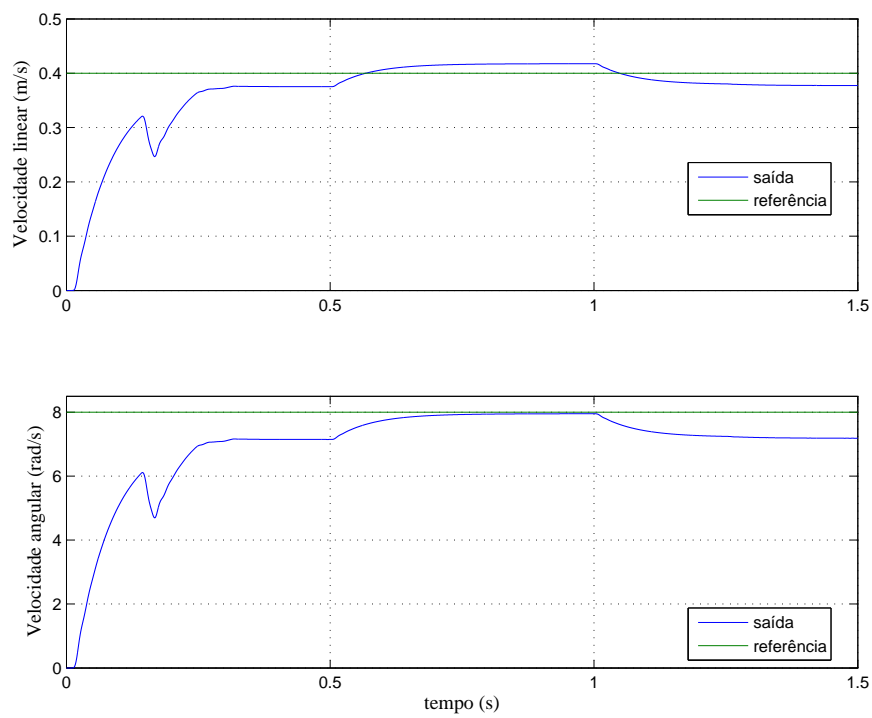


Figura 5.17: Seguimento da referência das velocidades na base móvel usando o mesmo controlador sem compensação de zona morta.

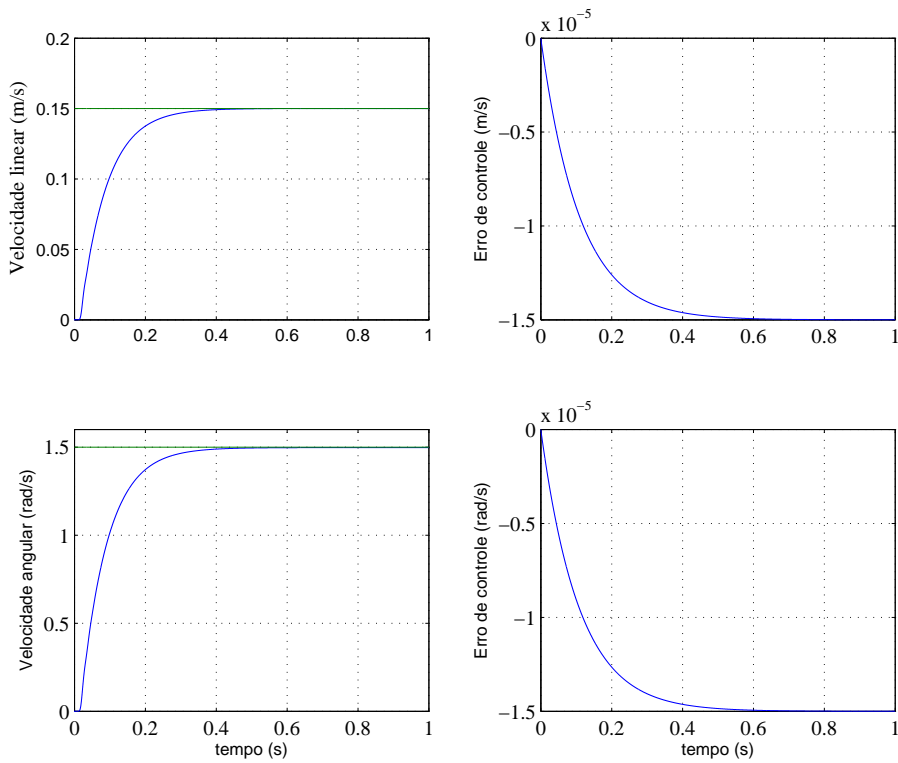


Figura 5.18: Velocidades na base móvel com controle PI, usando referências de velocidades baixas.

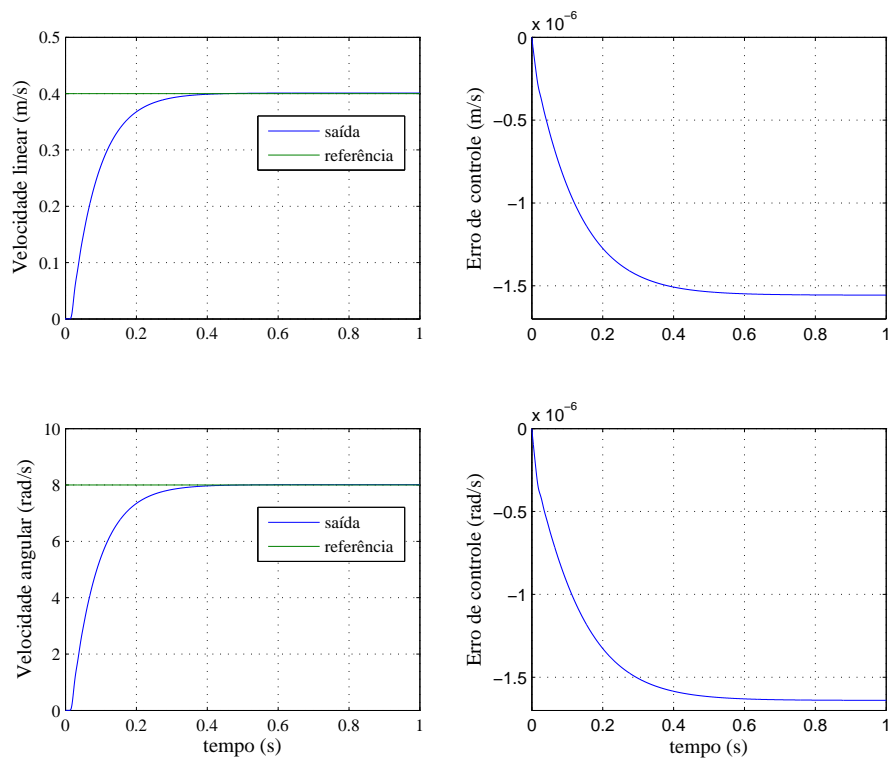


Figura 5.19: Seguimento da referência das velocidades na base móvel e seus respectivos erros de controle, usando um controlador PI.

Simulink[®] de MATLAB[®]. Na seção 5.2 foi apresentado o estimador de força nas rodas em tempo discreto. Na seção 5.3 foi apresentado o controlador PI com proteção anti-windup para a força nas rodas com compensação adaptativa de zona morta. Por ultimo, na seção 5.4 foi apresentado o controlador multivariável para as velocidades linear e angular da base móvel.

Capítulo 6

Considerações Finais

Os resultados apresentados nesta dissertação, incluem a modelagem e o controle com compensação da não-linearidade de zona morta de um veículo não-holonômico com duas rodas ativas. Os tópicos foram apresentados de diferentes pontos de vista: físicos, mecânicos, modelagem, sistemas lineares, sistemas não-lineares. Assim, esta objetivado também para auxílio de projetistas no desenvolvimento de sistemas robóticos móveis, encarando com os problemas encontrados durante a síntese de controle de sistemas com zona morta causada por atrito. A seguir, são apresentadas a relevância das metodologias propostas e o potencial para demais pesquisas.

Neste trabalho foi usada uma estrutura de base móvel não-holonômica para robôs móveis com duas rodas do tipo diferencial, considerando as não-linearidades de entrada dos tipos saturação e zona morta. A saturação está relacionada com o acionamento elétrico. Para modelar a zona morta e outros efeitos foi usado o modelo de zona morta causada por atrito num motor de DC é apresentado em Tao and Kokotovic (1996). Aqui o fenômeno tratado foi a zona morta à entrada dos atuadores, que é compensado por meio da estimação de inversa da zona morta adaptativa.

A disposição deste trabalho, o modelo fenomenológico implementado em Simulink/MATLAB da base móvel faz referência ao robô *Khepera II* (ver Apêndice A) cons-

truído pela empresa K-Team S. A. Com este modelo foi testado o projeto de controle aqui proposto e verificado o comportamento do sistema e partes mais relevantes, como velocidades da base móvel, forças atingidas pelas rodas na presença de zona morta usando um compensador adaptativo e controle clássico.

6.1 Relevância das Metodologias Propostas

Os resultados apresentados previamente podem ser classificados dentro de duas categorias: *(i)* Modelagem de um veículo com duas rodas ativas com não linearidade de entrada de tipo zona morta, aplicando o modelo de Tao and Kokotovic (1996), *(ii)* Proposta de um compensador de zona morta usando controle adaptativo e *(iii)* controlador clássico para as velocidades na base móvel.

Em ordem a prover um contexto para o problema anunciado no Capítulo 2 e discutido da seguinte forma:

- O acoplamento do sistema robótico é acoplado nas velocidades da base. O que a primeira vista sugere uma estratégia de controle multivariável.
- A manipulação dos parâmetros mecânicos permite levar cada atuador a um sistema independente descrito como um modelo SISO, facilitando o uso de cada controlador de força nas rodas.
- Os resultados obtidos permitem comprovar o bom desempenho do compensador de zona morta em um sistema robótico não holonômico.
- Um ponto importante deste trabalho é que a estimação da força a partir da velocidade, nem sempre dá a possibilidade de determinar um controlador devido a que não é tomada a parte não linear que afeta o sistema, para isto sensores de corrente ou de torque são necessários, ou estimar a força a partir da corrente de cada atuador.
- Dado que a saturação não foi compensada neste trabalho, foi usado um controlador PI com proteção anti-windup que trabalha na faixa de operação onde

os sinais de controle não são saturados. O controlador para a base móvel teria um melhor desempenho se possível usar um compensador de saturação.

6.2 Sugestões de Futuros Trabalhos

- (i) Aplicar a técnica de controle com compensação de zona morta proposta neste trabalho em sistemas robóticos móveis com mais de duas rodas.
- (ii) Estender a metodologia de controle no espaço dos atuadores ao controle de bases móveis holonômicas usando a mesma técnica para a modelagem e compensação da zona morta.
- (iii) Estender a síntese do controlador a uma estrutura adaptativa, analisado com mais detalhe as condições de operação a variações paramétricas no sistema, em ordem a melhorar a autonomia do veículo em todo tipo de superfície.
- (iv) Estender o análise dos efeitos da não linearidade de tipo saturação no sistema e projetar o controlador a fim de obter uma faixa maior de operação que permita alcançar os valores máximos nas forças e nas velocidades das rodas.

Referências Bibliográficas

- J. Ackermann. *Sampled-Data Control Systems : Analysis and Synthesis, Robust System Design*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York Tokyo, 1985.
- P. J. Alsina. Introdução à robótica. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008. URL www.dca.ufrn.br/~pablo/index.php?corpo=robotica.html.
- A. B. Alvarez and J. R. Oliveira. Controle da velocidade de um veiculo experimental mediante o controlador neural narma l2. In *III Congreso Internacional de Científicos Peruanos*, pages 97–97, Lima, Perú, 2005.
- P.L. Andrighetto, A.C. Valdiero, and D. Bavaresco. Stochastic adaptive control of multivariable systems with dead-zone non-linearities. In *ABCM Symposium Series in Mechatronics*, volume 3, pages 501–509, Rio de Janeiro, Brasil, Novembro 2008.
- B. Armstrong-Hélouvry, P. Dupont, and C. Canudas de Wit. A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. *Automatica*, 30(7):1083–1138, 1994.
- L. V. Arruda, M. C. Swiech, F. Neves-Jr, and M. R. Delgado. Um método evolucionário para sintonia de controladores pi/pid em processos multivariáveis. *Controle & Automação*, 19(1):1–17, Janeiro, Fevereiro e Março 2008.
- K. J. Åström and T. Hägglund. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America, North Carolina, U.S.A., 2 edition, 1995.
- E.W. Bai and H. Cho. Semi-global convergence results on control of systems containing a dead zone by an adaptive dead zone inverse. In *IEEE American Control Conference*, volume 3, pages 2044–2048, Seattle, Washington, USA, Junho 1995.

- A. Bauchspiess, A. C. Drummond, and A. R. S. Romariz. Servocontrole não-linear auto-sintonizado por redes neurais de base radial. In *Anais do 3^o Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente SBAI*, pages 430–435, Vitoria, Brasil, Setembro 1997.
- A. S. Bazanella and J. M. G. da Silva. Ajuste de controladores pid. Curso de extensão, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2009. URL <http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/apostila.html>.
- B. Bona and M. Indri. Friction compensation in robotics: an overview. *IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, pages 4360–4367, December 2005.
- R. W. Brockett. Control theory and singular riemannian geometry. In P. J. Hilton and G. S. Young, editors, *New Directions in Applied Mathematics*, pages 11–27. Springer Verlag, New York, 1981.
- R. W. Brockett. Asymptotic stability and feedback stabilization. In R. W. Brockett, R. S. Millman, and H. J. Sussmann, editors, *Differential Geometric Control Theory*, volume 27, pages 181–191, Boston, Jun-Jul 1983. Conference Held at Michigan Technological University, Birkhauser.
- V. F. Carvalho. Controle dinâmico de robôs móveis com acionamento diferencial. Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2005.
- C. C. Corrêa. Modelagem e compensação de atrito em robôs manipuladores com flexibilidades nas juntas: Identificação, análise e resultados experimentais. Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- C. Canudas de Wit., H. Olsson and K. J. Åström, and P. Lischinsky. A new model for control of systems with friction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40(3):419–425, 1995.
- R. C. Dorf and H. B. Robert. *Modern Control Systems*. Prentice Hall, 1998.

- A. D'Owyer. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Imperial College Press, Irlanda, segunda edition, 2006.
- L. C. Figueiredo and F. Jota. Introdução ao controle de sistemas não-holonômicos. *Controle e Automação*, 15(3):243–268, 2004.
- E. Franzi. *Khepera Bios 5.0 Reference Manual*. K-Team S. A., May 1998.
- S.S. Ge, T.H. Lee, and C.J. Harris. *Adaptive neural network control of robotic manipulators*, volume 19. World Scientific Series in Robotics and Intelligent Systems, 1998. ISBN 978-981-02-3452-2.
- V. I. Gervini, S. C. Gomes, and V. S. Da Rosa. A new robotic drive joint friction compensation mechanism using neural networks. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 25(2), Junho 2003.
- A. N. Hadade. Técnicas anti-windup em estruturas de controle pid, rst e gpc. Master's thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- E. C. Ifeachor and B. W. Jervis. *Digital Signal Processing : A Practical Approach*. Addison-Wesley, 1996.
- J. O. Jang. A deadzone compensator of a dc motor system using fuzzy logic control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 31(1):42–48, Fevereiro 2001.
- F. Jatta, G. Legnani, and A. Visioli. Friction compensation in hybrid force/velocity control of industrial manipulators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2):604–613, April 2006.
- H. K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, New Yersey, segunda edition, 1996.
- J. H. Kim, J. H. Park, S. W. Lee, and E. K. Chong. A two-layered fuzzy logic controller for systems with deadzones. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 41(2):155–162, 1994.

- P. Kokotovic and G. Tao. Adaptive control of plants with unknown dead-zones. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 39(1):59–68, Janeiro 1994.
- KTeam. *Khepera2 - User Manual*. K-Team S. A., May 1998.
- KTeam. *Khepera - Radio Base User Manual*. K-Team S. A., November 1999a.
- KTeam. *Khepera - Gripper User Manual*. K-Team S. A., March 1999b.
- KTeam. *Khepera - Radio Turret User Manual*. K-Team S. A., March 1999c.
- F. Kühne. Controle predictivo de robôs móveis não holonômicos. Master's thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2005.
- B. C. Kuo. *Digital Control Systems*. Oxford University Press, 1992.
- T. L. Laura. Modelagem dinâmica da estrutura da base móvel de robôs manipuladores com inclusão das não linearidades de entrada. Master's thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, 2006.
- T. L. Laura, J. J. F. Cerqueira, C. C. Paim, J. A. Pomílio, and M. K. Madrid. Modelo dinâmico da estrutura de base de robôs móveis com inclusão de não linearidades - o desenvolvimento do modelo. In *Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática*, pages 2879–2884, Salvador, Bahia, Outubro 2006. Sociedade Brasileira de Automática.
- F. L. Lewis, J. Campos, and R. Selmic. *Neuro-Fuzzy Control of Industrial Systems with Actuator Nonlinearities*. Society for Industrial Mathematics, 2004.
- F.L. Lewis, K. Liu, R. Selmic, and L. Wang. Adaptive fuzzy logic compensation on actuator deadzones. *Journal of Robotic Systems*, 14(6):501–511, 1997.
- P. Lischinsky, C. Canudas-de-Wit, and G. Morel. Friction compensation for an industrial hydraulic robot. *IEEE Control Systems*, pages 25–32, February 1999.
- W. L. Luyben. *Process Modeling, Simulation and Control for Chemical Engineers*. McGraw Hill, New York, segunda edição, 1990.

- A. B. Mamani. Utilização de redes neuronais no controle da velocidade de um veículo experimental. Master's thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, SP, Brasil, 2004.
- F. E. Miotto, A. C. Valdiero, V. Dilda, and C. S. Ritter. Modelagem matemática e controle cascata de um atuador hidráulico com compensação de atrito. In *XXXII Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional*, pages 129–134, Cuiabá, MT, Setembro 2009. SBMAC-Sociedade Brasileira de Matemática Aplicada e Computacional.
- G. V Monteiro. *Controlo não Linear*. Escola Superior de Tecnologia de Setúbal, 2003.
- W. Oelen, H. Berghuis, H. Nijmeijer, and C. de W. Canudas. Hybrid stabilizing control on a real mobile robot. *IEEE Robotics and Automation Magazine*, 2(2): 16–23, 1995.
- K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, Mexico, 3rd edition, 1998.
- D. Orlicki, L. Valavani, M. Athans, and G. Stein. Adaptive control with variable dead-zone nonlinearities. In *American Control Conference*, pages 1382–1387, San Diego, California, Junho 1984. Laboratory for Information and Decision Systems, M.I.T.
- U. Parlitz, A. Hornstein, D. Engster, F. Al-Bender, V. Lampaert, T. Tjahjowidodo, S. D. Fassois, D. Rigos, C. X. Wong, K. Worden, and G. Manson. Identification of pre-sliding friction dynamics. *Chaos An Interdisciplinary Journal or Nonlinear Science*, 14(2):420–430, Maio 2004.
- Z. Pedrosa and A. Bauchspiess. Implementação do servocontrole auto-sintonizado em tempo-real utilizando rede perceptron multicamadas. In *IV Congresso Brasileiro de Redes Neurais*, pages 308–313, São José dos Campos, Brasil, Julho 1999.
- J. B. Pomet, B. Thuilot, G. Bastin, and G. Campion. A hybrid strategy for the feedback stabilization of nonholonomic mobile robots. In *International Conference on Robotics and Automation*, pages 129–134, Nice, França, Maio 1992. IEEE.

- R. Rastko, R. Selmic, and F.L. Lewis. Deadzone compensation in motion control systems using neural networks. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(4): 602–613, Abril 2000.
- D. Reckert, P. Kokotovic, D. Rhode, and J. Winkelman. Adaptive nonlinear control of systems containing a deadzone. In *IEEE 30th Conference on Decision and Control*, pages 2111–2115, Brighton, Inglaterra, Dezembro 1991.
- C. M. Salcedo and J. J. F. Cerqueira. Compensação de zona morta para bases não-holonômicas de robôs móveis. In *Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, Bonito, MS, Setembro 2010. Sociedade Brasileira de Automática.
- S. A. Sanca. Controle com compensação de atrito para estruturas de base móveis de robôs manipuladores. Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia, 2006.
- L. Sciavicco and B. Siciliano. *Modeling and Control of Robotic Manipulator*. McGraw Hill, 1996.
- J.J. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.
- Y.F. Song, S. LeQuoc, and R. Cheng. Stochastic adaptive control of multivariable systems with dead-zone non-linearities. In *American Control Conference*, pages 489–493, San Francisco, California, Junho 1983.
- M. W. Spong and M. Vidyasagar. *Robot Dynamics and Control*. John Wiley & Sons, Inc, 1989.
- G. Tao and P. V. Kokotovic. *Adaptive Control of Systems with Actuator and Sensor Nonlinearities*. John Willey and sons, Inc., 1996.
- M. T. Tham. Multivariable control: An introduction to decoupling control. Department of Chemical and Process Engineering, University of Newcastle upon Tyne, 2008. URL <http://lorien.ncl.ac.uk/ming/mloop/mloop.pdf>.
- K. Woo, F. L. Lewis, Z. Li, and L. Wang. Deadzone compensation in motion control systems using adaptive fuzzy logic control. In *IEEE International Conference on*

Robotics and Automation, pages 1424–1429, Albuquerque, New Mexico, Abril 1997.

Apêndice A

O Robô Khepera II

Neste primeiro apêndice, o objetivo é de descrever as características importantes do Módulo Robô *Khepera II* da K-Team S.A., determinação dos parâmetros e informações obtidas a partir de medições feitas diretamente do sistema físico (Laura, 2006), (Sanca, 2006).

O robô *Khepera II*¹, que é ilustrado na figura A.1, é um robô móvel modular multifuncional dedicado a atividades de ensino, pesquisa e desenvolvimento. Existem cinco módulos principais que compõem este sistema (KTeam, 1998):

- i** Duas rodas ativas;
- ii** uma garra articulada (KTeam, 1999b);
- iii** comunicação via radio (KTeam, 1999c,a);
- iv** aquisição de video;
- v** extensão eletrônica para aplicações.

As ferramentas computacionais para desenvolvimento e utilização do sistema são: *GNU C Cross Compiler* (K-Team S.A., 1999b; Franzi, 1998) e *KTPProject* como uma interface gráfica do *GNU C Cross Compiler* (Para aplicações autônomas);

¹Atualmente encontra-se em sua terceira versão: [Url: www.k-team.com]



Figura A.1: Robô Khepera II da K-Team S. A.

MATLAB[®], *LabVIEW*[®], SysQuake e Saphira (Para aplicações de controle remoto); Adicionalmente, o sistema pode ser simulado em 3D com o simulador *WEBOTS*[®] da Cyberbotics Ltd.

A.1 Base Móvel

O módulo da base móvel possui duas rodas tracionadas mais dois apoios (pontos de deslizamento com a superfície de movimento) que contribuem para o equilíbrio da base e cada roda é acionada por um motor de corrente contínua da série 1212 – N004–G fabricado pela *FAULHABER MINIMOTOR S.A.*. Cada motor é acoplado a cada roda por uma caixa de engrenagens de relação de redução de velocidade 25 : 1. O acionamento de cada motor é realizado a partir do controle de um modulador de larguras de pulso digital (**PWMD**) com frequência de 20KHz e resolução de 9 bits. No eixo de cada motor também é acoplado um encoder incremental que produz 24

Tabela A.1: Parâmetros obtidos por medição direta do sistema físico Robô *Khepera II*.

Massa do veículo [M]	108,146 g
Diâmetro do veículo	70,0 mm
Distância entre as rodas [$2l$]	53,0 mm
Raio da cada roda [r_d, r_e]	7,5 mm
Massa da garra	84,975 g
Diâmetro da garra	78,0 mm
Massa da câmera	28,698 g
Diâmetro da câmera	56,0 mm
Massa do rádio móvel	49,569 g
Diâmetro do rádio móvel	56,0 mm

pulsos por cada ciclo de 360° de giro do motor, gerando um total de 600 pulsos cada ciclo de 360° de giro de cada roda, correspondendo a $12\text{pulsos}/\text{mm}$. A fonte primária de alimentação de energia elétrica para o sistema robótico móvel é constituída de quatro baterias da série *TMK Ni – MH* de $1,2/280\text{ volts}/\text{mA}$ cada. Oito sensores infravermelhos do tipo *TCRT1000* estão localizados ao redor do veículo, e podem ser usados para a detecção de obstáculos. Segundo o fabricante, a base pode transportar uma carga total com massa de até 250 gr (Laura, 2006; KTeam, 1998).

A.2 Parâmetros do Robô *Khepera II*

As informações necessárias como determinação de alguns dos parâmetros e informações obtidas a partir de medições feitas diretamente do sistema físico *Khepera II*, são resumidas nas seguintes Tabelas A.1 e A.2, fonte obtida de (Laura, 2006).

A tabela A.3 mostra os valores máximos nas velocidades dos motores, das rodas, da velocidade linear e angular na base móvel, torque nos motores e nas rodas e as forças nas rodas.

O subsistema eletrônico digital do veículo é gerenciado por um microprocessador da família 68331 fabricado pela Motorola, que trabalha com 512 Kbytes de memória

Tabela A.2: Parâmetros do veículo *Khepera II*.

K_{td}, K_{te}	1,66 mN m/A
K_{emd}, K_{eme}	1,66 mV s/rad
N_d, N_e	25
L_d, L_e	180 μ H
R_d, R_e	21,5 Ω
J_{md}, J_{me}	$0,2 \times 10^{-7}$ kgm ²
B_{md}, B_{me}	12×10^{-9} N m s/rad
B_{lin}	de 0 a 2,8 N s/m
B_{ang}	de 0 a 2×10^{-3} N m s/rad
J	$6,615 \times 10^{-5}$ kgm ²
η	0,94

Flash e mais 512 *Kbytes* de memória RAM. Este subsistema eletrônico possui residente um sistema operacional em tempo real (BIOS - *Basic Input Output System*) com várias funções e rotinas computacionais destinadas ao desenvolvimento de aplicações (Franzi, 1998).

Tabela A.3: Dados de referência

$V_{sat}(t)$	0.3 V
$V_d(t)$	4.8 V
$\Delta V_d(t)$	0 V
$\omega_{m_{max}}$	2199.05 rad/s
$\omega_{i_{max}}$	87.962 rad/s
$\tau_{m_{max}}$	0.28 mNm
$\tau_{i_{max}}$	6.58 mNm
$f_{i_{max}}$	0.8773 N
ω_{max}	24 rad/s
v_{max}	0.6597 m/s

O módulo da garra articulada tem uma configuração básica que torna possível a manipulação de objetos com massa de até 50 *gr*, segundo o fabricante, sendo composto por um braço e uma pinça com um total de dois graus de liberdade. O braço é acionado por um motor CC acoplado a um sensor de posição de 8 *bits* de

resolução que cobre completamente os possíveis ângulos de ação. A pinça possui abertura máxima de 55 *mm*, e possui também um sensor de posição. Mais dois sensores são acoplados à pinça: um de resistividade elétrica e o outro de presença de objetos. Este módulo possui subsistema eletrônico independente, gerenciado por um microprocessador 68HC11 da Motorola com 256 *bytes* de RAM (KTeam, 1999b).

Apêndice B

Conceitos de estabilidade

Neste apêndice, o objetivo é dar a conhecer alguns conceitos importantes a cerca da estabilidade de sistemas, são apresentadas algumas definições a cerca da estabilidade, e o teorema de Lyapunov.

B.1 Estabilidade

Um sistema dinâmico não linear pode ser descrito por um conjunto de equações diferenciais não lineares como

$$\dot{x} = f(x, t), \quad x, f \in \mathfrak{R}^n \quad (\text{B.1})$$

se a função f não depende explicitamente do tempo t , isto é, as equações do sistema estão na forma

$$\dot{x} = f(x), \quad x, f \in \mathfrak{R}^n \quad (\text{B.2})$$

então o sistema é chamado de sistema autônomo, ou sistema invariante no tempo. Caso contrário, ele não é um sistema autônomo, ou um sistema variável no tempo. É dito ser linear se $f(x, t) = A(t)x$ para algum $A(\cdot) : \mathfrak{R}_+ \rightarrow \mathfrak{R}^{n \times n}$ e não-linear em caso contrário. Obviamente, a família dos sistemas lineares invariantes no tempo (LTI) são autônomos, e a família dos sistemas lineares variantes no tempo (LTV) são sistemas não autônomos (Slotine and Li, 1991).

Mesmo que a entrada de controle não é explicitamente incluído no (B.1) como uma variável, é diretamente aplicável aos sistemas de controle realimentado. Na verdade, representam a dinâmica de malha fechada de um sistema de controle realimentado, com a entrada de controle sendo uma função do estado x e o tempo t (Ge et al., 1998).

Definição 1. Um estado x^* é um estado de equilíbrio (ou ponto de equilíbrio) se uma vez $x(t)$ seja igual a x^* , permanecerá igual a x^* para sempre. Automaticamente isto quer dizer que o vetor x^* satisfaz (Ge et al., 1998) $f(x^*, t) = 0$.

Por simplicidade analítica e notacional, muitas vezes se transformam as equações do sistema de tal forma que o ponto de equilíbrio seja a origem do espaço de estado.

B.2 Teorema de estabilidade de Lyapunov

Teorema 1 (Teorema de Lyapunov). *Dado um sistema dinâmico não linear*

$$\dot{x} = f(x, t), \quad x(0) = x_o \quad (\text{B.3})$$

com um ponto de equilíbrio na origem, e seja N uma vizinhança da origem, isto é $N = \{x : \|x\| \leq \epsilon, \text{ with } \epsilon > 0\}$, então a origem 0 é

- *estável no sentido de Lyapunov se para $x \in N$, existe uma função escalar $V(x, t)$ tal que $V(x, t) > 0$ e $\dot{V}(x, t) \leq 0$;*
- *uniformemente estável se para $x \in N$ existe uma função escalar $V(x, t)$ tal que $V(x, t) > 0$ e decrescente e $\dot{V}(x, t) \leq 0$;*
- *assintoticamente estável se para $x \in N$ existe uma função escalar $V(x, t)$ tal que $V(x, t) > 0$ e $\dot{V}(x, t) < 0$;*
- *globalmente assintoticamente estável se para $x \in \mathbb{R}^n$ (isto é $N = \mathbb{R}^n$) existe uma função escalar $V(x, t)$ tal que $V(x, t) > 0$ e $\dot{V}(x, t) < 0$;*
- *uniformemente assintoticamente estável se para $x \in \mathbb{R}^n$ (isto é $N = \mathbb{R}^n$) existe uma função escalar $V(x, t)$ tal que $V(x, t) > 0$ e decrescente e $\dot{V}(x, t) < 0$;*

- *globalmente, uniformemente, assintoticamente estável* $N = \mathbb{R}^n$ existe uma função escalar $V(x, t)$ tal que $V(x, t) > 0$ e decrescente e ilimitada (isto é, $V(x, t) \rightarrow \infty$ uniformemente no tempo como $\|x\| \rightarrow \infty$) e $\dot{V}(x, t) < 0$;
- *exponencialmente estável* se existem constantes positivas α, β, γ tal que $\forall x \in N, \alpha \|x\|^2 \leq V(x, t) \leq \beta \|x\|^2$ e $\dot{V}(x, t) \leq -\gamma \|x\|^2$; e
- *globalmente exponencialmente estável* se existem constantes positivas α, β, γ tal que $\forall x \in N, \alpha \|x\|^2 \leq V(x, t) \leq \beta \|x\|^2$ e $\dot{V}(x, t) \leq -\gamma \|x\|^2$.

A função $V(x, t)$ no teorema 1 é chamada de função de Lyapunov. O teorema fornece condições suficientes para que a origem seja estável. Nenhuma conclusão sobre a estabilidade e instabilidade pode ser extraída se uma particular escolha da candidata de Lyapunov não atende as condições em \dot{V} (Ge et al., 1998).