

MARCIO JOSÉ CHIARAMONTE

APLICAÇÃO DO OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS
DE TORQUE NO ROBÔ MÓVEL ARIEL

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

São Paulo
1993

DEDALUS - Acervo - EPMN



31600009941

**À minha esposa Marilda e
aos meus pais Mario e Nair**

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Lucas Antônio Moscato pelo incentivo e sugestões.

Aos professores Paulo Eigi Miyagi, Júlio César Adamowski e Oswaldo Horikawa pelo incentivo.

Aos professores Marcelo Godoy Simões, Fabio Gagliardi Cozman, Newton Maruyama e Celso Furukawa, que mesmo ausentes do Brasil, colaboraram na realização deste trabalho.

Aos colegas Júlio Arakaki, Nilson Franceschetti, Prof. Diolino José dos Santos e Prof. Antônio Carlos de Lima pelo apoio e colaboração.

Ao Dr. Takashi Mizutani (Mitutoyo Co.), pesquisador visitante no Departamento de Engenharia Mecânica pela sugestão do tema abordado no trabalho.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Robôs móveis	1
1.2	Motivação e objetivos	2
1.3	Organização do trabalho	3
2	Acionamentos para robôs móveis	5
2.1	Introdução	5
2.2	Motores de corrente contínua	5
2.2.1	Aspectos construtivos	6
2.2.2	Técnicas de acionamento	7
2.3	Medição das variáveis	7
2.4	Modelagem do motor de corrente contínua	8
2.5	Os servoamplificadores	11
2.5.1	Amplificador linear	11
2.5.2	Amplificador PWM	13
2.5.3	Amplificador de tensão	14
2.5.4	Amplificador de corrente	15
2.6	Variação dos parâmetros do motor	17
2.7	Controle de motores	18

3	O robô móvel Ariel	23
3.1	Introdução	23
3.2	Descrição do robô	23
3.3	Os motores de tração e seu acionamento	25
3.4	Modelagem e controle do Ariel	30
4	O observador de distúrbios	46
4.1	Introdução	46
4.2	Observador 'robusto'	47
4.3	Desempenho do sistema compensado através do observador	54
5	Implementação do observador	59
5.1	Introdução	59
5.2	Acionamento do motor de corrente contínua com o observador	59
5.2.1	Simulações	59
5.2.2	Implementação	68
5.3	Acionamento do Ariel com o observador	75
5.3.1	Simulações	75
5.3.2	Implementação	77
6	Considerações finais	88
A	Aquisição de dados	97
B	Formatação dos dados coletados	101
C	Programas utilizados nas simulações	104

Lista de Figuras

2.1	Modelo do motor de corrente contínua	9
2.2	Diagrama de blocos do motor de corrente contínua	9
2.3	Servoamplificador tipo <i>T</i>	12
2.4	Servoamplificador tipo <i>H</i>	12
2.5	Representação simplificada do amplificador de tensão	14
2.6	Diagrama de blocos do motor com amplificador de tensão	15
2.7	Representação simplificada do amplificador de corrente	16
2.8	Diagrama de blocos do motor com amplificador de corrente	16
2.9	Diagrama de blocos de sistemas de controle de velocidade por tensão (A) e corrente (B)	19
2.10	Diagrama de blocos simplificado dos controles de velocidade	21
3.1	Diagrama de blocos do <i>Ariel</i>	26
3.2	Diagrama do amplificador <i>PWM</i>	27
3.3	Linearidade entrada x saída do amplificador <i>PWM</i>	28
3.4	Linearidade entrada x saída do amplificador <i>PWM</i> modificado	29
3.5	Resposta do motor de acionamento sem carga	31
3.6	Resposta do motor de acionamento com carga	32
3.7	Resposta comparativa da velocidade e da corrente do motor	33
3.8	Estrutura utilizada na modelagem	34
3.9	Forças atuantes no <i>Ariel</i>	38

3.10	Resposta do motor de acionamento com carga	42
3.11	Resposta do motor do veículo com carga média	44
3.12	Resposta do motor do veículo com carga	45
4.1	Sistema de acionamento de um motor de corrente contínua	47
4.2	Malha de corrente	48
4.3	Observador baseado no sinal de aceleração	49
4.4	Observador baseado no sinal de corrente	50
4.5	Transformação equivalente das estruturas	50
4.6	Observador modificado baseado no sinal de corrente	52
4.7	Observador modificado baseado no sinal de velocidade	53
4.8	Sistema realimentado com observador	53
4.9	Observador de distúrbios realimentando aceleração	55
4.10	Malha equivalente ao observador	56
4.11	Controle de aceleração	57
4.12	Malha equivalente do observador com g_1 não infinito	58
5.1	Diagrama de blocos do sistema simulado	60
5.2	Respostas da simulação do motor com degrau de 0.2 m/s	62
5.3	Respostas da simulação do motor com degrau de 0.8 m/s	63
5.4	Respostas da simulação do motor comandado com rampa de tensão.	64
5.5	Respostas da simulação a partir da variação de parâmetros.	66
5.6	Respostas da simulação do observador modificado - variação de g_1	67
5.7	Sistema de acionamento com o observador modificado	68
5.8	Representação do amplificador de corrente de acionamento	69
5.9	Resposta a um degrau de 0.5 m/s - Amplificador de corrente	70
5.10	Representação simplificada do amplificador com o observador	71

5.11	Resposta do ensaio do motor - degrau de 0.2 m/s	73
5.12	Resposta do ensaio do motor - rampa de 0 a 5 Volts	74
5.13	Diagrama de blocos do sistema utilizado no acionamento do <i>Ariel</i>	75
5.14	Respostas da simulação do <i>Ariel</i> com o observador modificado	76
5.15	Representação simplificada do sistema de acionamento do <i>Ariel</i>	77
5.16	Resposta de velocidade do <i>Ariel</i> - degrau 0.2 m/s	79
5.17	Resposta de velocidade do <i>Ariel</i> - degrau 0.8 m/s	80
5.18	Resposta de velocidade do <i>Ariel</i> - variação do parâmetro g_1	81
5.19	Trajectoria retilínea executada pelo <i>Ariel</i>	83
5.20	Trajectoria circular executada pelo <i>Ariel</i>	84
5.21	Trajectoria "oito" executada pelo <i>Ariel</i>	85
5.22	Trajectoria mista executada pelo <i>Ariel</i>	86

Lista de símbolos

β	Constante de transformação do tacogerador
R_a	Resistência da armadura do motor [Ω]
R_L	Resistência representativa das perdas de armadura [Ω]
L_a	Indutância de armadura [H]
E_g	Força contra-eletromotriz gerada pelo motor [V]
ω	Velocidade angular do eixo do motor [rad/s]
s	Operador de Laplace
k_e	Constante de força contra-eletromotriz [$V/rads^{-1}$]
i_R	Corrente de armadura do motor [A]
\dot{i}_R	Derivada da corrente de armadura
T_m	Torque gerado pelo motor [Nm]
J_m	Inércia da armadura do motor [Nms^2]
J_l	Inércia das cargas refletidas [Nms^2]
D_n	Coefficiente de amortecimento viscoso [Ns]
F	Torque de atrito do motor e da carga [Nm]
T_{gr}	Torque de carga gravitacional [Nm]
V_{AB}	Diferença de potencial entre os pontos A e B [V]
ω_s	Frequência de chaveamento do amplificador PWM [Hz]
T_s	Período de chaveamento do amplificador PWM [s]
ω_e	Frequência determinada pelo pólo elétrico do motor [Hz]
V_{arm}	Tensão de armadura do motor [V]
A_v	Ganho do amplificador de tensão
R_f	Resistência de realimentação do amplificador de tensão [Ω]
R_{in}	Resistência de entrada do amplificador de tensão [Ω]
$1/\tau_A$	Frequência de corte do amplificador de tensão [Hz]
V_{in}	Tensão de entrada dos amplificadores de tensão e corrente [V]
V_{out}	Tensão de saída do amplificador de tensão [V]
k_t	Constante de torque do motor [Nm/A]
R_b	Resistor de realimentação do amplificador de corrente [Ω]
R_s	Resistor "shunt" do amplificador de corrente [Ω]
J	Inércia da armadura e de carga do motor [Nms^2]

LISTA DE SÍMBOLOS

V_o	Tensão de saída do tacogerador [V]
τ_M	Constante de tempo mecânica do motor [s]
A_i	Ganho do amplificador de corrente
$\tau_{(A)}$	Constante de tempo associada ao amplificador de tensão [s]
$\tau_{(B)}$	Constante de tempo associada ao amplificador de corrente [s]
τ_f	Constante de tempo associada ao filtro passa-baixas [s]
$Ref+$	Referência de tensão positiva do amplificador PWM [V]
$Ref-$	Referência de tensão negativa do amplificador PWM [V]
D	Ponto de contato da roda direita com o chão
E	Ponto de contato da roda esquerda com o chão
ω_d	Velocidade angular da roda direita [m/s]
ω_e	Velocidade angular da roda esquerda [m/s]
L	Distância entre os pontos D e E [m]
v_d	Velocidade do ponto D [m/s]
v_e	Velocidade do ponto E [m/s]
M	Ponto médio entre os pontos D e E
v	Velocidade do ponto M [m/s]
ψ	Ângulo entre o eixo x e o eixo longitudinal do Ariel em um referencial fixo [rad]
$\dot{\psi}$	Velocidade angular do Ariel [rad/s]
x_M	Abcissa do ponto M no referencial fixo [m]
y_M	Ordenada do ponto M no referencial fixo [m]
k_{RED}	Constante de redução dos redutores mecânicos acoplados aos motores
ω_r	Velocidade angular da roda(direita ou esquerda) [rad/s]
T_r	Torque total produzido pelo motor(direito e esquerdo) [Nm]
V_r	Tensão de entrada do motor(direito e esquerdo) [V]
v_r	Velocidade do ponto D ou E [m/s]
R_A	Raio da roda do Ariel(direita ou esquerda) [m]
T_c	Torque exigido do motor para movimentação do Ariel [Nm]
J_n	Momento de inércia nominal do motor [Nms ²]
F_d	Força na direção do versor i no ponto D [N]
F_e	Força na direção do versor i no ponto E [N]
N_d	Força de atrito atuando no ponto D [N]
N_e	Força de atrito atuando no ponto E [N]
b_A	Comprimento do Ariel [m]
a_A	Largura do Ariel [m]
m_A	Massa do Ariel [kg]
J_A	Inércia do Ariel [Nms ²]
\dot{v}_d	Velocidade do ponto D [m/s]
\dot{v}_e	Velocidade do ponto E [m/s]

LISTA DE SÍMBOLOS

k_1, k_2, \dots, k_6	Constantes utilizadas na modelagem do <i>Ariel</i>
k_u	Constante de ganho do conversor Digital/Analógico
k_{PWM}	Constante do ganho do amplificador <i>PWM</i>
V_d	Tensão de armadura do motor direito [V]
V_e	Tensão de armadura do motor esquerdo [V]
i_*	Sinal de comando do amplificador de corrente [A]
T_i	Atraso introduzido pelo amplificador de corrente [s]
T_l	Torque de distúrbios [Nm]
T_{ext}	Torque externo imposto ao motor [Nm]
\hat{T}_m	Torque estimado do motor [Nm]
\hat{T}_r	Torque consumido pelo sistema de acionamento [Nm]
\hat{T}_{dis}	Distúrbios de torque estimado [Nm]
Δ	Elemento associado às variações de inércia e constante de torque
k_{tn}	Constante de torque nominal do motor [Nm/A]
g_1^{-1}	Constante de tempo relacionada ao observador [s]
i_{comp}	Corrente de erro gerada pelo observador [A]
\hat{i}_{dis}	Corrente de torque estimada [A]
A_1^*	Ganho do conversor tensão-corrente [V/i]
ω^{ref}	Aceleração de referência [m/s]
i^{ref}	Corrente de referência de comando [A]
A_2^*	Função de transferência associada aos distúrbios
g_1'	Frequência de corte do observador [rad/s]
$H(s), H_1(s), H_2(s)$	Funções de transferência do observador
K_1, K_2	Constantes associadas ao observador modificado
K_A	Ganho da parcela relacionada com as inércias refletidas

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto e a implementação de uma estratégia de supressão dos distúrbios de torque que comprometem o desempenho do sistema de controle de trajetórias do robô móvel *Ariel*.

Os distúrbios de torque são as forças externas às quais o robô está sujeito, e podem ser representados pela variação das cargas que o mesmo deve transportar, pelas alterações de dinâmica impostas pelas mudanças de trajetórias e pela variação dos parâmetros de seu sistema de acionamento.

Com o objetivo de suprimir estes distúrbios, foi utilizado um amplificador de corrente no acionamento dos motores do robô. Sobre este amplificador, foi implementado o Observador de Distúrbios de Torque, que utiliza a velocidade do motor e sua corrente de armadura para estimar o sinal relacionado aos distúrbios. Este sinal é então realimentado ao sistema de acionamento, gerando torque de supressão dos distúrbios.

A realização de simulações da estrutura de acionamento com o observador, permitiu a análise da supressão dos distúrbios, que foi confirmada experimentalmente através de ensaios de resposta de velocidade e trajetórias executadas pelo robô.

ABSTRACT

This work presents the project and the implementation of the strategy to suppress disturbance torque that compromises the trajectory control performance of the mobile robot *Ariel*.

The load disturbances are external efforts to which the robot is subject and could be represented by changes in the load carried by the robot, changes of dynamics imposed by trajectory modifications and variation of parameters of the drive system.

In order to suppress these disturbances, a current amplifier was used to drive the robot motors. In this amplifier, it was implemented a Disturbance Torque Observer that uses the speed of the motor and its armature current, to estimate the signal related to disturbances. This signal is fed back into the drive system generating the suppression torque of disturbances.

Simulations of the drive structure with observer allow the analysis of the suppression of the disturbances. These simulations were verified experimentally in a test of speed response and trajectories executed by the robot.

Capítulo 1

Introdução

Robôs móveis são importante ferramenta auxiliar nas pesquisas em diversas áreas tecnológicas, entre as quais estão incluídos os estudos de técnicas de sensoriamento, planejamento de trajetórias e estratégias de controle que permitem maior capacitação aos robôs no conhecimento do ambiente onde se deslocam com a maior autonomia possível.

1.1 Robôs móveis

Robôs móveis são veículos autônomos, isto é, capazes de seguir caminhos sem o auxílio de um condutor ou motorista. Estes caminhos podem ser pré-determinados através de trajetórias fixas, que necessitam do conhecimento anterior do ambiente onde o robô se movimenta. Quando há necessidade de alterações dos caminhos em função de mudanças do ambiente, as trajetórias devem ser reprogramadas. Outro tipo possível de caminho é o definido a partir de mapas do ambiente, onde o robô se locomove. Estes mapas são criados com base em dados coletados por sensores instalados no robô, que podem ser baseados em detectores de laser, ultra-som ou infravermelho. Estes mapas são utilizados pelo robô permitindo-lhe a escolha de caminhos que evitem obstáculos e que sejam otimizados com relação à distância e ao tempo [47]. Para que os caminhos sejam adequadamente seguidos, o robô deve contar com um sistema de supervisão das trajetórias, capaz de corrigir eventuais erros gerados a partir de alterações da dinâmica do veículo, provocadas por forças não lineares, como a força centrífuga, a força de Coriolis, gravitacional e de fricção, bem como as forças relacionadas com a variação das cargas externas impostas ao robô, ou seja, distúrbios de torque. Estas forças interferentes podem ser compensadas através de sistemas de controle tradicionais, tanto analógicos como digitais, os quais exigem para sua implementação, o conhecimento preciso do modelo físico, tanto do sistema de acionamento como do veículo como um todo, além da exigência de malhas de

realimentação rápidas. Por outro lado, as técnicas de controle convencionais não consideram as variações de parâmetros internos do sistema, resultando em sistemas sensíveis a estas variações.

O Laboratório de Automação e Sistemas (Mecatroônica) da EPUSP está atualmente desenvolvendo o robô móvel *Ariel*, que é destinado a movimentação de peças em ambiente fabril e tem como um dos objetivos, a experimentação de técnicas emergentes relacionadas ao controle de robôs móveis.

O *Ariel* possui a estrutura de um triciclo com duas rodas traseiras tracionadas por motores independentes e uma roda livre na frente. A bordo do robô estão instalados os circuitos eletrônicos responsáveis pelo processamento dos dados de posicionamento, os circuitos de controle das trajetórias, os amplificadores de acionamento dos motores de tração, bem como a eletrônica encarregada do acionamento da esteira para movimentação de cargas, que conta com três graus de liberdade, adequados ao posicionamento preciso necessário na carga e descarga dos materiais transportados. A energia utilizada pelos equipamentos eletro-eletrônicos embarcados do *Ariel* é proveniente de duas baterias automotivas instaladas no veículo.

O controle do deslocamento do robô é realizado pelo módulo de controle das trajetórias, juntamente com um programa de controle, que pode ser executado pelo computador embarcado no veículo, ou ser enviado remotamente, a partir de outro computador [44]. Este programa analisa os dados coletados pelos sensores de posição, atividade executada na atual fase, por encoders e tacogeradores e gera, a partir do programa de controle de trajetórias, os sinais de comando dos motores de tração. A tentativa de correção de erros de trajetória, devido aos esforços externos impostos ao robô pelos distúrbios de torque e pela variação de parâmetros do sistema, exige do controlador de trajetórias um grande esforço de controle.

1.2 Motivação e objetivos

Este trabalho descreve o projeto e a implementação de uma estratégia de supressão de distúrbios de torque no sistema de controle e acionamento dos motores de tração do *Ariel*. Visando a minimização dos esforços de controle, o que permite ao controlador de trajetórias realizar sua tarefa principal, controlar as trajetórias, é então proposta a utilização do Observador de Distúrbios de Torque [28]. A implementação deste observador exige a utilização de um amplificador de corrente no acionamento dos motores de tração do robô, e estes amplificadores serão desenvolvidos ao longo deste trabalho. Na estrutura de acionamento obtida através dos amplificadores de corrente, será conectado o observador, que através da técnica de reconstrução de sinais inacessíveis através de sensores, permite o conhecimento da variável relacionada com os distúrbios, que é realimentada ao sistema de acionamento, gerando torques que se opõem aos distúrbios, suprimindo-os.

1.3 Organização do trabalho

A apresentação da estratégia do observador de distúrbios de torque, das técnicas auxiliares que permitiram sua implementação, bem como dos resultados de sua aplicação, deram origem a este trabalho que foi dividido em capítulos cujos conteúdos resumidos são expostos a seguir:

- **Capítulo 1 - Introdução**

Neste Capítulo são apresentados os motivos os quais levaram o pesquisador a desenvolver o trabalho, baseado em uma breve avaliação dos robôs móveis, e são apresentados também, alguns pontos relacionados ao controle destes robôs. É feita uma breve apresentação do robô móvel *Ariel*, seu acionamento, bem como os problemas relacionados com sua movimentação, resultando no objetivo do trabalho, que é a implementação de um observador de distúrbios. Finalmente é apresentada a estrutura organizacional do trabalho.

- **Capítulo 2 - Motores de corrente contínua**

O Capítulo dois apresenta conceitos básicos necessários ao desenvolvimento do trabalho, através da análise dos motores de corrente contínua, seus aspectos construtivos, técnicas de acionamento, as variáveis e os parâmetros envolvidos, bem como seu equacionamento, visando a implementação de malhas de controle. Foram também incluídas, uma análise dos tipos de amplificadores para o acionamento e algumas técnicas simples de controle para motores de corrente contínua. Completando este Capítulo, foi incluída uma análise do controle de motores através de malha de tensão e malha de corrente.

- **Capítulo 3 - O robô móvel *Ariel***

Este Capítulo apresenta a modelagem do veículo móvel *Ariel* a partir da análise de sua estrutura, dimensões, sistemas de acionamento e as relações cinemáticas e dinâmicas, as quais compreendem as influências de uma roda traseira sobre a outra no que diz respeito a velocidade, aceleração e conseqüentemente posição. Com base no modelo obtido, foram projetadas as malhas de controle de velocidade e trajetórias do robô, que são implementadas através de programas executados pelo controlador de trajetórias. A partir da análise de alguns dados experimentais obtidos desta implementação, pode-se constatar a não linearidade de alguns termos do modelo adotado, os quais tem comportamento dependente de cargas, trajetórias e condições de deslocamento do robô. São realizadas também, algumas análises do comportamento dos motores de acionamento, em relação aos degraus de comando de velocidade, onde o sistema está sujeito ou não à cargas. Após a realização da modelagem do veículo e implementadas as malhas de controle digital, são realizados alguns ensaios para avaliar a resposta da estratégia de controle escolhida.

- **Capítulo 4 - O observador de distúrbios**

O Capítulo quatro trata do projeto, da modelagem e da análise do observador de distúrbios de torque, que tem por objetivo a supressão dos efeitos decorrentes da variação dos parâmetros internos do motor, bem como a eliminação dos efeitos dos distúrbios de carga aos quais o sistema de acionamento está sujeito.

Para eliminar o efeito do atraso de resposta, provocado pela indutância de armadura do motor, foi utilizado um acionamento através de amplificador de corrente. Sobre esta estrutura de acionamento, foi implementado o observador, o qual baseia-se na utilização de um observador de dois graus de liberdade. A saída deste observador é um sinal de erro insensível a variação dos parâmetros internos do motor e proporcional aos distúrbios impostos ao sistema. Este sinal de erro é então utilizado para realimentar a malha de controle de corrente, suprimindo os distúrbios gerados tanto interna como externamente ao sistema de acionamento.

- **Capítulo 5 - Aplicação do Observador**

Este Capítulo trata da implementação prática do observador de distúrbios de torque proposto no Capítulo quatro. Inicialmente, são realizadas algumas simulações do sistema de acionamento do motor com e sem carga, onde é analisada a diminuição do esforço de controle. São feitos também, alguns ensaios de resposta de velocidade deste sistema, o que permite avaliar a eficiência de supressão dos distúrbios a partir da aplicação do observador no acionamento de motores de corrente contínua. Posteriormente, são apresentados os resultados de algumas simulações sobre o sistema de acionamento do *Ariel*, e concluindo este Capítulo, são apresentados os resultados dos ensaios realizados no sistema de acionamento do *Ariel*, mostrando a supressão de erros nas trajetórias executadas pelo robô.

- **Capítulo 6 - Considerações finais**

No Capítulo final, é feita uma breve análise das etapas que originaram este trabalho, e são também analisados os resultados obtidos. Com base neste resultados, são então sugeridas algumas pesquisas baseadas na aplicação do Observador de Distúrbios de Torque.

- **Apêndices - Foram incluídos três apêndices no final do trabalho, que são os programas auxiliares utilizados na confecção deste trabalho e indicados a seguir:**

- Aquisição de dados.
- Formatação dos dados coletados.
- Programas utilizados nas simulações.

Capítulo 2

Acionamentos para robôs móveis

2.1 Introdução

Os sistemas de tração de robôs móveis podem ser realizados a partir da utilização de vários tipos de motores, entre eles, os motores de corrente contínua e os de corrente alternada. Os motores de corrente alternada tem apresentado evoluções bastante significativas em relação a eficiência, mas no entanto, apresentam dificuldades de acionamento, exigindo amplificadores de acionamento complexos para a realização do controle de velocidade. Por outro lado, os motores de corrente contínua apresentam bom rendimento e necessitam de acionamento mais simples que os de motores de corrente alternada, e por isto são os mais utilizados no acionamento dos sistemas de tração de robôs móveis.

2.2 Motores de corrente contínua

Os motores de corrente contínua são utilizados na indústria, no acionamento de máquinas ferramenta, máquinas de medição e robôs. Podem ser citadas outras aplicações como por exemplo, equipamentos médicos, equipamentos de uso doméstico e entretenimento. No passado, os motores de corrente contínua eram utilizados em aplicações onde necessitava-se variar a velocidade, pois eram os únicos que poderiam ser alimentados através de fontes com valor variável de tensão [22] e esta era uma maneira simples de realizar este tipo de controle. Pela mesma razão, este tipo de motor foi o primeiro que experimentou a aplicação de controles eletrônicos de potência, proporcionando um controle mais preciso da velocidade e do torque. Com o atual estágio de desenvolvimento da eletrônica de potência, é possível a obtenção de controles de motores de corrente contínua cada vez mais precisos, e estas implementações podem ser realizadas com relativa simplicidade, se comparada com

as dificuldades envolvidas no controle de máquinas de corrente alternada [49]. Dependendo da aplicação dos motores de corrente contínua, vários critérios podem ser levados em consideração e o mercado oferece uma variada gama de tipos de motores. Cada tipo terá determinadas características evidenciadas como, por exemplo, a taxa de aceleração, a velocidade, o torque disponível e o rendimento.

2.2.1 Aspectos construtivos

Um motor de corrente contínua consiste basicamente de um elemento móvel, o rotor e de um elemento fixo, o estator. O rotor é formado pelas bobinas onde é aplicado o campo elétrico. O campo eletromagnético gerado por estas bobinas interage com o fluxo de campo magnético do estator, gerando um campo girante, que produz torque. O campo magnético estático é consequência do sistema de campo, que é constituído de dois ou mais pares de ímãs permanentes, geralmente montados no interior de um estrutura metálica, que compõe o estator e que fornecem um fluxo magnético constante. Fazem ainda parte do motor, as escovas e o comutador. As escovas são encarregadas de levar a corrente elétrica da parte fixa, o estator, até a parte móvel, o rotor.

Um motor de corrente contínua pode ter um ou mais pares de escovas. O comutador, por outro lado é a parte móvel solidária com o rotor, que está em contato com as escovas. A corrente elétrica é, então, adequadamente distribuída às espiras do rotor através das escovas e do comutador. O conjunto magnético de um motor de corrente contínua pode ser construído de diversos materiais como por exemplo, o alnico, o ferrite e as terras-raras. São empregados dois tipos de enrolamentos em motores sujeitos ao controle de velocidade: enrolamentos de campo série, que são utilizados especialmente em sistemas de tração e campos excitados separadamente, onde o campo magnético fixo é gerado por um eletro-ímã, construído no estator, ou por ímãs fixos.

Os motores cuja característica é o alto torque, tem construção especial, através da ampliação do número de pólos de maneira a minimizar flutuações do campo magnético. Estes motores tem uma inércia relativamente grande e também uma grande constante térmica. Motores de baixa inércia são construídos através de rotores em forma de disco, constituído pelo fio do enrolamento que é estampado e fixado ao rotor. Outra construção possível é realizada através de rotores do tipo bobina móvel, onde o condutor está solidário a um rotor não magnético, situado entre o ímã permanente e o caminho de fechamento do fluxo magnético. Estes motores apresentam pequena constante de tempo térmica.

Os motores de corrente contínua operam nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade e por isso apresentam aplicações nas mais variadas áreas da indústria podendo atuar como máquinas de torque de acionamento e freio, podendo também, devolver energia contra-eletromotriz à fonte de energia que o alimenta [18]. Estes

motores foram consideravelmente aperfeiçoados nos últimos anos, através da utilização de novos materiais e de refinadas técnicas de projeto e fabricação. Como consequência, houve um aumento da relação potência por unidade de volume e foram diminuídas as constantes de tempo relacionadas com o pólo elétrico indutivo e o pólo mecânico relacionado com o momento de inércia do motor.

2.2.2 Técnicas de acionamento

A utilização de um motor de corrente contínua pode envolver a necessidade de um controle da velocidade, o que pode ser implementado com simplicidade através da utilização de uma fonte de tensão variável. Neste caso surgem alguns problemas como, por exemplo, a baixa eficiência do método de regulação linear através de fonte variável, onde a diferença entre a tensão disponível e a aplicada ao motor é dissipada em forma de calor, perdendo-se energia. Por outro lado, pode-se desejar um controle preciso da velocidade, mesmo que a tensão de alimentação varie, como por exemplo, o que pode ser verificado na descarga da bateria que alimenta os motores de acionamento de um veículo móvel. A aplicação de um regulador linear neste caso, torna-se impraticável e a solução para este problema é a utilização de um acionamento baseado no chaveamento dos transistores. Neste tipo de acionamento, a conversão de energia é mais eficiente e se pode controlar a velocidade do motor, não através da variação da tensão de alimentação do mesmo, mas através da variação da largura dos pulsos aplicados ao motor. Outra opção para o acionamento de motores de corrente contínua são os conversores tiristorizados, adequados para máquinas de grande porte e que operam em baixas e médias velocidades, compatíveis com as limitações dos tiristores em relação à resposta de frequência de operação [3].

2.3 Medição das variáveis

Com o objetivo de controlar de um motor de corrente contínua de forma eficiente, é necessário medir o maior número de variáveis possíveis, relacionadas ao modelo utilizado na representação do comportamento dinâmico do motor. Um motor de corrente contínua tem o comportamento de um gerador de tensão, em determinadas condições, isto é, aproveitando a geração de força contra-eletromotriz. É comum encontrar-se montado solidariamente a um motor de acionamento, um outro motor de dimensões menores e que apresente boa linearidade $\frac{V}{rpm}$. Este motor, assim conectado, é conhecido como tacogerador, que é utilizado para medir a velocidade do motor, através da tensão obtida em seus terminais. Este tipo de medida é muito utilizada devido a simplicidade de aplicação e, também, porque fornece o sentido de rotação do motor, ou seja, se o potencial gerado pelo tacogerador for positivo, o motor estará girando em um sentido e, se for negativo, em outro.

Quando é feita a implementação de um controle digital em um motor de corrente contínua, o sinal do tacogerador deve ser convertido em um sinal digital, de maneira a ser processado adequadamente. A partir deste processamento é possível obter-se a velocidade do motor, sua aceleração e posição do eixo, que são usadas como estados do sistema a ser controlado.

Outro dispositivo para medida de velocidade é o "encoder", que fornece em sua saída um sinal digital absoluto ou incremental, dependendo do tipo de "encoder" utilizado, e este sinal é relativo a posição do eixo do motor em relação a um referencial fixo. Se a variação desta posição for detectada no tempo, é possível obter a velocidade e aceleração às quais o eixo está sujeito.

Os "encoders" são mais adequados à aplicações em controle digital de motores, pois fornecem um sinal já digitalizado, o que facilita o interfaceamento. Outras opções para medidas de velocidade são os "resolvers", e os geradores de pulso, cuja escolha depende de critérios, tanto técnicos como econômicos.

A medida de corrente consumida pelo motor é também um item relevante para seu controle, pois sendo a corrente proporcional ao torque, este pode ser controlado através da manipulação da corrente. Para tal, deve ser implementado um sensor de corrente, que está normalmente instalado junto aos condutores que fornecem a tensão do acionamento para o motor. Esta tensão é normalmente acrescida de ruídos, gerados pela comutação das bobinas, através das escovas e do comutador. Estes ruídos podem causar interferências no controle e, portanto, devem ser suprimidos através de filtros. No entanto, estes filtros podem introduzir atrasos nas medidas de corrente [1], e o controle não será eficazmente realizado.

2.4 Modelagem do motor de corrente contínua

Com o objetivo de realizar o controle de motores de corrente contínua, devem ser implementadas malhas de controle por realimentação [37]. Estas malhas tomam como base a função de transferência do motor, que fornece os parâmetros necessários para o cálculo das malhas de realimentação, que visam o controle do motor, segundo especificações de velocidade, torque e estabilidade, entre outras [9]. A função de transferência do motor de corrente contínua é obtida a partir do modelo adotado, o que será mostrado a seguir [2].

O circuito representativo do modelo linear de um motor de corrente contínua está representado na figura 2.1, onde R_a representa a resistência total de armadura (incluindo a resistência de contato das escovas). R_L é a resistência que representa as perdas magnéticas na armadura e é, em geral, muito maior que R_a . L_a é a indutância de armadura, e E_g é a força contra-eletromotriz produzida quando a armadura gira em relação ao campo magnético fixo[42]. Este termo é proporcional

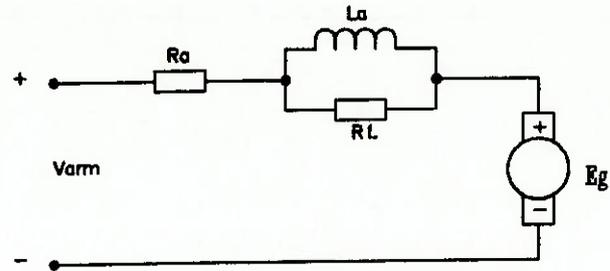


Figura 2.1: Modelo do motor de corrente contínua

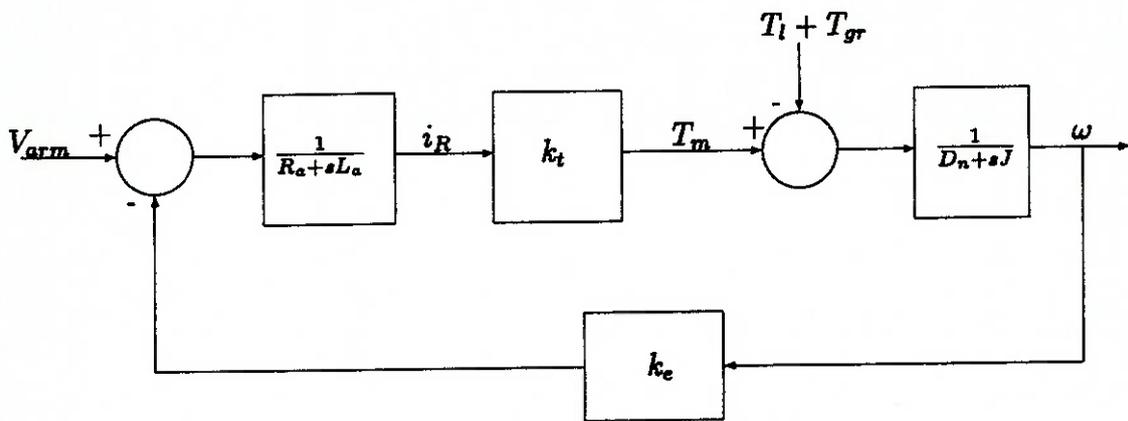


Figura 2.2: Diagrama de blocos do motor de corrente contínua

a velocidade angular ω da armadura. A tensão contra-eletromotriz E_g fica então representada pela equação 2.1, onde k_e é a constante de força contra-eletromotriz do motor.

Aplicando-se as leis elementares de circuitos ao diagrama proposto pela figura 2.1 e utilizando a equação 2.1, obtemos a equação 2.2, onde i_R e \dot{i}_R representam a corrente de armadura e sua derivada no tempo, respectivamente.

$$E_g = \omega(t)k_e, \quad (2.1)$$

$$V_{arm} = R_a i_R + L_a \dot{i}_R + \omega(t)k_e. \quad (2.2)$$

O torque gerado pela armadura girando em um campo magnético fixo é linear em relação a corrente e é representado pela equação 2.3, onde k_t é a constante de torque.

$$T_m = k_t i_R. \quad (2.3)$$

T_m é o torque necessário para acelerar as inércias, que normalmente são constituídas pelo rotor e pelas cargas externas aplicadas ao eixo [20]. Deve-se incluir também, o torque para superar o amortecimento viscoso que resulta do movimento da armadura em relação ao campo magnético constante. Este torque deve ainda ter a capacidade de superar os distúrbios de torque externos, como por exemplo, os torques de carga advindos da força gravitacional e das forças de atrito estáticas [23]. Podem ser citados ainda, alguns exemplos de distúrbios de torque, como por exemplo, a variação de carga gerada pelos mancais durante a rotação, vibrações de alta frequência geradas pelo reposicionamento das esferas nos rolamentos e oscilações de tensão, geradas pelos circuitos não lineares em função da rotação do motor e da força entre armadura e magnetos. Em máquinas de usinagem, os distúrbios de torque podem ser provocados pelo toque da ferramenta com a peça, pela diminuição da afiação da ferramenta, bem como pela rugosidade da peça a ser usinada.

Incluindo estas variáveis no modelo, pode-se reescrever T_m , como na equação 2.4, dada por:

$$T_m = (J_m + J_l)\dot{\omega}(t) + D_n\omega(t) + F + T_{gr}. \quad (2.4)$$

Nesta equação, J_m e J_l são a inércia de armadura e a inércia de carga refletidas, as quais, por conveniência, podem ser combinadas e reescritas como $J = J_m + J_l$, respectivamente. D_n é o coeficiente de amortecimento viscoso, F é o torque de atrito do motor e da carga e, no caso da utilização do motor como acionamento

de juntas robóticas, o termo T_{gr} deve ser incluído, representando o torque de carga gravitacional. Combinando as equações 2.1 e 2.4, obtém-se o modelo do motor de corrente contínua, que é apresentado no diagrama de blocos da figura 2.2. Utilizando técnicas de redução de diagramas de blocos, obtém-se a função de transferência do motor, dada pela equação 2.5:

$$G_m(s) = \frac{\omega(s)}{V_{arm}(s)} = \frac{\frac{k_t}{L_a J}}{s^2 + \left[\frac{(R_a J + L_a D_n)}{L_a J} \right] s + \frac{(k_t k_e + R_a D_n)}{L_a J}} \quad (2.5)$$

No desenvolvimento acima, considera-se que a inércia de carga refletida ao motor não varia com o tempo, o que significa que J_l é constante.

2.5 Os servoamplificadores

Para realizar o controle dos motores de corrente contínua, deve-se utilizar circuitos capazes de converter pequenos sinais de controle por realimentação e erro em sinais com amplitude suficiente para controlar o motor. Estes sistemas são conhecidos como servoamplificadores, e podem ser classificados em duas categorias básicas, determinadas de acordo com a configuração do amplificador utilizado, que podem ser, os amplificadores lineares e os amplificadores chaveados. Estes amplificadores devem ter a capacidade de dissipar a energia gerada pela força contra-eletromotriz gerada pelo rotor quando ocorre inversão de rotação.

2.5.1 Amplificador linear

Este tipo de amplificador é implementado através da utilização de transistores de potência, trabalhando na região linear. A eficiência dos amplificadores lineares é baixa, devido a energia elétrica dissipada na forma de calor quando os transistores trabalham na região linear.

A configuração de amplificadores lineares pode apresentar duas diferentes classes, os amplificadores tipo *T* e os amplificadores tipo *H*. Os amplificadores tipo *T*, ou ponto médio, necessitam de fontes de alimentação simétricas, e tem sua configuração simplificada apresentada na figura 2.3.

Como pode ser visto, o ponto *B* do motor está conectado diretamente ao terra do sistema, o que permite a obtenção simples de sinais referenciados de corrente e tensão, que podem ser utilizados posteriormente no controle do motor. O sinal de corrente é uma importante medida quando se deseja servoacionamentos de alto desempenho, pois, através desta medida, pode-se melhorar a resposta do motor frente

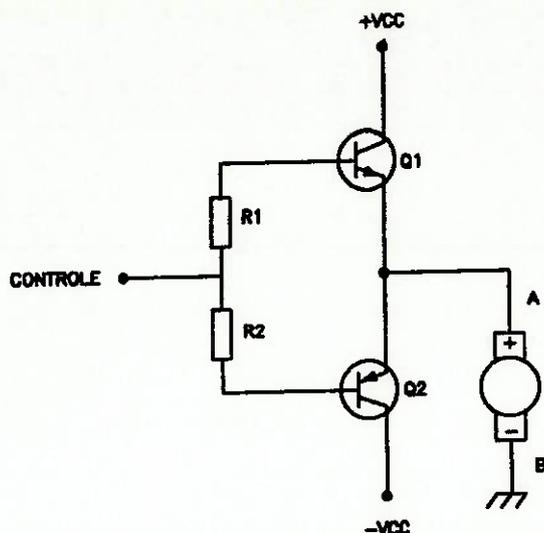


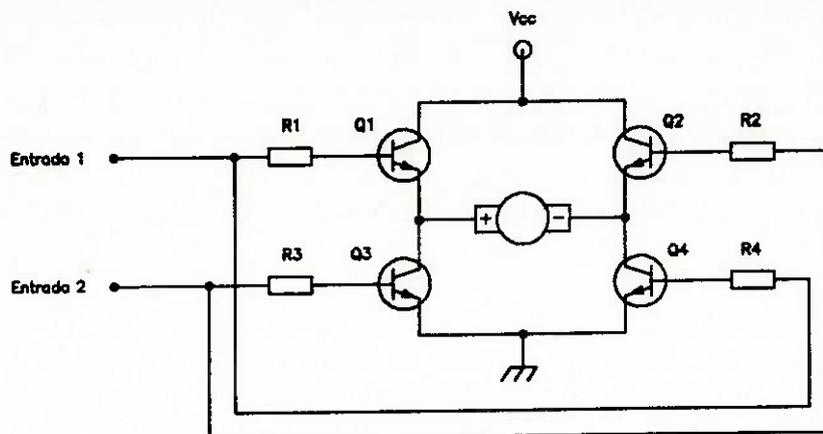
Figura 2.3: Servoamplificador tipo *T*

ao sinal de comando, bem como protegê-lo, através da limitação de sua corrente [57].

Se no amplificador tipo *T* for empregado um par complementar de transistores bipolares, como no circuito da figura 2.3, um sinal bipolar único pode ser utilizado para controlar Q_1 e Q_2 , e pode-se obter V_{AB} variável entre $-V_{cc}$ e $+V_{cc}$, resultando assim em um controle bidirecional do sentido de rotação do motor.

Outra classe de amplificadores utilizada no acionamento de motores de corrente contínua são os amplificadores tipo *H*, que são conhecidos também como circuitos em ponte, e que tem por vantagem a utilização de uma fonte de alimentação simples, unipolar, como está representado na figura 2.4. Esta configuração apresenta dificuldades quando em operação no modo linear, pois o motor fica com seus terminais flutuando em relação ao terra do sistema, isto é, sem ponto de referência, o que torna difícil a obtenção das medidas de tensão e da corrente, utilizadas posteriormente na realimentação de controle. Sua operação simplificada pode ser descrita através da atuação cruzada dos transistores, ou seja, trabalham simultaneamente os transistores Q_1 e Q_4 ou os transistores Q_2 e Q_3 .

O acionamento, no caso em que são ativados Q_1 e Q_4 , pode ser realizado energizando-se a entrada 1 e fazendo com que a entrada 2 fique em nível zero. Assim, a tensão de armadura V_{AB} entre os terminais + e - do motor fica igual a $+V_{cc}$, e o motor girará, por exemplo, no sentido horário. Invertendo-se os sinais de controle das entradas 1 e 2, conduzirão os transistores Q_2 e Q_3 , fazendo com que a tensão V_{AB} entre os terminais + e - do motor, fique igual a $-V_{cc}$, e assim o motor girará no sentido anti-horário. A amplitude da tensão de armadura, e conseqüentemente, a velocidade dependerão então da corrente aplicada à base destes transistores, e no caso da utilização de transistores "MOSFET", ao invés de transistores bipolares, a tensão aplicada à armadura dependerá da tensão de comando de "Gate" [13].

Figura 2.4: Servoamplificador tipo *H*

2.5.2 Amplificador PWM

Como já citado, os amplificadores lineares fornecem em suas saídas pequenas porções da tensão disponível na fonte, o que ocorre durante o acionamento e desacionamento do motor, ou ainda, quando o motor opera em baixas velocidades. A diferença de tensão entre o motor e a fonte de energia disponível é, então, dissipada nos transistores, em forma de calor. Com o avanço tecnológico dos componentes eletrônicos, tornou-se possível a implementação de amplificadores baseados no chaveamento (corte e saturação) dos transistores de potência, e esta categoria recebe o nome de amplificadores *PWM* (Pulse Width Modulation), o que resulta em boa eficiência, já que a energia dissipada no chaveamento é mínima, se comparada a energia dissipada nos circuitos lineares. Podem ser implementadas as mesmas configurações *T* e *H*, anteriormente citadas, bem como, podem ser feitas as mesmas considerações sobre vantagens e desvantagens destas configurações, no tocante a medição da corrente e da tensão.

Para a configuração *PWM*, a tensão disponível nos terminais de saída do amplificador é igual a tensão da fonte. A variação de velocidade, para o caso deste acionamento, está ligada ao comportamento de um filtro passa-baixas, por parte do motor de corrente contínua, como pode ser visto na equação 2.5. Definindo-se T_s como o período de chaveamento do amplificador, e a frequência de chaveamento $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \gg \omega_e$, onde ω_e é o pólo elétrico do motor, o efeito de filtragem obtido pelo motor permitirá que se obtenha o 'valor médio' da forma de onda de saída do amplificador. Matematicamente, este efeito pode ser representado pela equação 2.6, que fornece o valor de tensão efetiva aplicada sobre a armadura.

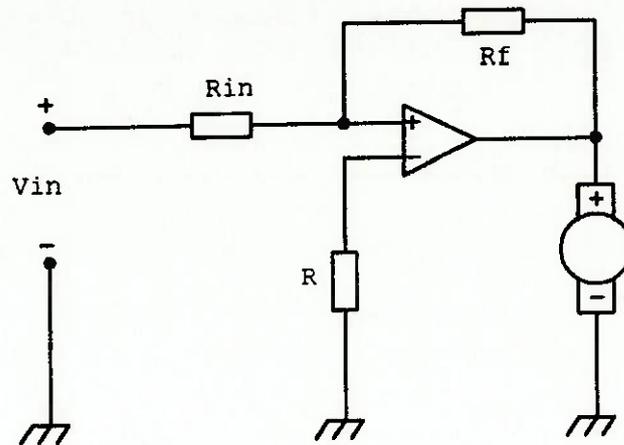


Figura 2.5: Representação simplificada do amplificador de tensão

$$(V_{arm})_{medio} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{arm}(t) dt. \quad (2.6)$$

No entanto, esta equação só tem validade quando a frequência de chaveamento é pelo menos cem vezes maior do que a frequência de corte determinada pelo pólo elétrico do motor.

Os amplificadores assim implementados podem ter duas outras classificações que são os amplificadores de tensão e os amplificadores de corrente.

2.5.3 Amplificador de tensão

O amplificador de tensão, para o caso de acionamento linear, baseia-se no princípio de alimentar o motor através de uma tensão contínua, que pode ser variada linearmente, de acordo com o comando vindo do controle, e que tem por objetivo controlar e corrigir a velocidade. Para o caso do uso de um amplificador *PWM*, a tensão de controle aplicada ao motor pode ser determinada pela equação 2.6, apresentada no item anterior.

A figura 2.5 apresenta o diagrama simplificado de um amplificador de tensão, onde o ganho de tensão é dado pela equação $|A_v| = \frac{R_f}{R_{in}}$.

O diagrama de blocos da figura 2.6 apresenta um sistema de acionamento de um motor de corrente contínua utilizando realimentação de tensão, resultando em um amplificador de tensão.

O amplificador utilizado nesta configuração tem uma banda finita, e para aplicações de acionamento, sua representação pode ser realizada através de um modelo

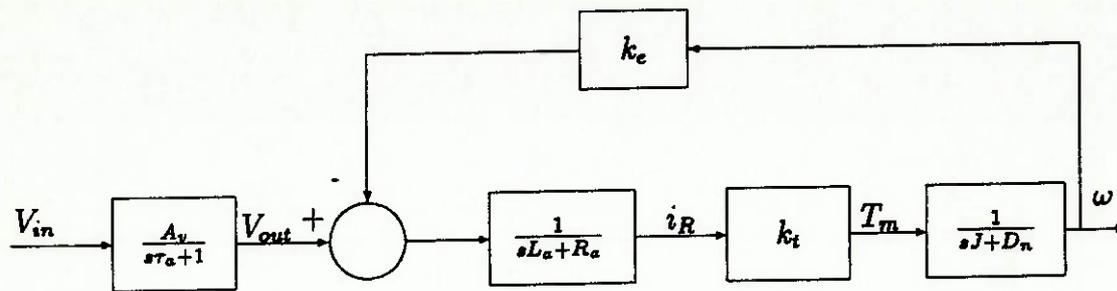


Figura 2.6: Diagrama de blocos do motor com amplificador de tensão

de pólo simples. Assim, a função de transferência deste amplificador será dada pela equação 2.7, onde $\frac{1}{\tau_A}$ é a frequência de corte do amplificador e A_v o seu ganho.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_v}{1 + s\tau_a} \quad (2.7)$$

A partir do diagrama de blocos da figura 2.6, pode-se obter a função de transferência dada pela equação 2.8, que relaciona a velocidade do motor ω com a tensão de entrada V_{in} . Pode-se notar, nesta equação, que a utilização de realimentação de tensão não afeta a alocação de pólos do motor.

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{k_t}{L_a J}}{s^2 + \left[\frac{(R_a J + L_a D_n)}{L_a J} \right] s + \frac{(k_t k_e + R_a D_n)}{L_a J (1 + s\tau_a)}} \left(\frac{A_v}{1 + s\tau_a} \right) \quad (2.8)$$

2.5.4 Amplificador de corrente

Um amplificador de corrente é outra alternativa para o acionamento de motores de corrente contínua e pode ser compreendido como um dispositivo de alta impedância. Um amplificador de corrente simplificado é apresentado na figura 2.7. A figura 2.8 apresenta o diagrama em blocos de um sistema de acionamento utilizando amplificador de corrente.

Examinando-se a equação dinâmica do motor de corrente contínua, dada pela equação 2.5, pode-se observar que as constantes R_a e L_a não influenciam a resposta do motor, quando é aplicada uma corrente de comando [19]. Por outro lado, aplicando-se a Transformada de Laplace às equações 2.3 e 2.4, e ignorando as constantes de torque, o que permite uma análise somente do motor, obtém-se a equação

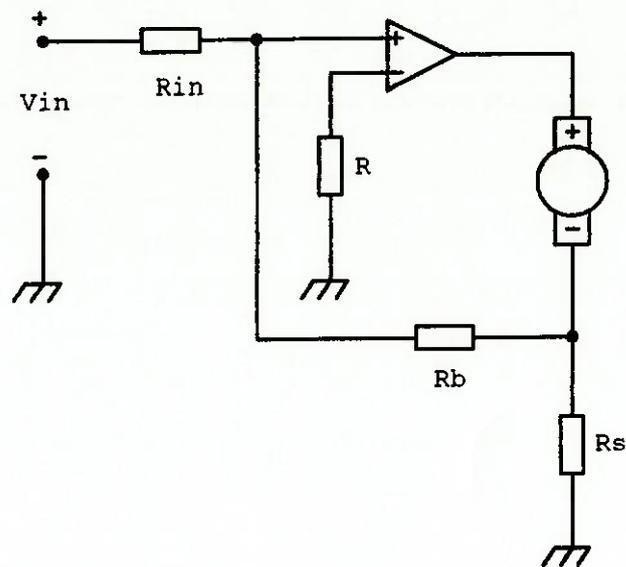


Figura 2.7: Representação simplificada do amplificador de corrente

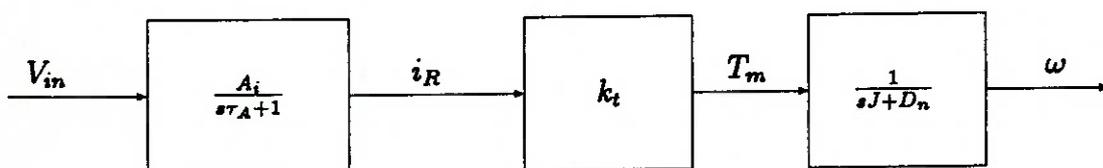


Figura 2.8: Diagrama de blocos do motor com amplificador de corrente

2.9:

$$k_t i_R(s) = (sJ + D_n)\omega(s). \quad (2.9)$$

Nesta equação, o termo J representa a soma dos termos J_m e J_l , que representam a inércia de armadura e a inércia de carga, respectivamente. A equação 2.9 relaciona a velocidade do motor com a corrente de armadura. Rearranjando a equação 2.9, obtemos a equação 2.10, que representa o modelo do motor, que relaciona a velocidade com a corrente.

$$\frac{\omega(s)}{i_R(s)} = \frac{k_t}{sJ + D_n}. \quad (2.10)$$

Um amplificador de corrente real tem uma banda passante de frequências finita, determinada pela frequência de corte $\frac{1}{\tau_A}$, e pode ser modelado como na equação 2.11:

$$\frac{i_R(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_i}{1 + s\tau_A}. \quad (2.11)$$

Na equação 2.11 A_i é o ganho do amplificador de corrente, que é função dos valores dos resistores R_b , R_{in} e R_s indicados na figura 2.7, ou seja, $|A_i| = \frac{R_b}{R_{in}R_s}$. A equação resultante para um sistema de acionamento de um motor de corrente contínua, através de um amplificador de corrente, fica então, representada pela equação 2.12:

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_t A_i}{(sJ + D_n)(1 + s\tau_A)}. \quad (2.12)$$

Comparando as equações 2.8 e 2.12, observa-se que os pólos do motor são alterados quando é usado o amplificador de corrente, e como consequência, o modelo do motor fica reduzido a um sistema de primeira ordem, com apenas um pólo. Assim, somente a inércia total e o amortecimento dinâmico influenciarão na resposta do sistema[39]. Por outro lado, com a supressão do pólo elétrico, a partir aplicação do amplificador de corrente, obtém-se um sistema com alta velocidade de resposta, além de ter-se um sistema insensível à variação de parâmetros elétricos do motor[5].

2.6 Variação dos parâmetros do motor

Como visto anteriormente, é possível obter-se medidas de todas as variáveis necessárias para a realização do controle de um motor de corrente contínua. É possível

ainda, a implementação de sensores de temperatura e vibração, de maneira a realizar um controle mais eficiente do motor. Em termos práticos, a variação da resistência elétrica do rotor é de $0,4\%/^{\circ}\text{C}$, enquanto a variação do campo magnético com a temperatura, para um ímã de ferrite de bário é de $-0,18\%/^{\circ}\text{C}$ [46]. No entanto, mesmo que fosse realizada a medida de temperatura do encapsulamento do motor, não poderia ser estimada, com precisão, a variação de sua resistência interna, e consequentemente, a variação de sua constante de tempo elétrica. Se for imposta ao sistema alguma alteração dinâmica, através de variações de carga, ocorrerão também variações nos parâmetros internos do motor. Além disso, o motor está sujeito à forças externas como a gravidade atuando sobre a carga, fricção de mancais e rolamentos e forças de Coriolis e centrífuga [6].

Os motores elétricos, utilizados como atuadores em servosistemas, utilizam malhas de realimentação de posição, velocidade, aceleração e corrente, como já visto. Portanto, sob este ponto de vista, o motor é relegado a um simples gerador de torque. Entretanto, devido as não-linearidades dos sistemas mecânicos, é difícil a geração de torque desejada, bem como, realizar o controle preciso da aceleração. Por exemplo, se um servomotor simples é aplicado a um manipulador robótico, o sistema de controle terá dificuldade de vencer os torques interativos impostos pelas outras juntas, comprometendo o controle de posição. Além disso, quando o sistema mecânico encontrar algum obstáculo, ou tocar em algum objeto, será necessária a realização de algum esforço de controle. Em ambos os casos, o controle preciso da força é comprometido, sendo influenciado pelos torques parasitas, como o de fricção. Por outro lado, se nos sistemas de acionamento for realizado um preciso controle da aceleração, segundo um perfil pré-determinado, é possível a realização do controle de posição do motor, bem como de sua força[31].

2.7 Controle de motores

Para obter-se maior aproveitamento de um motor de corrente contínua, é necessária a implementação de malhas de controle, que em geral, tomam como medida, sinais referentes a aceleração e velocidade do eixo, a tensão de comando e a corrente de armadura. A configuração básica de um sistema de controle de velocidade inclui o motor a ser controlado, o sistema de acionamento, constituído de um amplificador, o controlador e, algum dispositivo capaz de medir sua velocidade ou a aceleração. Estes elementos serão usados para controlar e estabilizar o sistema [40].

As características físicas dos motores, bem como os torques de carga a eles associados, limitam a eficiência do motor em acelerar estas cargas até a velocidade desejada. Outra condição que impede o desempenho ótimo de um motor é a sua temperatura de operação, bem como a do ambiente onde ele estiver operando. A elevação da temperatura de um motor tem como consequência o aumento da resistência interna, e consequentemente a diminuição de torque, além de interferir no

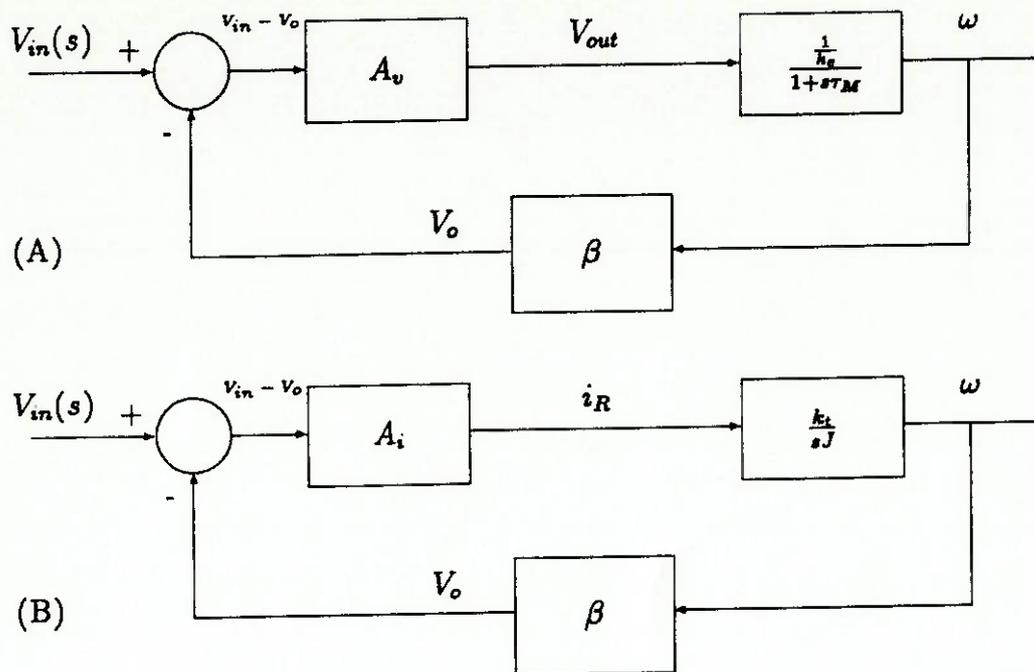


Figura 2.9: Diagrama de blocos de sistemas de controle de velocidade por tensão (A) e corrente (B)

tempo de resposta do motor.

O amortecimento viscoso pode ser representado por um torque oposto ao gerado pelo motor, e que é proporcional a velocidade, enquanto a força contra-eletromotriz gerada no interior do motor se opõe à tensão aplicada. Por outro lado, no estado estacionário, a indutância do rotor não tem efeito, o qual só aparece como parcela do atraso quando da aplicação de um degrau de tensão. Portanto, a constante de tempo elétrica devido a indutância e a resistência da armadura é muito pequena e pode ser desconsiderada na maioria das aplicações. Para compensar os efeitos acima citados, são utilizadas malhas de controle de velocidade.

A figura 2.9 apresenta dois diagramas de blocos representativos de estruturas, as quais, são normalmente utilizadas no controle de velocidade de motores de corrente contínua através de realimentação. Estes diagramas propõem, respectivamente, um sistema baseado no controle da tensão de armadura do motor e um sistema de controle da corrente de armadura [10]. Na figura 2.9, k_t é a constante de torque do motor e J é o momento de inércia do rotor. O sinal de comando de velocidade V_{in} é comparado com o sinal $V_o = \beta\omega$, e o sinal resultante é utilizado para controlar a velocidade ω minimizando a diferença entre V_{in} e V_o . Nos diagramas da figura 2.9, β é a constante do transdutor que converte a velocidade de rotação do eixo em informação de tensão.

De maneira a simplificar a modelagem, o motor pode ser representado pelo modelo no qual a indutância de armadura, os distúrbios de torque e as cargas de atrito são suprimidas.

No diagrama de blocos (A) da figura 2.9, A_v representa o ganho do amplificador de tensão que amplia o erro proveniente da diferença entre V_{in} e V_o . Assim, a tensão de saída do amplificador de tensão é $V = A_v(V_{in} - V_o)$. A tensão V aqui obtida, é a tensão aplicada aos terminais do motor. Se o sinal V_{in} for maior que V_o , a tensão V será grande e causará uma aceleração do motor. Quando a tensão V_o for aproximadamente igual a V_{in} , a velocidade especificada por V_{in} será mantida.

Para o caso do controle de corrente apresentado no item (B) da figura 2.9, o módulo indicado por A_i é o ganho do amplificador de corrente e tem dimensão de condutância. Este amplificador amplia o sinal de diferença entre V_{in} e V_o , e gera a corrente necessária à minimização desta diferença, forçando assim o sistema a seguir o perfil de velocidade imposto pelo sinal de entrada V_{in} .

Do diagrama (A) da figura 2.9 podem ser extraídas as seguintes equações:

$$V_{in} - V_o = V_{in} - \beta\omega, \quad (2.13)$$

$$V_{out} = A_v(V_{in} - \beta\omega), \quad (2.14)$$

e,

$$\omega = V_{out} \frac{\frac{1}{k_e}}{1 + sT_M} = \frac{A_v(V_{in} - \beta\omega)}{1 + sT_M} \frac{1}{k_e}. \quad (2.15)$$

Rearranjando a equação 4.16, temos:

$$\omega = \left(\frac{\frac{A_v}{k_e}}{\left(1 + \frac{A_v\beta}{k_e} + sT_M\right) \left(\frac{k_e}{A_v\beta}\right)} \right) V_{in}. \quad (2.16)$$

Assumindo que A_v é tão grande tal que $1 \ll \frac{A_v\beta}{k_e}$, obtemos a seguinte equação:

$$\omega = \left(\frac{\frac{1}{\beta}}{1 + s \left(\frac{T_M k_e}{A_v\beta}\right)} \right) V_{in}. \quad (2.17)$$

Assim, a malha de tensão de controle da velocidade do motor de corrente contínua pode ser representada pelo diagrama de blocos com função de transferência de primeira ordem, indicada por (A) na figura 2.10.

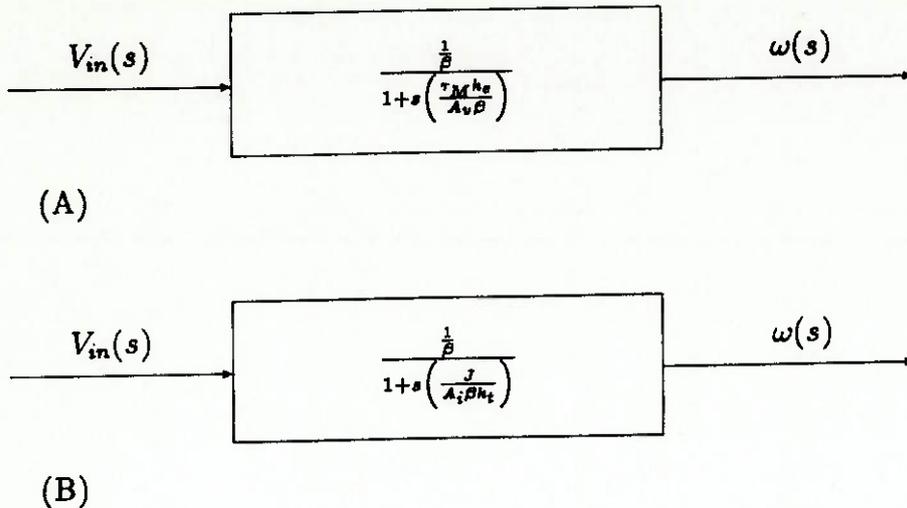


Figura 2.10: Diagrama de blocos simplificado dos controles de velocidade

Procedimento idêntico pode ser aplicado ao amplificador de corrente, item (B) da figura 2.9, dando origem ao diagrama de blocos apresentado no item (B) da figura 2.10.

Dos diagramas de bloco apresentados na figura 2.10 pode-se extrair as constantes de tempo para os dois casos (A) e (B), obtendo-se as relações a seguir:

$$\tau_{(A)} = \left(\frac{k_e}{A_v \beta} \right) \tau_M, \quad (2.18)$$

e,

$$\tau_{(B)} = \frac{J}{\beta A_i k_t}, \quad (2.19)$$

onde $\tau_M = \frac{J R_a}{k_t^2}$, que é a constante de tempo mecânica do motor. Quanto menor for a constante τ_M , mais rápida será a resposta dinâmica do motor e conseqüentemente, melhor será a resposta em frequência do sistema de controle de velocidade [52].

Uma das técnicas possíveis para obter-se este resultado é a utilização de motores com baixa inércia. Outra maneira é aumentar o valor das constantes A_v ou A_i com o objetivo de compensar altos valores de τ_M , mas, nem sempre isto é possível. Considerando-se o acionamento de motores que param e andam repetidamente, onde, o valor de V_{in} sofre grandes variações, aparecerá um significativo valor no sinal de erro $V_{in} - V_o$. No caso de controladores de corrente, o crescimento rápido da corrente com o objetivo de acelerar e desacelerar o rotor, resultará em alta potência dissipada

na armadura. A inclusão de circuitos de proteção de sobrecorrente é aconselhável no caso da aplicação de amplificador de corrente.

Em aplicações onde é necessário controlar a velocidade do sistema de acionamento, a opção mais adequada é a utilização de malhas de controle de tensão[61]. A grande vantagem da aplicação deste método é que variações de momento de inércia afetam somente a constante de tempo de resposta do sistema, o que em aplicações em geral não é fator relevante. Por outro lado, esta opção de acionamento não permite o controle do torque.

Por outro lado, a utilização de malha de controle de corrente é adequada quando é necessário um controle do torque, assim, as variações de torque que aparecem no sistema devido a atritos e variações dinâmicas do momento de inércia podem ser detectadas e suprimidas. Sendo a corrente de armadura proporcional aos torques de carga, amplificadores tipo proporcional diferencial podem ser utilizados em malhas de controle de torque [14]. Uma característica favorável à aplicação de controle de torque através de malhas de controle de corrente é que este sistema tem a habilidade de manter o torque ou a força desejados. O grande problema relacionado à aplicação destas malhas é a necessidade do conhecimento preciso do momento de inércia da carga a ser acionada.

A partir da avaliação dos dados até aqui apresentados, constata-se que o controle de motores de corrente contínua através de malhas de realimentação, é influenciado significativamente por distúrbios de torque aplicados ao eixo do motor através da variações de inércia de carga e pela alteração dos parâmetros internos deste motor, o que sugere a aplicação de uma estratégia de controle 'robusta' capaz de suprimir estas influências. Uma das principais limitações das malhas de controle aqui analisadas consiste em não permitir a inclusão da variação de parâmetros internos ou externos, bem como, não terem a capacidade de estimar os distúrbios de torque e suprimi-los, exigindo das malhas de controle, esforço de controle na tentativa de suprimir o efeito destes distúrbios.

Capítulo 3

O robô móvel Ariel

3.1 Introdução

O *Ariel* é um robô móvel de pequeno porte destinado ao transporte de peças em ambiente fabril. Este robô está sendo desenvolvido no Laboratório de Automação e Sistemas (Mecatroônica) da EPUSP. O controle das trajetórias que devem ser seguidas pelo *Ariel* é realizado pelo controlador de trajetórias. Este controlador recebe as informações sobre as trajetórias a serem seguidas e compara com as informações das trajetórias executadas, fornecidas pelos sensores de posição. São então gerados sinais de erro, que tem por objetivo, a correção destas trajetórias. Estes sinais de erro são influenciados por irregularidades do solo, variações de carga transportada, alterações dos parâmetros físicos do sistema utilizados no modelamento do robô e são denominados distúrbios de torque, os quais exigem do controlador de trajetórias, esforços de controle para minimizar seus efeitos sobre as trajetórias.

3.2 Descrição do robô

A estrutura do *Ariel* pode ser representada por um triciclo com duas rodas traseiras acionadas por dois motores independentes equipados com tacogerador, e uma roda dianteira livre. As rodas traseiras têm como função a tração do robô e também são responsáveis pelo sentido de movimentação do robô, através dos comandos gerados pelo controlador de trajetórias.

A bordo do robô estão instalados os equipamentos eletrônicos encarregados do controle dos movimentos do *Ariel*. Estes equipamentos compreendem os amplificadores dos motores de tração, os acionamentos dos motores da esteira de transporte de cargas, além do microcomputador que tem por funções as atividades de controle de tarefas, bem como a interface com o usuário, através de teclado, monitor de vídeo

e armazenamento de dados em disquete.

Estão instaladas na placa do microcomputador as seguintes interfaces:

- **A placa de interface analógica-digital** que tem por função a transformação do sinal analógico fornecido pelos tacogeradores em sinal digital, adequado ao processamento das informações de velocidade dos motores pelo microcomputador.
- **A placa de interface digital-analógica** que tem como função a geração do sinal analógico de controle dos amplificadores *PWM* que acionam os motores de tração, a partir de dados digitais processados pelo controlador de trajetórias no microcomputador.
- **As placas de entradas e saídas digitais** que são encarregadas de entregar ao microcomputador de controle de trajetórias os dados relativos as medidas realizadas pelos "encoders", bem como fornecer aos circuitos de acionamento da esteira, os sinais lógicos relativos a sua movimentação, além de conhecer a posição da mesma através de chaves de fim de curso.

A implementação inicial do robô móvel *Ariel* utilizava os tacogeradores dos motores para as medidas de velocidade, e conseqüentemente aceleração e posição. A partir de constatações experimentais, pode-se observar que estas medidas eram válidas somente quando o robô executava trajetórias bem comportadas, ou seja, quando as rodas do *Ariel* não derrapam nem patinam. Para contornar este problema, foram implementados no robô dois "encoders" montados próximos às duas rodas traseiras, que são acionados por rodas do mesmo tamanho que as utilizadas pelo robô, permitindo assim uma medição mais fiel da velocidade e da posição do veículo.

A utilização do computador embarcado permite ainda a troca de informações entre o *Ariel* e outro computador, denominado de estação fixa. Nesta estação são executados os mesmos programas destinados ao planejamento de tarefas que rodam no computador embarcado, e as instruções de comando podem ser enviadas desta estação ao robô, bem como, podem ser recebidos pacotes de dados relativos às instruções e trajetórias executadas pelo robô.

Características do robô móvel *Ariel*:

- Comprimento : 1100 *mm*.
- Largura : 760 *mm*.
- Altura : 800 *mm*.
- Peso sem carga, sem esteira e com baterias: 110 *kg*.

- Carga máxima permitida : 60 *kg*.
- Distância entre as rodas traseiras : 730 *mm*.
- Raio das rodas traseiras : 75 *mm*.
- Velocidade nominal do veículo : 0.5 *m/s*.
- Velocidade máxima do veículo : 0.82 *m/s*.

Características da esteira de transporte de materiais:

- Esteira com três graus de liberdade.
- Acionamento : motores de passo.
- Peso do conjunto : 58 *kg*.
- Velocidade de avanço : 80 *mm/s*.
- Dimensões da superfície de transporte : 430x640 *mm*.
- Resolução do movimento de translação : 0.2 *mm*.
- Resolução do deslocamento do conjunto : 0.1 *mm*.
- Resolução do movimento circular : 0.15 *graus*.

A energia utilizada pelo *Ariel* é fornecida por duas baterias automotivas que fornecem um total de $24V_{cc}$. Estas baterias alimentam os amplificadores que controlam os motores de tração, os motores de movimentação da esteira e a fonte chaveada que alimenta os circuitos eletrônicos embarcados.

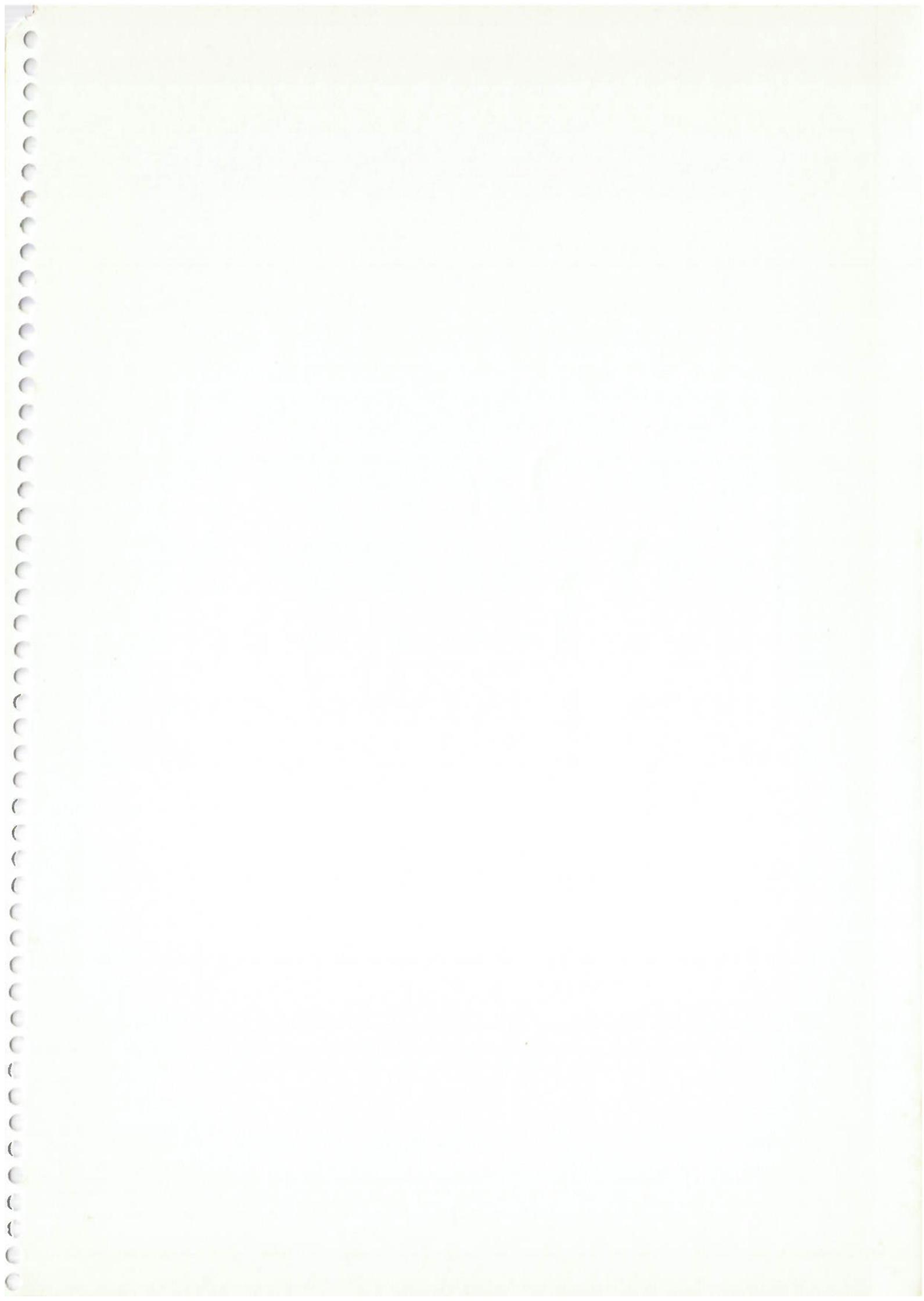
A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos do *Ariel*, onde são indicados os circuitos que o compõe, suas interfaces, atuadores e sensores.

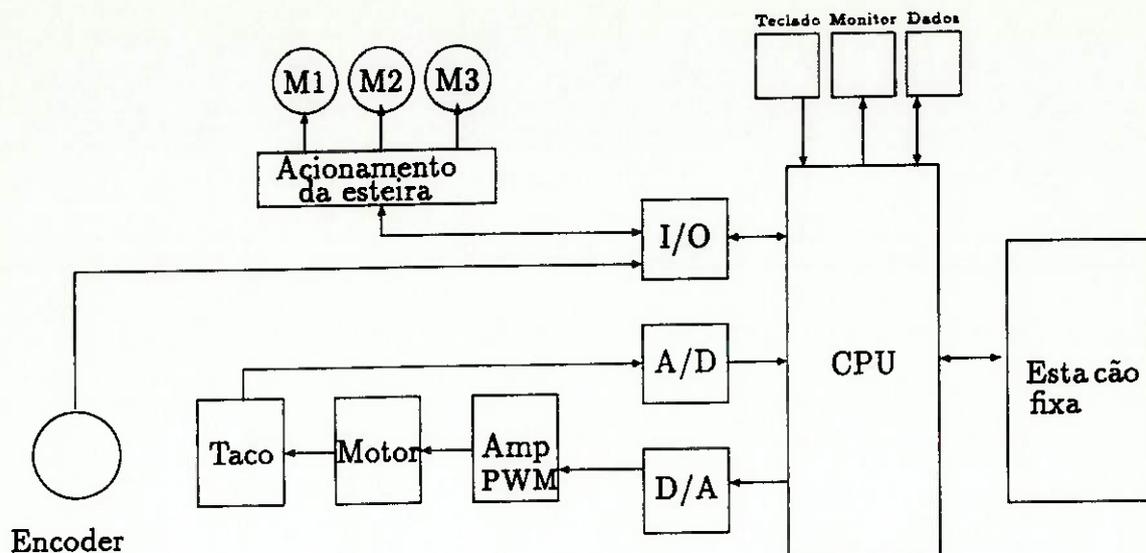
3.3 Os motores de tração e seu acionamento

A tração do *Ariel* é realizada por motores de corrente contínua tipo EJ 056¹, e suas características são indicadas a seguir:

- Tensão de alimentação: 24 V_{cc} .

¹Motores produzidos pela Supertorq Ltda.



Figura 3.1: Diagrama de blocos do *Ariel*

- Torque máximo : 0.75 Nm .
- Rotação máxima : 3000 rpm .
- Constante de torque nominal (k_{tn}) : $5.18 \times 10^{-2} \text{ Nm/A}$,
- Constante nominal de inércia (J_n) : $1.012 \times 10^{-3} \text{ Nm s}^2$.
- Constante de força contra-eletromotriz (k_e) : $7.89 \times 10^{-2} \text{ V/rads}^{-1}$.
- Resistência elétrica de armadura (R_a) : $0.16 \text{ } \Omega$.
- Indutância do rotor : $260 \text{ } \mu\text{H}$.
- Constante do tacogerador : $2 \times 10^{-2} \text{ V/rpm}$.

O motor é conectado mecanicamente a um redutor de engrenagens cuja constante de redução é 27:1. Este redutor tem por função a adequação da velocidade e torque do motor com as necessidades do *Ariel*.

O acionamento dos motores de tração é realizado através de amplificadores *PWM*, escolhidos a partir das características analisadas no Capítulo anterior. Os critérios mais relevantes foram a eficiência do sistema de acionamento, devido a utilização de baterias para a sua alimentação, o que levou a escolha do amplificador *PWM* e a configuração em ponte *H* que facilita o acionamento do motor nos quatro quadrantes e dispensa a utilização de fonte de alimentação simétrica.

O esquema simplificado do amplificador utilizado está representado na figura 3.2, onde o controlador *PWM* indicado é constituído de circuitos geradores de onda

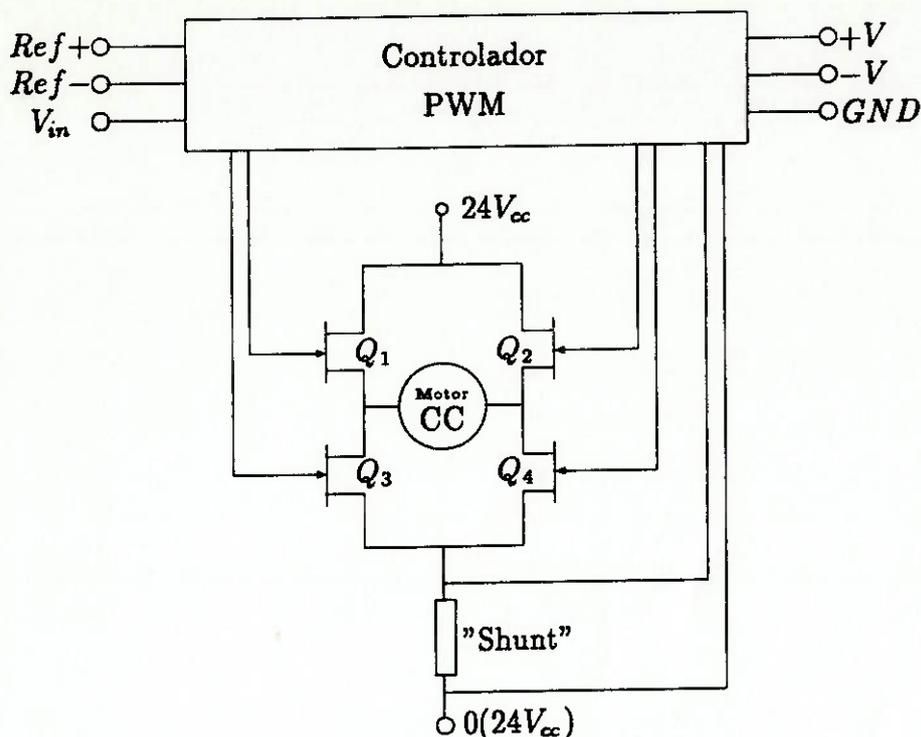


Figura 3.2: Diagrama do amplificador *PWM*

triangular, comparador, atuador de sobrecorrente e condicionador de sinal de controle dos transistores de potência. Estas funções são executadas pelo CI UC3637². O controlador *PWM* conta ainda com um circuito de atraso de chaveamento quando o motor tem seu sentido de rotação invertido. Este atraso foi incluído com o objetivo de proteger os transistores de potência de eventuais conduções simultâneas [60].

O circuito de potência do acionamento do motor é implementado através de quatro transistores *MOSFETS*, indicados no diagrama da figura 3.2 por Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 . Estes transistores são comandados por circuitos de chaveamento isolados galvanicamente através de transformadores de pulso, o que possibilita a separação elétrica das fontes de alimentação do controlador *PWM* do sistema de potência. No sistema de potência está montado também, um sensor de corrente tipo "shunt" que fornece o sinal utilizado na monitoração da corrente do motor, com a finalidade de proteção de sobrecorrente.

A tensão de comando dos motores é injetada no acionamento a partir da entrada V_{in} , vinda dos conversores digital/análogos que fornecem sinais de -5 Volts a +5 Volts. Quando a tensão V_{in} for igual a 0 Volts, o motor está parado. A medida que este valor aumenta no sentido positivo, são ativados os transistores Q_1 e Q_4 , e a velocidade do motor cresce proporcionalmente em uma direção. Por outro lado, se a tensão de entrada V_{in} for aumentada no sentido negativo, a velocidade do mo-

²Componente produzido pela Unitrode Corporation.

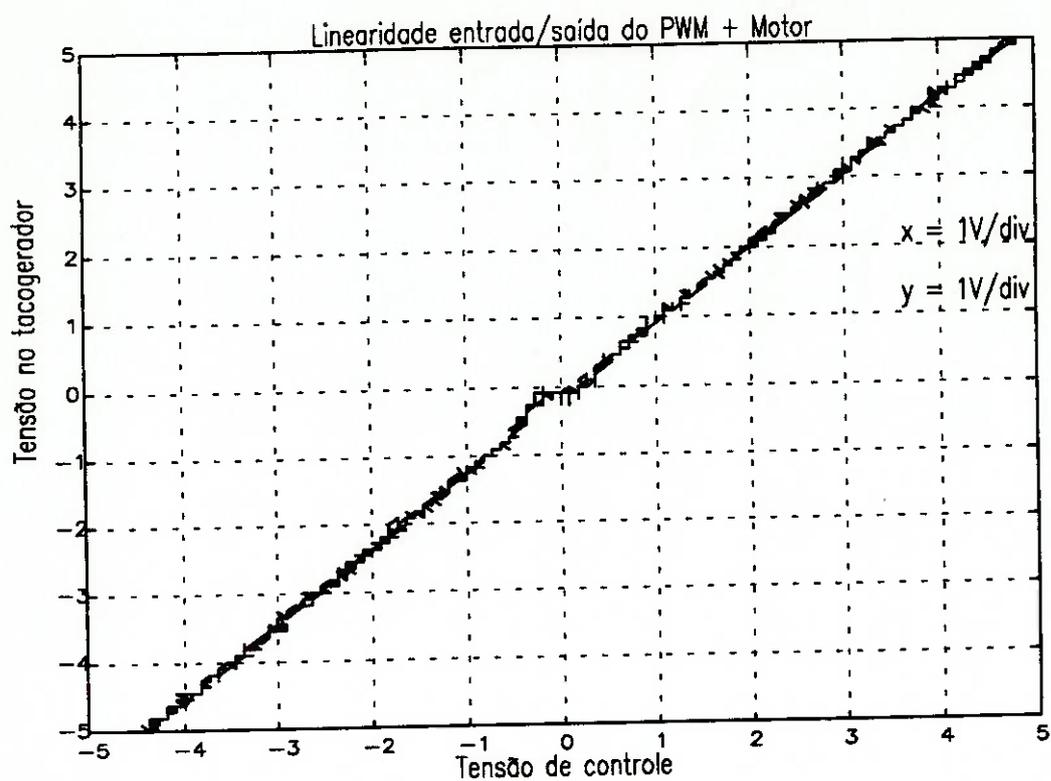


Figura 3.3: Linearidade entrada x saída do amplificador *PWM*

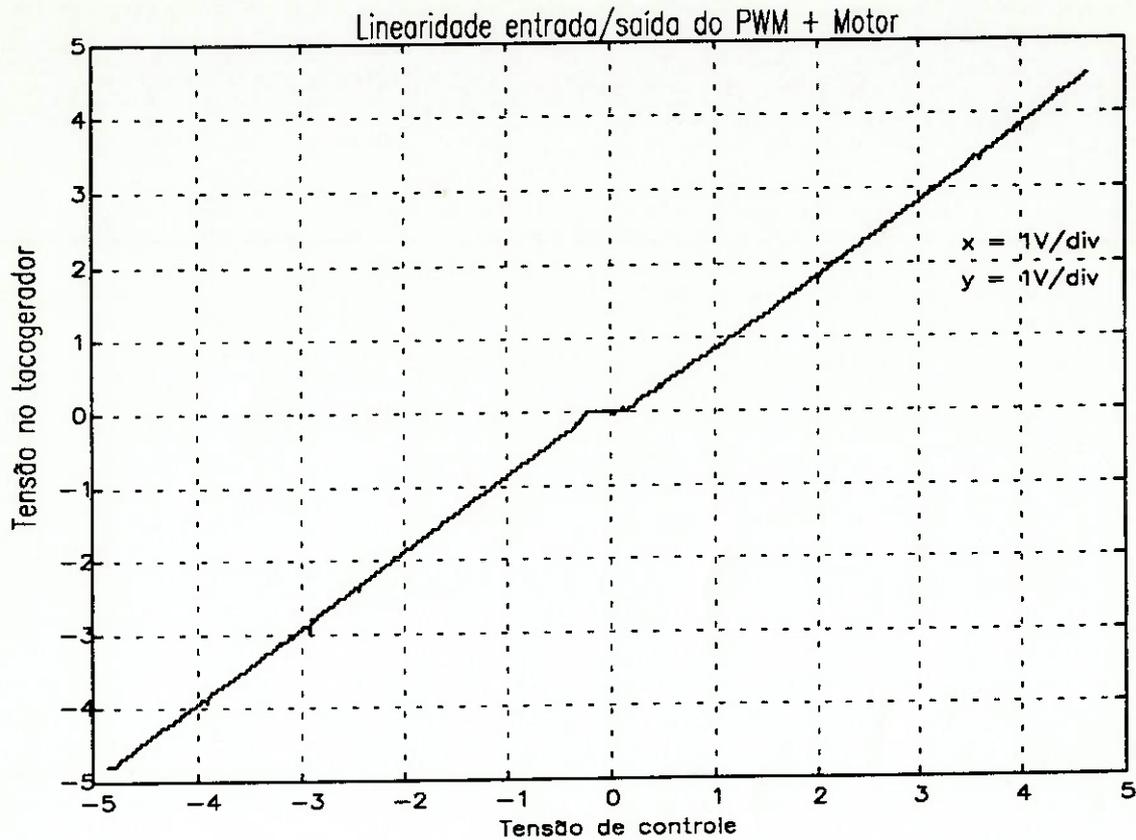


Figura 3.4: Linearidade entrada x saída do amplificador *PWM* modificado

tor também crescerá proporcionalmente, mas em sentido inverso e controlado pelos transistores Q_2 e Q_3 .

As tensões de referência aplicadas aos pontos indicados na figura 3.2 por $Ref+$ e $Ref-$ determinam a linearidade entre a tensão de entrada do amplificador *PWM* e a tensão de saída medida no tacogerador, a qual traduz a velocidade do motor. Com o objetivo de avaliar esta linearidade, foram coletados alguns dados experimentais, os quais deram origem ao gráfico apresentado na figura 3.3.

Observando o resultado da figura 3.3, pode-se concluir que o sistema apresenta boa linearidade de resposta entre a tensão de comando do motor e sua velocidade. Por outro lado, a aplicação prática do amplificador com a resposta indicada pela figura 3.3 no *Ariel* mostrou-se inviável, devido a sua sensibilidade frente as variações de tensão de "off-set" dos conversores Digital-Analógicos que fornecem a tensão de comando, provocando pequenos movimentos indesejados dos motores quando os mesmos deveriam estar parados. Com o objetivo de contornar este problema, foram alterados os valores das tensões de referência $Ref+$ e $Ref-$, tornando o amplificador insensível à tensões compreendidas no intervalo entre -0.7 Volts e +0.7 Volts. A resposta do amplificador, para este caso, está representada pela figura 3.4. Pode-se observar uma região morta de resposta enquanto o sinal de entrada varia

dentro do intervalo de tensão anteriormente especificado.

Com o objetivo de analisar o comportamento dos motores de acionamento, foram criadas duas diferentes situações de ensaio. A primeira compreende o motor rodando livremente sem carga no eixo, e controlado a partir de um sinal de comando representado por um degrau de velocidade. A outra situação de ensaio é a conexão do eixo do motor ao redutor de velocidade, o qual representa uma carga de $0.2Nm$. Os resultados dos ensaios podem ser observados nas Figs. 3.5 e 3.6. Com o objetivo de facilitar a representação, foram indicados nos gráficos, valores de velocidade em volts, os quais normalizam tanto os valores de comando de entrada como o valor de saída fornecido pelo tacogerador, de -60 a $+60$ volts no intervalo de -5 a $+5$ volts, adequado ao processamento da velocidade pelos circuitos de controle. A velocidade máxima utilizada nos ensaios é $1m/s$.

Nas Figs. 3.5 e 3.6, as curvas indicadas pelo índice 1, representam os sinais de comando do motor, enquanto as curvas indicadas pelo índice 2, representam as respostas do motor.

A partir do resultados apresentados na figura 3.5, pode-se concluir que a constante de tempo mecânica do motor é de aproximadamente 0.2 segundos para as velocidades ensaiadas.

Os resultados apresentados na figura 3.6 mostram a resposta do mesmo motor ensaiado anteriormente, mas com carga no eixo, representada pelo redutor. Para este caso, a constante de tempo mecânica do sistema fica em aproximadamente 0.4 segundos para as velocidades ensaiadas, que representam os limites mínimo e máximo de operação do robô.

Para avaliar o comportamento da corrente em relação a velocidade, foram coletados alguns dados que deram origem ao gráfico apresentado na figura 3.7. A curva indicada pelo índice 1 representa a velocidade variando em função da variação da tensão de comando de $-5V$ até $+5V$. A curva indicada pelo índice 2 mostra o comportamento da corrente em função da velocidade. Pode-se notar na região central, ou seja, próximo a velocidade zero, um salto de corrente. Esta variação está relacionada com a passagem da velocidade pela região morta, devido a não linearidade introduzida no amplificador [59]. Outra razão é a quantidade de corrente necessária para vencer as forças de atrito.

3.4 Modelagem e controle do Ariel

Para realizar o controle das trajetórias do robô, foram implementadas algumas rotinas de "software" que são executadas pelo controlador de trajetórias no computador embarcado, e estas rotinas utilizam as equações derivadas da modelagem a seguir, que tem como base as "*relações cinemáticas e dinâmicas em um referencial fixo*" [4,

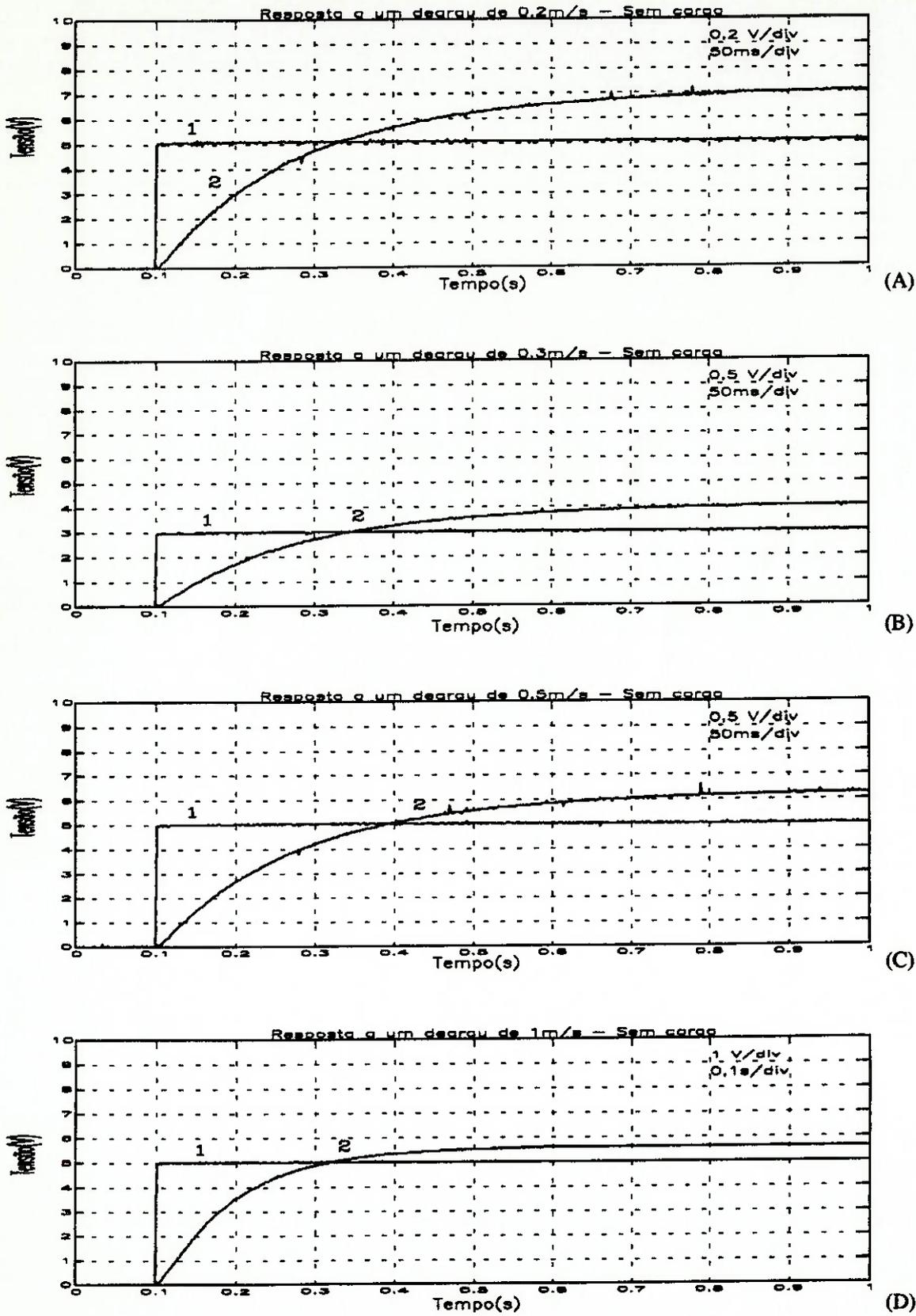


Figura 3.5: Resposta do motor de acionamento sem carga

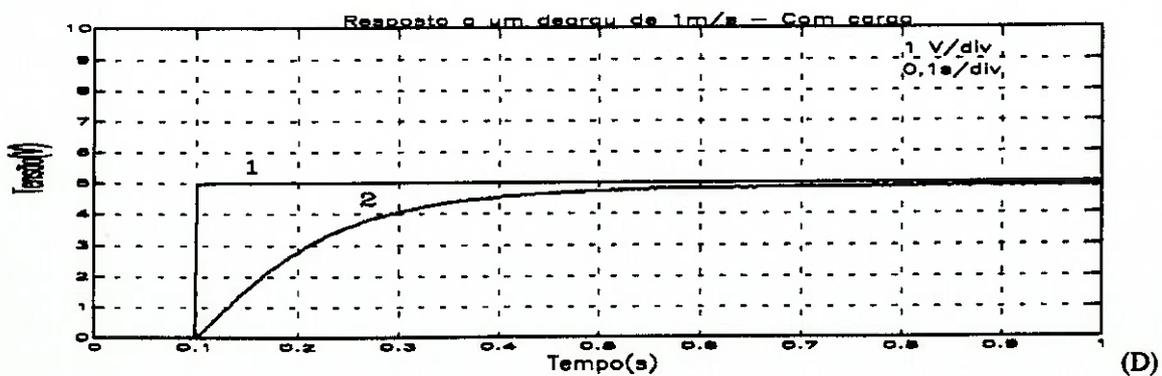
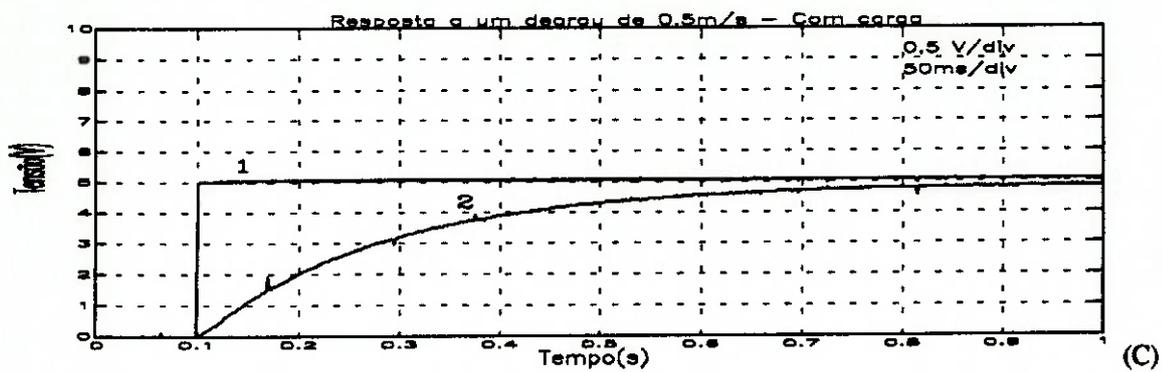
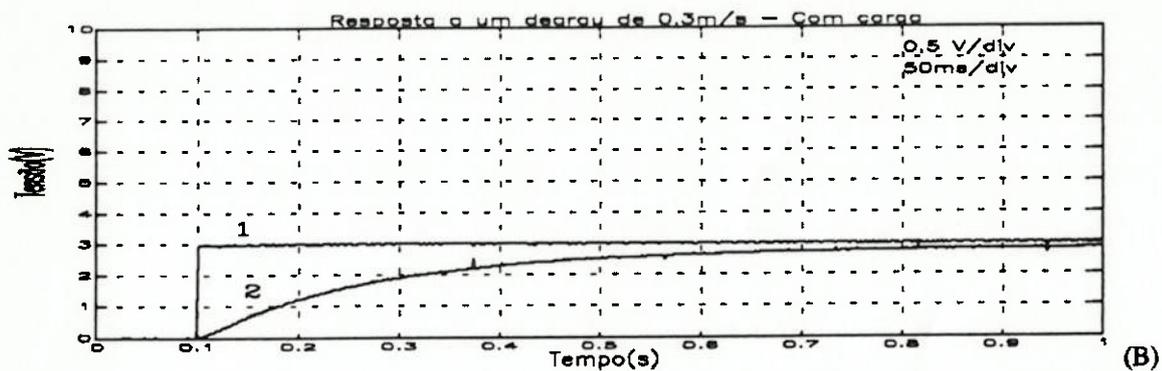
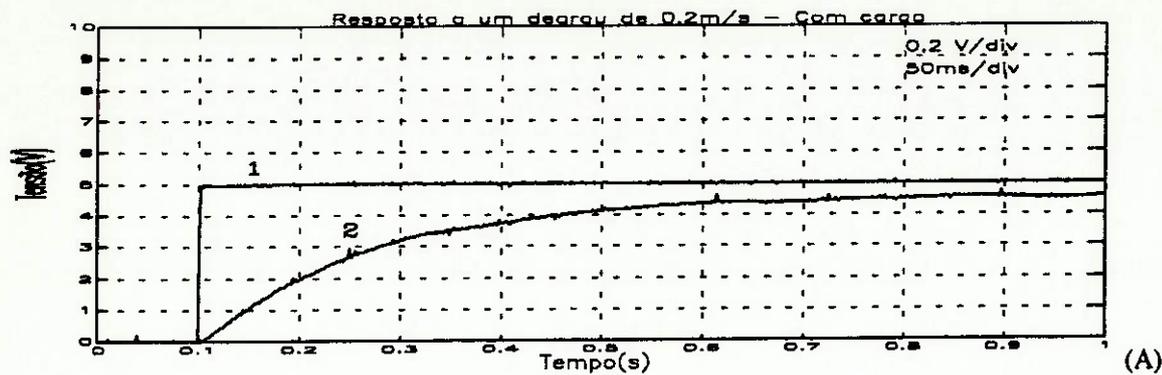


Figura 3.6: Resposta do motor de acionamento com carga

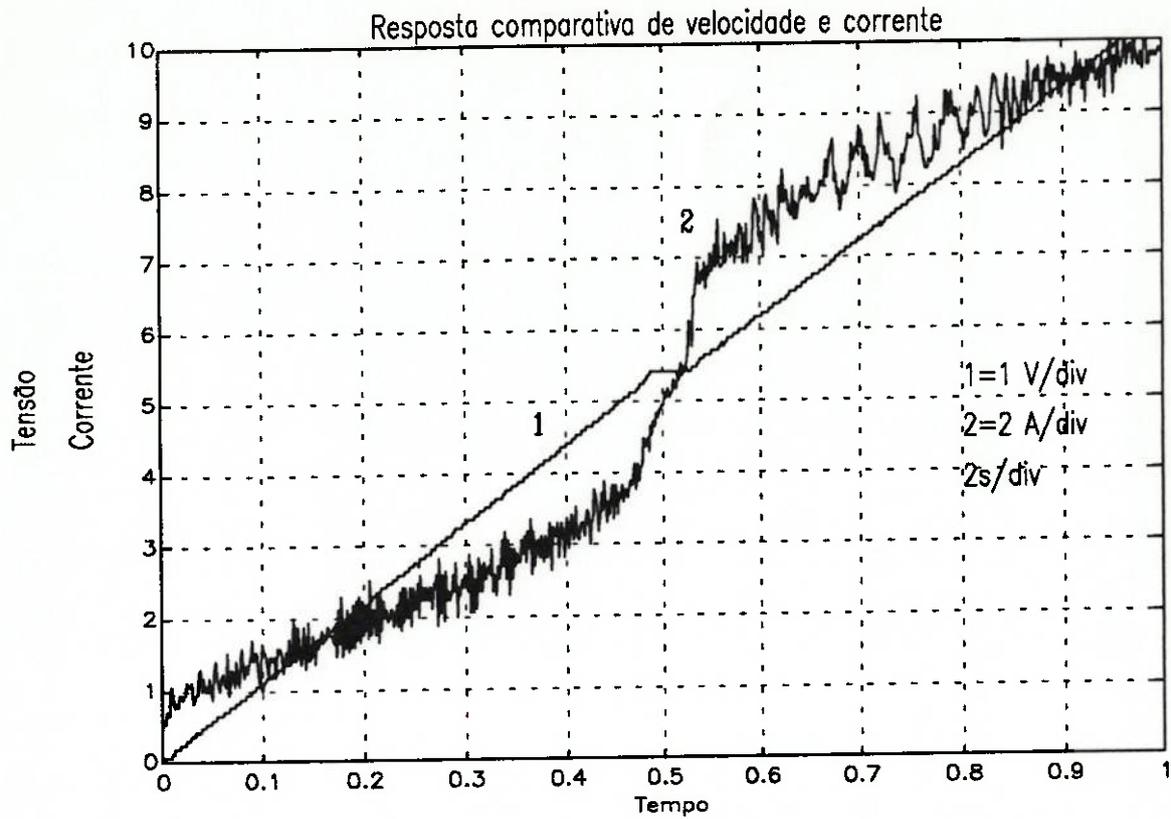


Figura 3.7: Resposta comparativa da velocidade e da corrente do motor

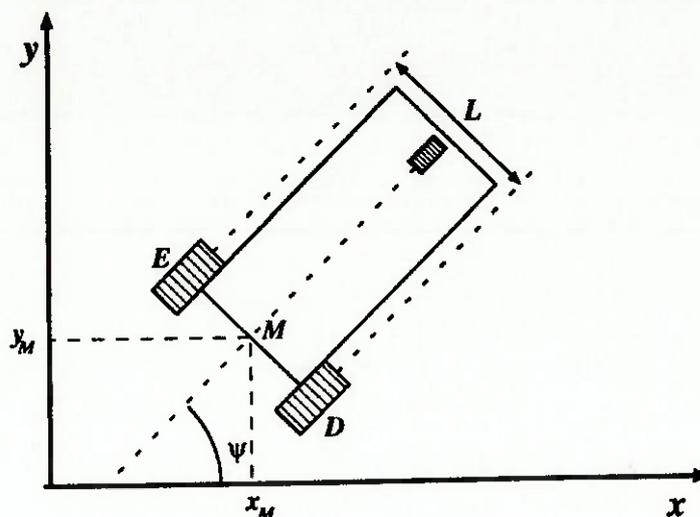


Figura 3.8: Estrutura utilizada na modelagem

p.34]. Este modelo foi exaustivamente comentado e testado no trabalho indicado na bibliografia e foi utilizado como ferramenta auxiliar no presente trabalho. Para realizar esta modelagem, supõe-se a estrutura apresentada na figura 3.8.

Na figura 3.8, as rodas de acionamento direita e esquerda estão indicadas pelos índices D e E . Associadas às rodas, estão as suas velocidades angulares que serão indicadas por ω_d e ω_e . A distância entre as rodas de acionamento está indicada por L . Sendo R_A o raio das rodas de tração, pode-se indicar a velocidade dos pontos D e E , dados por:

$$v_d = \omega_d R_A, \quad (3.1)$$

$$v_e = \omega_e R_A. \quad (3.2)$$

Os caminhos determinados pelo controlador de trajetórias são os percorridos pelo ponto M , ao qual está associada a velocidade v . A escolha do ponto M , que é o ponto médio colinear das rodas de tração, ao invés do baricentro do robô, deve-se ao fato de que sua velocidade não sofrerá influência da velocidade angular do veículo, resultando em equações cinemáticas mais simplificadas.

As expressões do módulo da velocidade dos pontos D e E , em relação ao ponto M , são apresentadas a seguir:

$$v_d = \left(v + \frac{L}{2} \dot{\psi} \right), \quad (3.3)$$

$$v_e = \left(v - \frac{L}{2} \dot{\psi} \right). \quad (3.4)$$

Nas equações 3.3 e 3.4, $\dot{\psi}$ representa a velocidade angular do robô. Destas equações, pode-se tirar :

$$\dot{\psi} = \left(\frac{v_d - v_e}{L} \right), \quad (3.5)$$

$$v = \left(\frac{v_d - v_e}{2} \right). \quad (3.6)$$

Sendo x_M o valor da abscissa do ponto M e y_M a ordenada deste ponto, temos que :

$$\dot{x}_M = v \cos \psi, \quad (3.7)$$

$$\dot{y}_M = v \sin \psi. \quad (3.8)$$

A partir das equações anteriormente enunciadas, e utilizando-se o modelo dos motores, é possível a obtenção do modelo da dinâmica do robô [53]. Considerando os dois motores de acionamento idênticos, bem como seus sistemas de redução, será desenvolvida a modelagem de um motor apenas. Os elementos dinâmicos relevantes do motor são equacionados a seguir:

$$V_{arm} - E_g = i_R R_a, \quad (3.9)$$

$$E_g = k_e k_{RED} \omega_r, \quad (3.10)$$

$$T_r = k_t i_R, \quad (3.11)$$

onde:

V_{arm}	=	Tensão de entrada do motor[V],
E_g	=	Tensão contra-eletromotriz[V],
i_R	=	Corrente de armadura do motor[A],
R_a	=	Resistência de armadura[Ω],
k_e	=	Constante de tensão contra-eletromotriz[V.s/rad],
k_{RED}	=	Constante do redutor mecânica,
ω_r	=	Velocidade angular da roda[rad/s],
T_r	=	Torque fornecido pelo motor[Nm],
k_t	=	Constante de torque do motor[Nm/A].

Reescrevendo as equações anteriores, obtemos a equação 3.12 apresentada a seguir:

$$T_r = \left(\frac{k_t}{R_a} \right) V_r - \left(\frac{k_t k_e k_{RED}}{R_a R_A} \right) v_r, \quad (3.12)$$

onde:

$$\begin{aligned} R_A &= \text{Raio da roda[m]}, \\ v_r &= \text{Velocidade da roda[m/s]}. \end{aligned}$$

O torque resultante do motor vale:

$$T_r = T_m + T_c, \quad (3.13)$$

onde:

$$\begin{aligned} T_m &= \text{Torque gasto pelo motor[Nm]}, \\ T_c &= \text{Torque exigido pela carga[Nm]}. \end{aligned}$$

O torque gasto pelo motor é dado por:

$$T_m = \left(\frac{J_n k_{RED}}{R_A} \right) \dot{v}_r + \left(\frac{D_n k_{RED}}{R_A} \right) v_r, \quad (3.14)$$

onde:

J_n = Momento de inércia nominal do motor [Nms^2],
 D_n = coeficiente de perdas por atrito no motor e no redutor [Ns].

A partir das equações 3.12, 3.13 e 3.14, obtemos a relação dada a seguir:

$$T_c = \left(\frac{k_t}{R_a} \right) V_r - \left(\frac{k_t k_e k_{RED}}{R_a R_A} \right) v_r - \left(\frac{J_n k_{RED}}{R_A} \right) \dot{v}_r - \left(\frac{D_n k_{RED}}{R_A} \right) v_r. \quad (3.15)$$

Esta expressão relaciona a variável de comando de velocidade do motor (V_r), sua velocidade (v_r), aceleração (\dot{v}_r) e o torque exigido pela carga (T_c). Relacionando a equação 3.15 com cada uma das rodas e considerando-se ainda a relação entre T_c e a força aplicada a cada roda, F_d e F_e , temos:

$$F_d = \frac{k_{RED}}{R_A} \left(\left(\frac{k_t}{R_a} \right) V_d - \left(\frac{k_t k_e k_{RED}}{R_a R_A} \right) v_d - \left(\frac{J_n k_{RED}}{R_A} \right) \dot{v}_d - \left(\frac{D_n k_{RED}}{R_A} \right) v_d \right), \quad (3.16)$$

$$F_e = \frac{k_{RED}}{R_A} \left(\left(\frac{k_t}{R_a} \right) V_e - \left(\frac{k_t k_e k_{RED}}{R_a R_A} \right) v_e - \left(\frac{J_n k_{RED}}{R_A} \right) \dot{v}_e - \left(\frac{D_n k_{RED}}{R_A} \right) v_e \right). \quad (3.17)$$

O diagrama da figura 3.9 apresenta as forças que atuam no robô, considerando um referencial indicado nesta figura por i e j . O equacionamento a seguir, considera este sistema de coordenadas com origem no centro de massa indicado pelo ponto G . Com o objetivo de avaliar as forças que atuam no robô, foram equacionados os teoremas do movimento do baricentro e do momento angular.

- Teorema do movimento do baricentro

$$F_d + F_e = m_A \left(\dot{v} - \frac{b_A}{2} \dot{\psi}^2 \right), \quad (3.18)$$

$$N_d + N_e = m_A \left(v \dot{\psi} + \frac{b_A}{2} \ddot{\psi} \right), \quad (3.19)$$

onde:

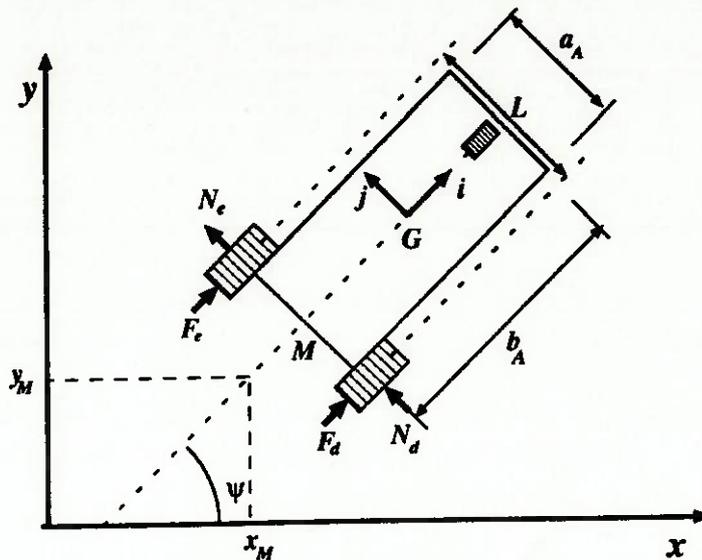


Figura 3.9: Forças atuantes no Ariel

- b_A = Comprimento do Ariel[m],
- m_A = Massa do Ariel[kg],
- N_d = Forças de atrito na roda direita[N],
- N_e = Forças de atrito na roda esquerda[N].

• Teorema do momento angular

$$\frac{L}{2}F_d - \frac{L}{2}F_e - (N_d + N_e)\frac{b_A}{2} = J_A\ddot{\psi}, \quad (3.20)$$

onde J_A é o momento de inércia do robô em relação a um eixo perpendicular ao seu plano de movimento e que passa pelo baricentro do robô.

O valor de J_A é obtido a partir de :

$$J_A = m_A \left(\frac{a_A^2 + b_A^2}{12} \right), \quad (3.21)$$

onde:

- a_A = Largura do Ariel[m],
- b_A = comprimento do Ariel[m].

Substituindo-se o valor de $N_d + N_e$ da equação 3.19 na equação 3.20, e utilizando-se as relações 3.5 e 3.6, obtém-se:

$$F_d + F_e = m_A \left(\frac{\dot{v}_d + \dot{v}_e}{2} - \frac{b_A}{2} \left(\frac{v_d - v_e}{L} \right)^2 \right), \quad (3.22)$$

e

$$F_d - F_e = \frac{b_A}{L} \left(\frac{2J_A}{b_A} \left(\frac{\dot{v}_d - \dot{v}_e}{L} \right) + m_A \left(\left(\frac{v_d + v_e}{2} \right) \left(\frac{v_d - v_e}{L} \right) + \frac{b_A}{2} \left(\frac{\dot{v}_d - \dot{v}_e}{L} \right) \right) \right). \quad (3.23)$$

Realizando-se algumas manipulações algébricas, pode-se obter expressões separadas para F_d e F_e , que são:

$$F_d = k_1 \dot{v}_d + k_2 \dot{v}_e - k_3 (v_e^2 - v_d v_e), \quad (3.24)$$

e,

$$F_e = k_1 \dot{v}_e + k_2 \dot{v}_d - k_3 (v_d^2 - v_d v_e), \quad (3.25)$$

onde:

$$k_1 = \left(\frac{m_A}{4} + \frac{J_A}{L^2} + \frac{b_A^2 m_A}{4L^2} \right), \quad (3.26)$$

$$k_2 = \left(\frac{m_A}{4} - \frac{J_A}{L^2} - \frac{b_A^2 m_A}{4L^2} \right), \quad (3.27)$$

e,

$$k_3 = \left(\frac{b_A m_A}{2L^2} \right). \quad (3.28)$$

Igualando-se as expressões 3.24 a 3.16 e 3.25 a 3.17, temos:

$$k_4 \dot{v}_d + k_2 \dot{v}_e = k_3 (v_e^2 - v_d v_e) + k_5 V_d - k_6 v_d, \quad (3.29)$$

e,

$$k_4 \dot{v}_e + k_2 \dot{v}_d = k_3 (v_d^2 - v_d v_e) + k_5 V_e - k_6 v_e, \quad (3.30)$$

onde:

$$k_4 = k_1 + \left(\frac{J_m k_{RED}^2}{R_A^2} \right), \quad (3.31)$$

$$k_5 = \left(\frac{k_t k_{RED}}{R_a R_A} \right), \quad (3.32)$$

e,

$$k_6 = \left(\frac{k_t k_e k_{RED}^2}{R_a R_A^2} \right) + \left(\frac{f_m k_{RED}^2}{R_A^2} \right). \quad (3.33)$$

As expressões acima podem ser modificadas, de forma que possam ser utilizadas pelo controlador de trajetórias, não a tensão de armadura V_d e V_e , mas sim os valores desejados de velocidade de cada roda, dados por \bar{u}_d e \bar{u}_e , que são mais fáceis de serem manipulados. A constante de conversão de tensão de comando em velocidade é $k_u = 6.1$ Vs/m e o ganho do amplificador k_{PWM} é 4.8. Assim a tensão de saída dos amplificadores pode ser reescrita como sendo:

$$V_d = k_u k_{PWM} \bar{u}_d = 29.28 \bar{u}_d, \quad (3.34)$$

e,

$$V_e = k_u k_{PWM} \bar{u}_e = 29.28 \bar{u}_e. \quad (3.35)$$

Igualando-se as expressões 3.29 e 3.30, e substituindo-se V_d e V_e pelas expressões dadas pelas equações 3.34 e 3.35, temos:

$$\begin{aligned} \dot{v}_d = & \left(\frac{1}{k_4^2 + k_2^2} \right) (k_4 k_3 (v_e^2 - v_d v_e) \\ & - (k_2 k_3 (v_d^2 - v_d v_e) + k_4 k_5 k_u k_{PWM} \bar{u}_d \\ & - k_2 k_5 k_u k_{PWM} \bar{u}_e - k_4 k_6 v_d + k_2 k_6 v_e), \end{aligned} \quad (3.36)$$

e,

$$\begin{aligned} \dot{v}_e = & \left(\frac{1}{k_4^2 + k_2^2} \right) (-k_2 k_3 (v_e^2 - v_d v_e) \\ & + (k_4 k_3 (v_d^2 - v_d v_e) - k_2 k_5 k_u k_{PWM} \bar{u}_d \\ & + k_4 k_5 k_u k_{PWM} \bar{u}_e - k_4 k_6 v_e + k_2 k_6 v_d). \end{aligned} \quad (3.37)$$

Nas equações acima, as constantes k_5 e k_6 dependem apenas de constantes fixas e podem ser reescritas numericamente através dos seguintes valores:

$$k_5 = 29.6NV^{-1}, \quad (3.38)$$

e,

$$k_6 = 1034.97Nsm^{-1}. \quad (3.39)$$

As constantes k_1 , k_2 , k_3 , k_4 e J_A dependem da massa do Ariel e de sua carga.

As trajetórias do robô são controladas a partir da técnica ATGS (Autonomous Trajectory Generating Servomechanism) exaustivamente discutida na bibliografia [4], a qual utiliza um modelo derivado do modelo anteriormente apresentado. As velocidades v_d e v_e para condições normais de operação do *Ariel*, ou seja, velocidades menores que $1m/s$ e velocidades angulares menores que $0.5 rad/s$, apresentam um comportamento que se aproxima muito de um sistema linear, dando origem a um modelo que considera os motores desacoplados, bem como desconsidera os efeitos não-lineares do sistema. Para uma condição de carga média, ou seja, $30 kg$, o modelo linearizado utilizado pelo controlador de trajetórias é representado pelas seguintes equações:

$$\dot{v}_d = \frac{0.8}{0.2}\bar{u}_d - \frac{1}{0.2}v_d, \quad (3.40)$$

e,

$$\dot{v}_e = \frac{0.8}{0.2}\bar{u}_e - \frac{1}{0.2}v_e. \quad (3.41)$$

"As constantes extraídas destas equações demonstraram ser válidas para trajetórias e cargas nominais, ou seja, sem sobrecarga e realizando trajetórias onde os raios de curvatura não sejam muito pequenos" [4, p.43].

Para a realização de ajustes finos na malha de controle do sistema, bem como a avaliação de seus resultados, foram realizados ensaios nos sistemas de acionamento do robô, de onde obteve-se os gráficos apresentados na figura 3.10. Neste ensaio, o robô foi mantido suspenso do chão, ou seja, foi avaliada a resposta apenas com a carga representada pelo sistema de redução. Assim, foram injetados nos amplificadores de acionamento dos motores, degraus de velocidade programados através de trajetórias retilíneas executadas pelo controlador de trajetórias. A resposta de velocidade foi coletada nos tacogeradores de cada motor. O resultado das duas rodas é idêntico, e por isto, é mostrado o resultado de uma única roda. As curvas indicadas

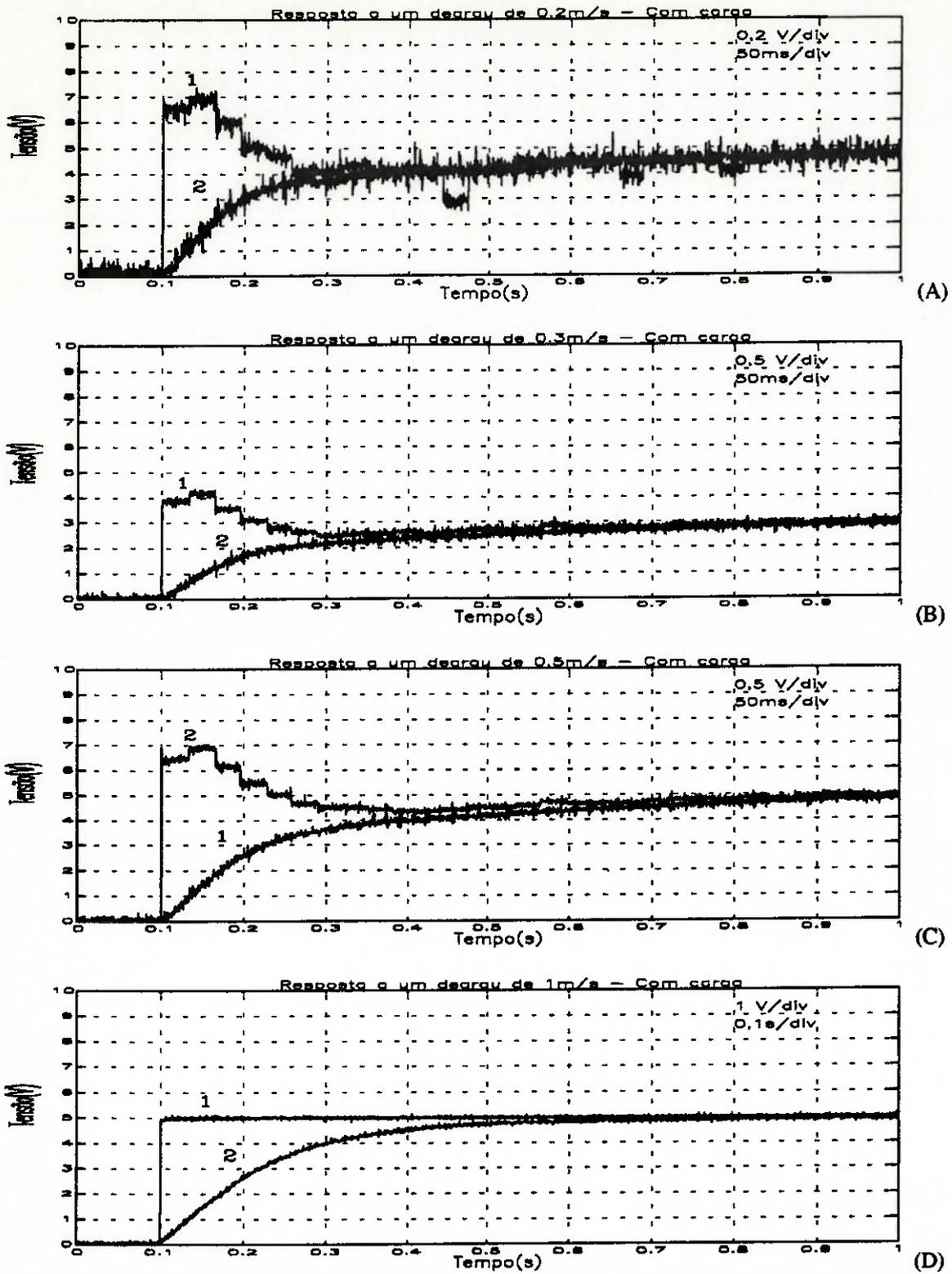


Figura 3.10: Resposta do motor de acionamento com carga

pelo índice 1 representam o sinal de comando, enquanto as curvas representadas pelo índice 2 representam a resposta de velocidade do sistema.

Pode-se notar nos resultados da figura 3.10, que para baixas velocidades, itens (A),(B),(C), a constante de tempo mecânica do sistema é de aproximadamente 0.2 segundos. Por outro lado, na condição limite de controle, onde a amplitude do degrau de velocidade é de 5 volts, ou seja, um degrau de velocidade de $1m/s$, a constante de tempo mecânica aumenta para 0.4 segundos. Isto se deve a saturação do controlador em função da condição limite de velocidade imposta ao sistema.

Foram realizados também ensaios de trajetórias com o veículo em movimento, de forma a avaliar o desempenho da malha de controle do *Ariel*. Os resultados são apresentados nas Figs. 3.11 e 3.12, onde as curvas dos gráficos indicadas pelo índice 1 representam o sinal de comando entregue aos amplificadores de acionamento, enquanto as curvas indicadas pelo índice 2, representam a resposta de velocidade coletada nos tacogeradores. Neste ensaio impõe-se a condição de velocidade máxima de $0.8m/s$, pois a necessidade de realizar pequenas curvas para correção de trajetórias, pode elevar a amplitude do sinal de comando para valores maiores que o limite + ou - 5volts, e assim são introduzidos erros nos sinais de comando dos motores devido a saturação do controlador de trajetórias. A figura 3.11 apresenta o comportamento da velocidade do veículo com carga média, representada por 30kg. Os itens (A) e (B) apresentam a resposta de velocidade do veículo frente ao sinal de comando determinado pelo controlador de trajetórias. A constante de tempo mecânica ficou em aproximadamente 0.4 segundos. No item (C) ,pode-se notar um aumento da constante de tempo mecânica, resultando em atraso na resposta do sistema. No item (D), a constante de tempo tem seu valor aumentado para 0.8 segundos e observa-se que, também ocorreu a saturação do sinal de comando, mostrando que nesta região de trabalho, torna-se difícil o controle de trajetórias, pois o controlador chega a sua condição limite em função de sinais de comando, gerados com o objetivo de vencer os distúrbios de torque, representados pelas inércias relacionadas com a carga e a velocidade utilizadas neste ensaio.

Nas curvas apresentadas pelo gráfico 3.12, pode-se observar a resposta de velocidade do robô para uma carga de 60kg, representando a carga máxima que pode ser transportada. Nesta condição, o controlador começa a apresentar dificuldades para gerar os sinais de comando, levando o sistema a oscilações indesejadas, como as apresentadas nos itens (A) e (B) da figura 3.12. Estas oscilações de velocidade refletem-se em erros de trajetórias, forçando assim, excessivamente o controlador e levando-o a uma situação de instabilidade. A constante de tempo mecânica nestas condições é de 0.8 segundos. Os itens (C) e (D) mostram o controlador de trajetórias gerando sinais praticamente saturados, resultado da tentativa de vencer os distúrbios de torque provocados pelo alto valor da carga. Nestas condições de ensaio, a constante de tempo mecânica tem seu valor aumentado para mais de um segundo. Deve-se, portanto, evitar a utilização do veículo em condições limites de velocidade e carga, pois estas comprometem o controle das trajetórias.

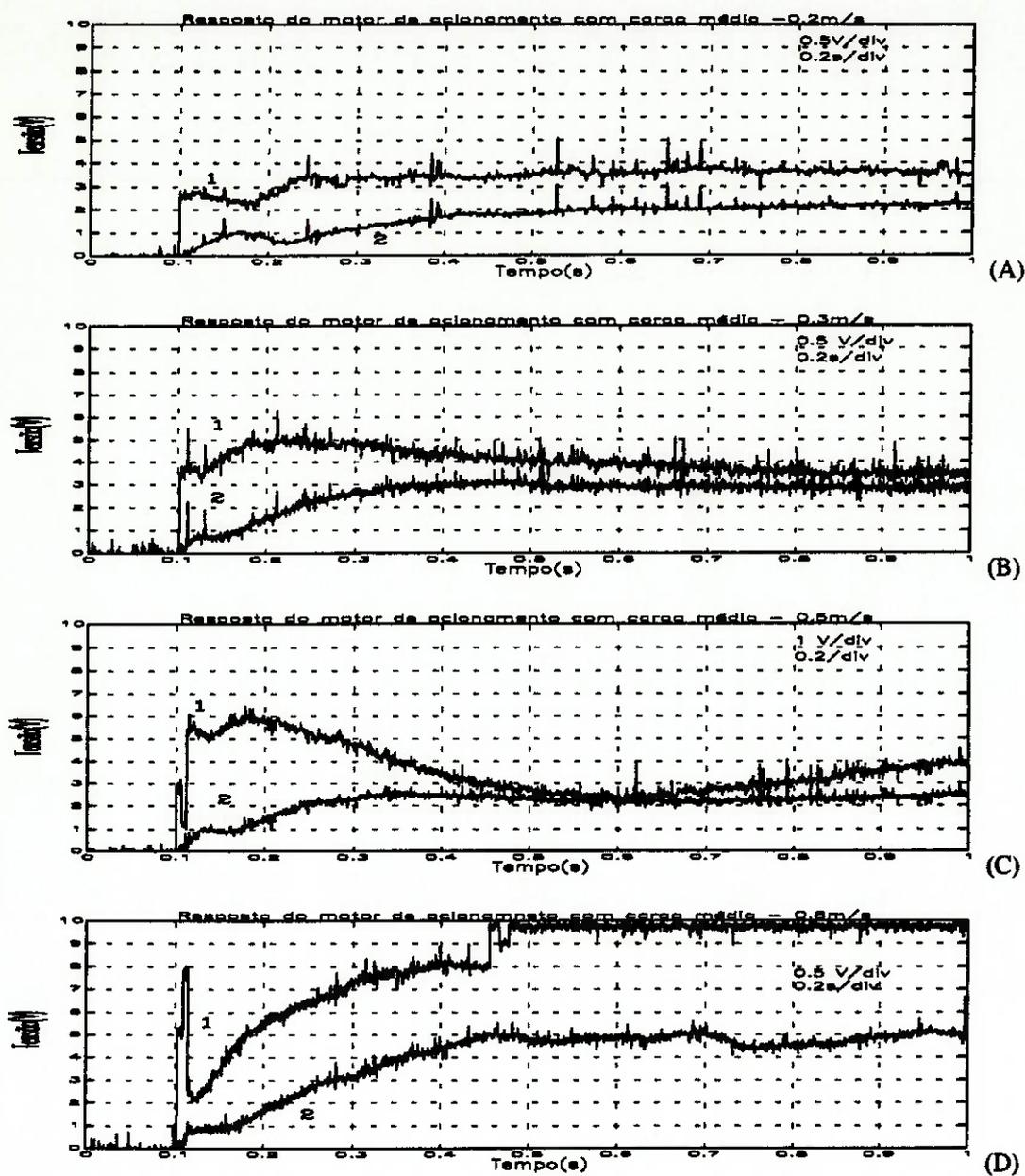


Figura 3.11: Resposta do motor do veículo com carga média

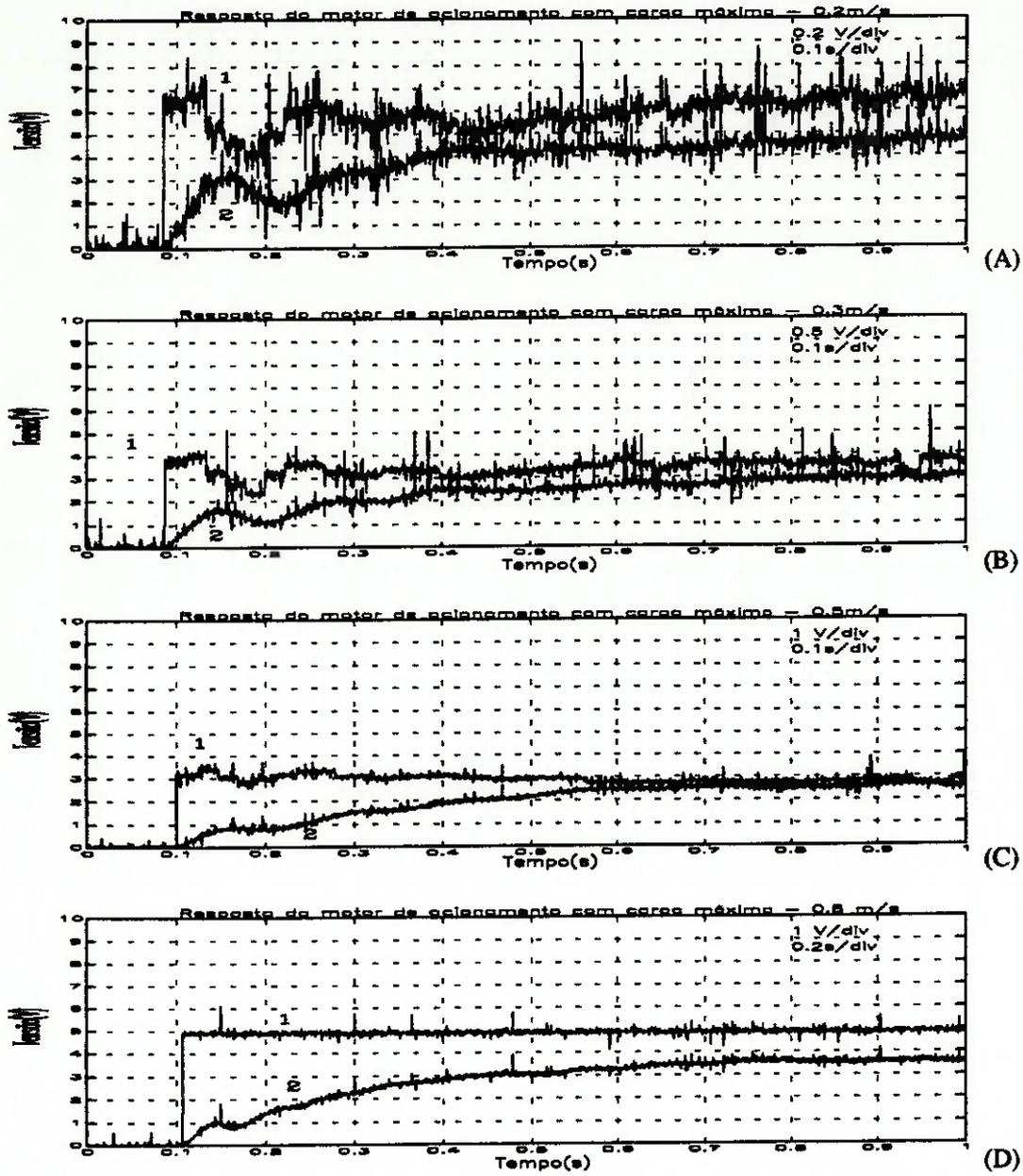


Figura 3.12: Resposta do motor do veículo com carga

Capítulo 4

O observador de distúrbios

4.1 Introdução

Os motores de corrente contínua, quando utilizados em sistemas de acionamento, podem ter seu desempenho comprometido por distúrbios de torque, que são consequências de forças externas como a força da gravidade, atritos, força de Coriolis e força centrífuga, os quais provocam alterações na dinâmica de sistemas de acionamento, resultando em erros de resposta frente aos comandos de controle [16, 36].

Por outro lado, existem na bibliografia algumas propostas de sistemas de controle robusto aplicáveis no acionamento de motores de corrente contínua [15, 30, 34, 41]. No entanto, estas técnicas exigem para sua implementação complexas atividades computacionais, que devem ser executadas por microcontroladores ou microprocessadores digitais. Como o objetivo é a obtenção de uma estrutura simples para a supressão dos distúrbios de torque, optou-se pela utilização do Observador de Distúrbios de Torque (DTO) [28].

Um sistema de acionamento de motor de corrente contínua usualmente utilizado é apresentado em blocos na figura 4.1, onde o motor é acionado por amplificador de tensão com ganho A_v . O sinal de referência para o controle de velocidade está indicado por ω^* . L_a e R_a são a indutância e a resistência de armadura do motor. k_t é a constante de torque, que varia de acordo com a posição do rotor, k_e é a constante contra-eletromotriz e J é a constante de inércia.

O sistema apresentado na figura 4.1 tem seu desempenho de aceleração limitado por utilizar um amplificador de tensão, que é influenciado pelo atraso provocado pelo pólo elétrico do motor (L_a e R_a). Por outro lado, como já visto no Capítulo dois, utilizando-se um amplificador de corrente, a influência do pólo elétrico do motor é suprimida e o sistema pode ser representado como na figura 4.2, que é uma malha de controle de corrente, com características de um sistema de primeira ordem, com

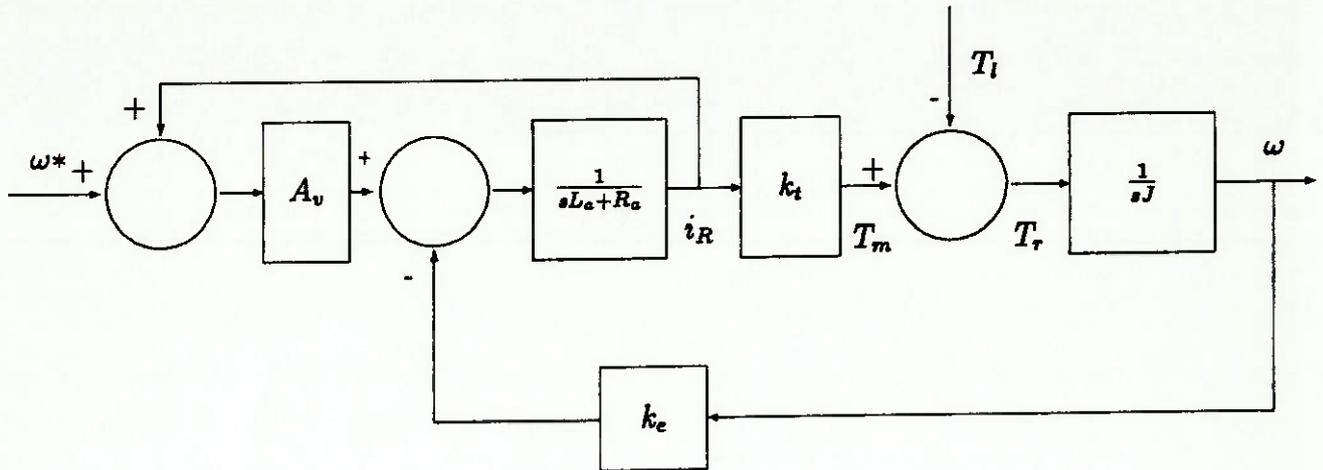


Figura 4.1: Sistema de acionamento de um motor de corrente contínua

constante de tempo T_i , a qual representa os atrasos de resposta do amplificador de acionamento [7, 43].

Na figura 4.2, T_m indica o torque gerado pelo motor, e é obtido pelo produto de i_R e k_t . i^* é a corrente de comando do motor. J é a constante de inércia do motor e pode variar em função da posição do rotor, resultando em vibrações do motor quando o mesmo está sendo acelerado ou desacelerado. T_{ext} é o torque de reação e representa os torques de carga que são impostos ao sistema [50]. As forças de atrito são representadas pelas constantes F e D_n , que são o torque de atrito de Coulomb e o coeficiente de amortecimento viscoso, respectivamente. Os distúrbios de torque são então definidos como, a soma de T_{ext} , F e D_n . A supressão dos distúrbios pode então ser obtida através da implementação de um observador 'robusto', ou seja, um observador capaz de tornar a resposta de velocidade do sistema insensível aos distúrbios externos e internos bem como insensível a variações dos parâmetros do sistema de acionamento [8, 12, 29, 45].

4.2 Observador 'robusto'

A implementação do Observador de Distúrbios de Torque (DTO), toma como base, a utilização do acionamento do motor de corrente contínua através de amplificador de corrente. Da representação da figura 4.2, pode-se obter as equações dinâmicas do sistema, apresentadas a seguir:

$$sJ\omega = T_m - T_l, \quad (4.1)$$

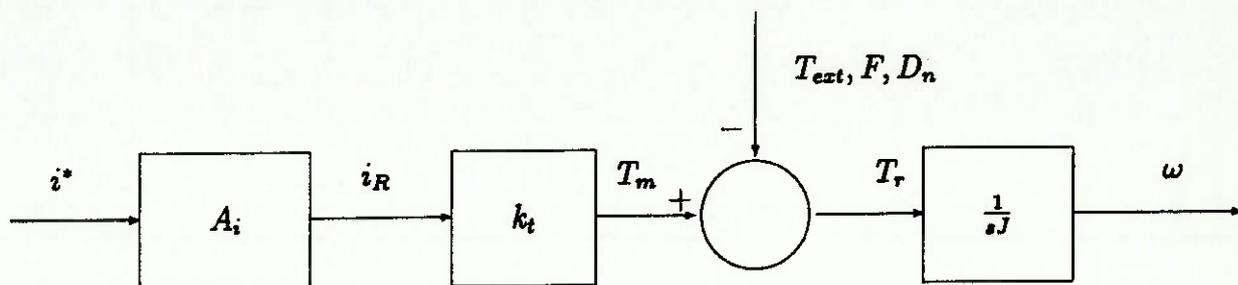


Figura 4.2: Malha de corrente

onde:

$$T_l = T_{ext} + F + D_n . \quad (4.2)$$

Para realizar o cálculo da dinâmica do sistema, deve-se indicar as variações de inércia e do coeficiente de torque, representados pela equações 4.3 e 4.4:

$$J = J_n + (J - J_n) = J_n + \Delta J , \quad (4.3)$$

e,

$$k_t = k_{tn} + (k_t - k_{tn}) = k_{tn} + \Delta k_t . \quad (4.4)$$

Nas equações 4.3 e 4.4, J_n representa a constante de inércia nominal e k_{tn} representa a constante de torque nominal do motor. Substituindo-se as equações 4.3 e 4.4 na equação 4.2, obtém-se a equação 4.5.

$$sJ_n\omega = k_{tn}i_R - (T_l + s\Delta J\omega - \Delta k_t i_R) . \quad (4.5)$$

A partir da equação 4.5, pode-se redefinir os distúrbios de torque, resultando na equação 4.6, que inclui os efeitos não lineares do torque de carga.

$$T_{dis} = T_{ext} + D_\omega + F + s\Delta J\omega - \Delta k_t i_R , \quad (4.6)$$

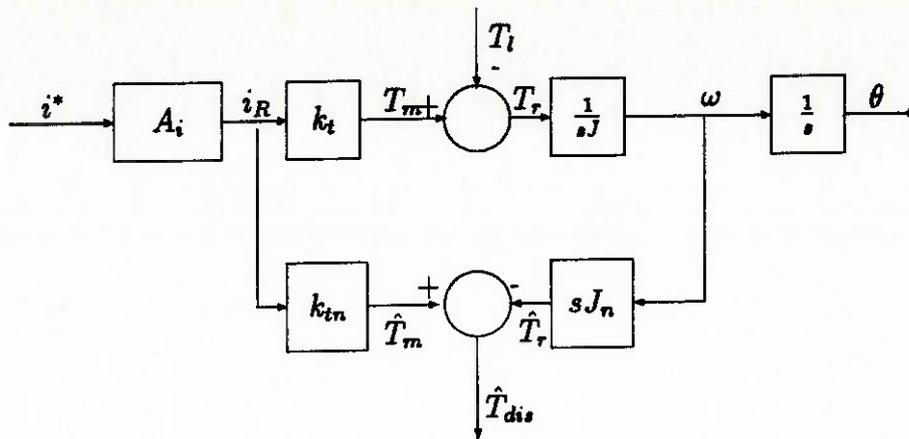


Figura 4.3: Observador baseado no sinal de aceleração

$$T_{dis} = T_{ext} + D_{\omega} + F + s(J - J_n)\omega + (k_{tn} - k_t)i_R. \quad (4.7)$$

A partir das equações 4.5 e 4.6, pode ser obtida a equação 4.8, apresentada a seguir:

$$T_{dis} = k_{tn}i_R - sJ_n\omega. \quad (4.8)$$

Esta equação indica que o torque de distúrbios pode ser calculado diretamente, a partir da aceleração do eixo do motor e da corrente de armadura à ele aplicada [26]. A configuração do observador obtido é semelhante a dos observadores de dois graus de liberdade discutidos nas bibliografias [21, 51, 54, 55, 58]. O sistema de acionamento com o observador de distúrbios está representado na figura 4.3.

No entanto, a realização prática desta configuração apresenta dificuldades de ordem tecnológica, pois o sinal de aceleração obtido através da diferenciação do sinal de velocidade, será acrescido de ruídos, dificultando sua interpretação e posterior processamento.

Para suprimir estes ruídos, o sinal de saída do observador é aplicado a um filtro passa-baixas com frequência de corte τ_f . Assim, o diagrama de blocos da figura 4.3 pode ser transformado no diagrama apresentado na figura 4.4, onde para simplificar o equacionamento, o parâmetro k_{tn} tem sua posição modificada e o sinal de distúrbio estimado passa a ser escrito em função da corrente que é aplicada ao filtro passa-baixas. A partir deste diagrama, pode-se escrever a seguinte equação:

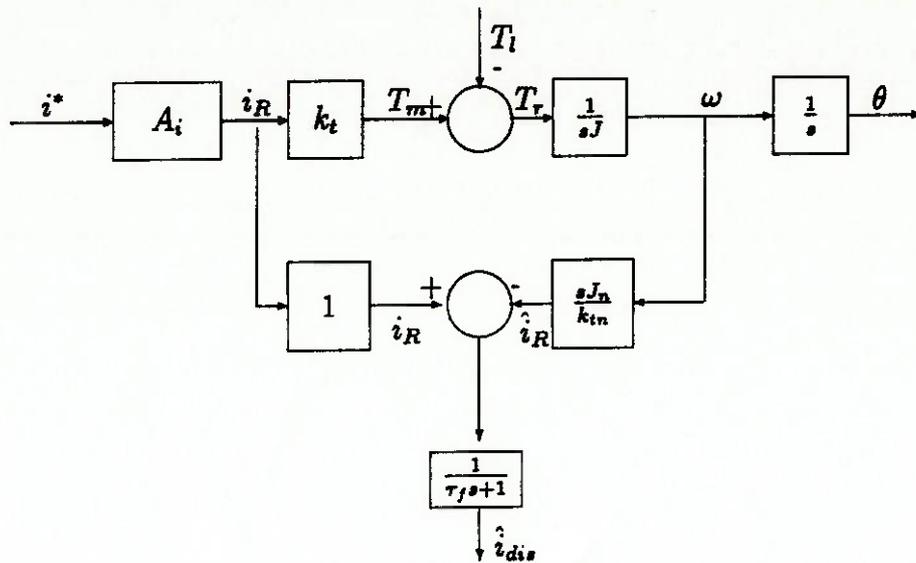


Figura 4.4: Observador baseado no sinal de corrente

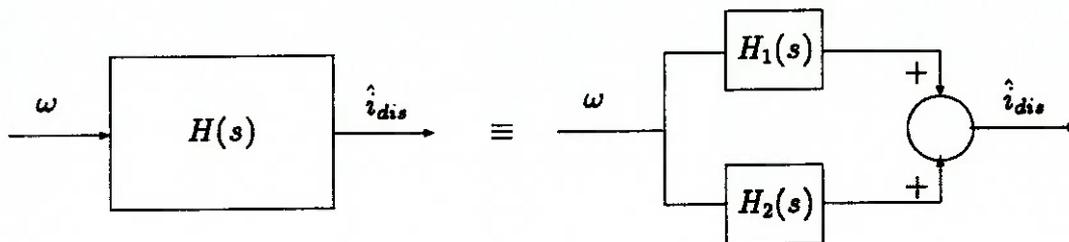


Figura 4.5: Transformação equivalente das estruturas

$$\hat{i}_{dis} = \left(\left(-\frac{sJ_n}{k_{tn}} \right) \omega + i_R \right) \frac{1}{\tau_f s + 1}. \quad (4.9)$$

A equação 4.9 relaciona o sinal de corrente de distúrbio com a derivada do sinal de velocidade.

No entanto, resultados experimentais levaram a conclusão de que a presença do termo derivativo na obtenção do sinal de aceleração a partir da velocidade, impede a implementação prática do observador. Com o objetivo de eliminar a diferenciação do sinal de velocidade, o bloco indicado por $\frac{sJ_n}{k_{tn}}$ na figura 4.4, pode ser substituído por dois blocos conectados em paralelo, cuja função de transferência equivalente realize a mesma função do bloco diferenciador acrescido do filtro, e que não interfira no sinal de corrente de referência i_r . Assim, pode-se obter uma estrutura, conforme indicado na figura 4.5, representada pela identidade a seguir:

$$H(s) \equiv H_1(s) + H_2(s), \quad (4.10)$$

tem-se que:

$$H(s) = \left(\left(-\frac{sJ_n}{k_{tn}} \right) \omega + i_R \right) \frac{1}{\tau_f s + 1}. \quad (4.11)$$

Deseja-se então que :

$$H_1(s) + H_2(s) = K_1 + \frac{K_2}{(\tau_f s + 1)}. \quad (4.12)$$

Para tal, a equação 4.11 é igualada a equação 4.12, obtendo-se a seguinte relação :

$$K_1 + \frac{K_2}{(\tau_f s + 1)} = \left(\left(-\frac{sJ_n}{k_{tn}} \right) \omega + i_R \right) \frac{1}{\tau_f s + 1}. \quad (4.13)$$

Rearranjando a equação 4.13, temos:

$$(K_1 \tau_f s + K_1 + K_2) \frac{1}{\tau_f s + 1} = \left(\left(-\frac{sJ_n}{k_{tn}} \right) \omega + i_R \right) \frac{1}{\tau_f s + 1}, \quad (4.14)$$

e deseja-se:

$$K_1 \tau_f s = \left(-\frac{sJ_n}{k_{tn}} \right) \omega, \quad (4.15)$$

então:

$$K_1 + K_2 = i_R. \quad (4.16)$$

A partir das equações 4.13, 4.14 e 4.16, pode-se escrever que:

$$\begin{aligned} K_1 \tau_f &= \left(-\frac{J_n}{k_{tn}} \right) \omega, \\ K_1 &= \left(-\frac{J_n}{k_{tn}} \right) \frac{\omega}{\tau_f}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

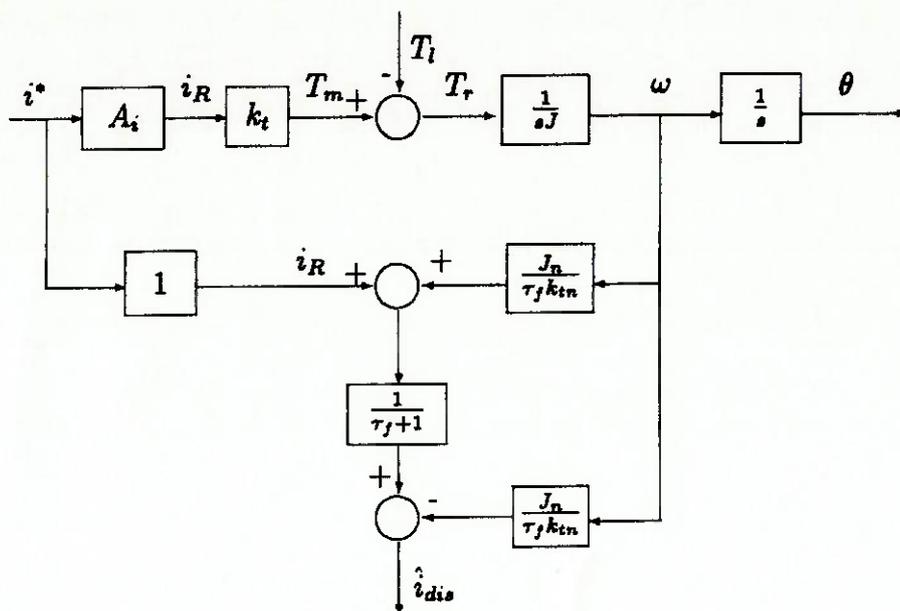


Figura 4.6: Observador modificado baseado no sinal de corrente

e,

$$K_2 = \left(\frac{J_n}{k_{tn}} \right) \frac{\omega}{\tau_f} + i_R. \quad (4.18)$$

Substituindo-se as equações 4.17 e 4.18 na equação 4.12, temos:

$$H_1(s) + H_2(s) = \left(-\frac{J_n}{k_{tn}} \right) \frac{\omega}{\tau_f} + \left(\left(\frac{J_n}{k_{tn}} \right) \frac{\omega}{\tau_f} + i_r \right) \frac{1}{\tau_f s + 1} = H(s). \quad (4.19)$$

Utilizando as relações obtidas anteriormente, e aplicando-as ao sistema apresentado na figura 4.4, obtém-se o diagrama apresentado na figura 4.6. Neste diagrama, substituindo-se τ_f^{-1} por g_1 , temos:

$$H(s) = \left(-\frac{g_1 J_n}{k_{tn}} \right) \omega + \left(\left(\frac{g_1 J_n}{k_{tn}} \right) \omega + i_r \right) \frac{1}{\frac{s}{g_1} + 1}. \quad (4.20)$$

Colocando-se o termo k_{tn} em sua posição original, obtém-se o observador indicado na figura 4.7, onde os distúrbios de torque estimados passam a ser referenciados ao sinal de velocidade e não mais ao sinal de aceleração. O sinal de corrente nominal de armadura (i_R) não é afetado pela introdução do observador modificado aqui

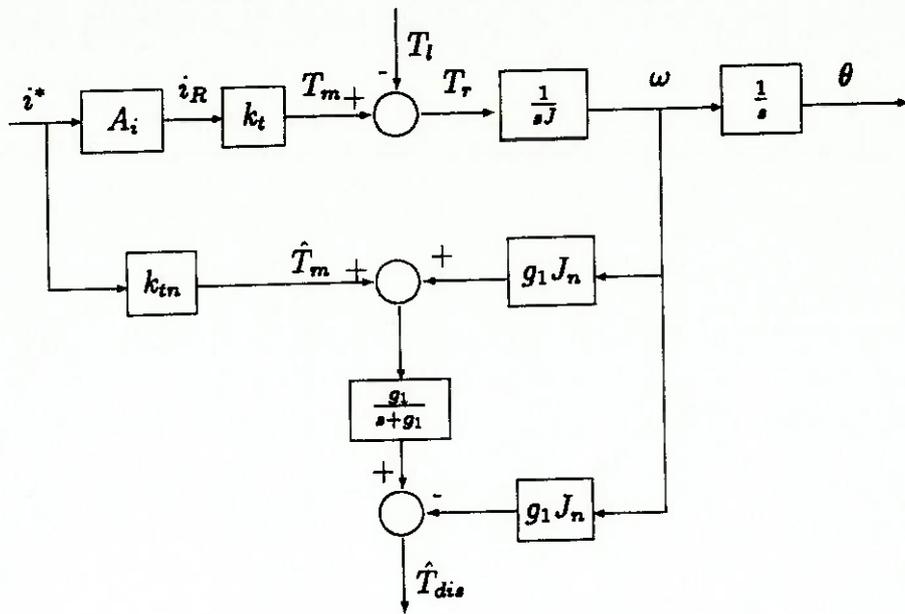


Figura 4.7: Observador modificado baseado no sinal de velocidade

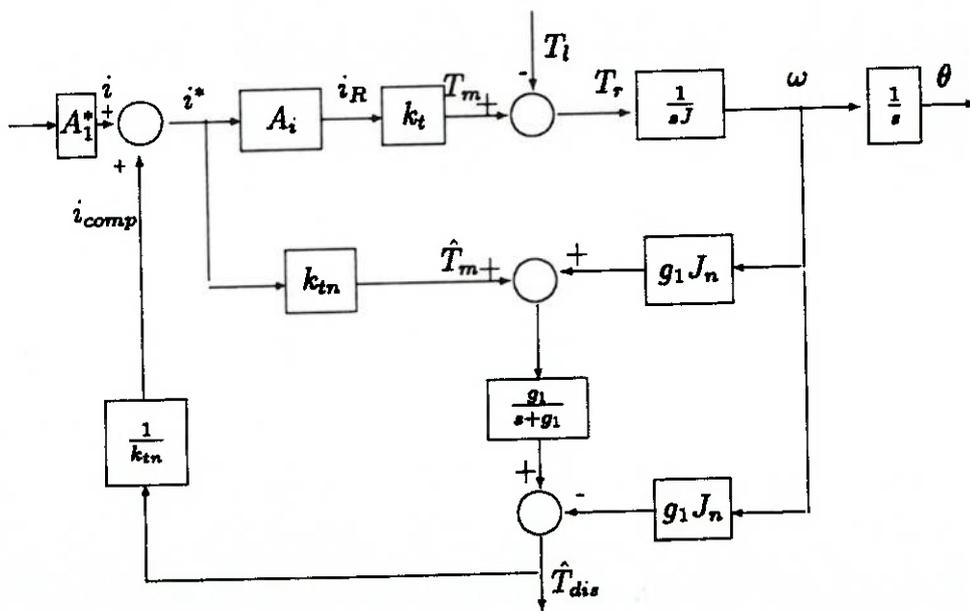


Figura 4.8: Sistema realimentado com observador

obtido, e fica sujeito somente ao atraso introduzido pelo filtro passa-baixas cuja frequência de corte é dada por g_1^{-1} [11, 25, 27].

Assim, a partir do diagrama da figura 4.7 e da equação 4.6, pode-se representar o torque estimado, como na equação 4.21:

$$\hat{T}_{dis} = \frac{g_1}{s + g_1} T_{dis} . \quad (4.21)$$

A partir da equação 4.21, pode-se concluir que os distúrbios de torque estimados estão sujeitos a um atraso representado por um sistema de primeira ordem, com constante de tempo g_1^{-1} [32]. Para a realização do controle do sistema com precisão, o valor de g_1 deve ter o maior valor possível, ou seja a banda passante do filtro passa-baixas deve ser a maior possível [33, 35, 38, 48].

A realimentação dos distúrbios de torque estimados, terá como efeito a supressão dos distúrbios e conseqüentemente, o aumento da robustez da malha de controle do sistema. Esta malha apresenta topologia semelhante a uma malha por avanço de fase, usualmente utilizada em sistemas de controle de motores de corrente contínua [24]. O sistema da malha de controle resultante da aplicação do observador é apresentado na figura 4.8.

4.3 Desempenho do sistema compensado através do observador

Com o objetivo de avaliar o desempenho do observador, é feita a suposição de que g_1 é infinito no sistema de controle resultante, ou seja, supõem-se que não há corte de frequência na banda passante do observador apresentado na figura 4.8, o que auxiliará a compreensão do significado físico do observador [17]. O ganho do amplificador de corrente A_i assume o valor unitário, com o objetivo de facilitar o equacionamento. Feitas estas considerações, o sistema pode ser representado pela estrutura da figura 4.9.

Deste diagrama pode-se extrair as equações 4.22 e 4.23:

$$sJ_\omega = T_m - T_i = T_r , \quad (4.22)$$

e,

$$T_m = k_t i_R + \frac{k_t}{k_{tn}} T_{dis} . \quad (4.23)$$

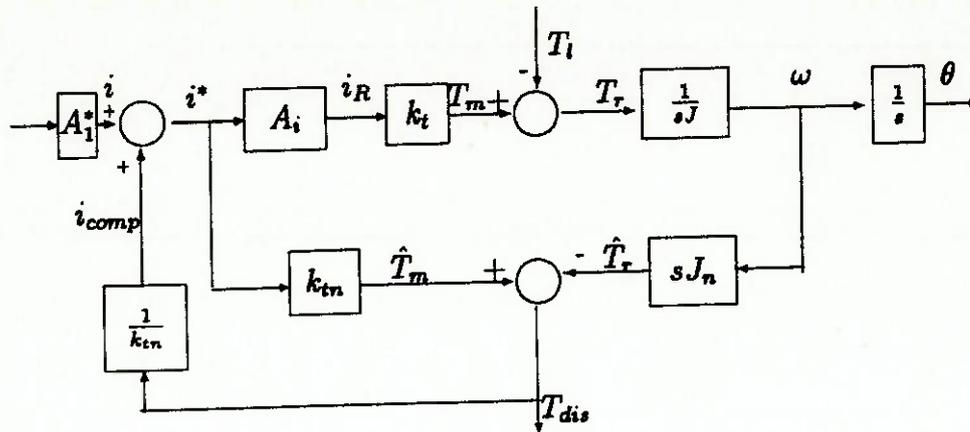


Figura 4.9: Observador de distúrbios realimentando aceleração

Substituindo-se a equação 4.6 na equação 4.23, obtém-se a equação 4.24:

$$T_m = k_t i_R + \frac{k_t}{k_{tn}} (T_l + s\Delta J\omega - \Delta k_t i_R). \quad (4.24)$$

Nesta equação, o valor do torque gerado pelo motor é referenciado ao valor da corrente de armadura e às variações dos parâmetros internos do motor $s\Delta J\omega$ e $\Delta k_t i_R$.

Na equação 4.24, substituindo-se o termo T_l pela equação 4.22, que relaciona o torque T_l com a velocidade ω e a constante de inércia J do motor, obtém-se a equação 4.25:

$$T_m = k_t i_R + \frac{k_t}{k_{tn}} (T_m - sJ\omega + s\Delta J\omega - \Delta k_t i_R). \quad (4.25)$$

Supondo-se que $k_t = k_{tn}$, ou seja, o parâmetro relacionado a constante de torque nominal é igual ao utilizado no projeto do observador, obtém-se a equação 4.26:

$$sJ\omega = k_t i_R + (T_l + s\Delta J\omega - \Delta k_t i_R) - T_l. \quad (4.26)$$

Simplificando-se a equação 4.26, obtém-se a equação 4.27:

$$0 = -k_{tn} i_R - sJ_n \omega. \quad (4.27)$$

Assim o diagrama da figura 4.9 pode ser representado pelo da figura 4.10, onde

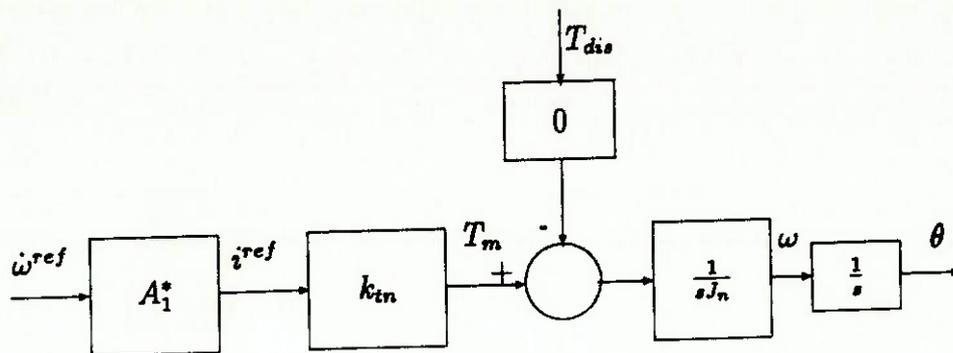


Figura 4.10: Malha equivalente ao observador

o sistema apresentado tem seu desempenho dependente apenas dos parâmetros nominais de projeto do observador, ficando assim insensível à variação dos parâmetros reais do sistema representado pelo motor.

A partir deste diagrama pode-se concluir que:

- Os parâmetros do sistema resultante ficam representados apenas pelos valores nominais dos parâmetros do motor.
- O efeito do torque de carga na saída do sistema é 0.
- A rigidez do sistema de acionamento tende a infinito.

Sendo que o elemento A_1^* apresenta um ganho igual a $\frac{J_n}{k_{tn}}$, onde o sinal de entrada é a aceleração de referência $\dot{\omega}^{ref}$ e a saída é a corrente i^{ref} , o diagrama da figura 4.10 pode ser representado pelo diagrama da figura 4.11, de onde pode-se concluir que :

- A realimentação dos distúrbios de torque realiza um controle de aceleração.

Os quatro itens anteriores são satisfeitos quando os distúrbios de torque são diretamente realimentados em sistemas de acionamento, e não sejam inseridos atrasos nos sinais referentes aos estados observados.

No entanto, em sistemas de acionamento reais, ocorrem atrasos, e portanto, a banda de resposta de frequência do observador fica limitada superiormente por uma determinada frequência de corte [56].

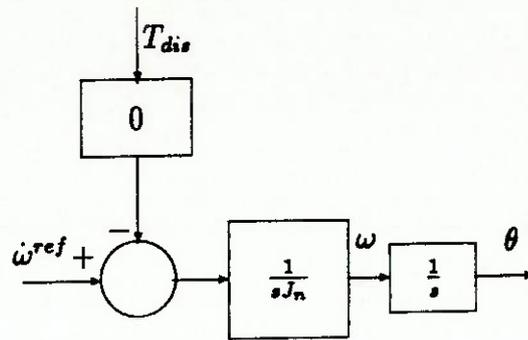


Figura 4.11: Controle de aceleração

Reequacionando o sistema de acionamento em função da limitação da banda de frequência, pode-se reescrever a equação 4.7 em função do torque T_m , necessário para a movimentação das cargas aplicadas ao eixo do motor, como a seguir:

$$T_m = sJ_n\omega + [T_{dis} - (k_{tn} - k_t)i^{ref}] . \quad (4.28)$$

Sendo T_m o torque determinado pelo controlador, temos:

$$T_m = k_t(i^{ref} + i_{comp}) , \quad (4.29)$$

onde i_{comp} é a corrente de compensação dos distúrbios e é obtida conforme indicado no diagrama da figura 4.8 e equacionada por:

$$i_{comp} = \frac{g_1}{sk_{tn}}(k_{tn}i^{ref} - sJ_n\omega) . \quad (4.30)$$

Substituindo as equações 4.29 e 4.30 na equação 4.28, temos:

$$T_m = k_{tn}i^{ref} - \frac{\left(\frac{1}{g_1}\right)s}{1 + \left(\frac{1}{g_1}\right)s} T_{dis} , \quad (4.31)$$

$$T_m = k_{tn}i^{ref} - A_2^*(s)T_{dis} , \quad (4.32)$$

onde:

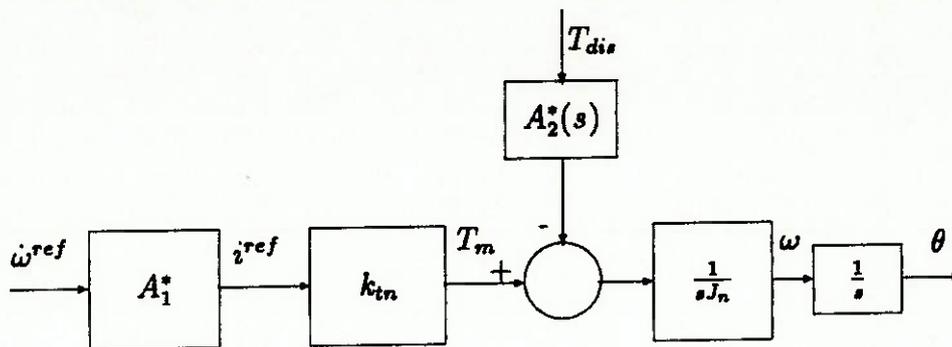


Figura 4.12: Malha equivalente do observador com g_1 não infinito

$$g_1' \equiv \left(\frac{k_t}{k_{tn}} \right) g_1. \quad (4.33)$$

O diagrama de blocos da figura 4.12 é a representação da equação 4.32, onde $A_2^*(s)$ é a função transferência associada aos distúrbios de torque, representada por um filtro passa-baixas, com frequência de corte g_1' . Sendo que o objetivo é a supressão de todos os distúrbios, a variável g_1' deve ter seu valor escolhido, tal que, o observador cubra a maior faixa de frequência possível, ou seja, os distúrbios devem causar o menor efeito possível ao sistema de acionamento.

Capítulo 5

Implementação do observador

5.1 Introdução

O Observador de Distúrbios de Torque(DTO) apresentado e discutido anteriormente, receberá especial atenção neste Capítulo, que trata de sua implementação. Esta implementação é dividida em duas partes. A primeira trata da análise do comportamento do observador no acionamento de motores de corrente contínua, onde foi utilizado um motor de acionamento do *Ariel*, sujeito ou não á cargas, sob o qual foram feitas a simulação e a implementação do observador. Posteriormente, foram realizadas simulações e a implementação do observador no sistema de acionamento do motor, com a carga representada pelo robô móvel *Ariel*, onde deseja-se minimizar a influência dos distúrbios sobre as trajetórias.

5.2 Acionamento do motor de corrente contínua com o observador

5.2.1 Simulações

O sistema de acionamento do motor analisado, compreende o amplificador *PWM*, o motor de corrente contínua, a malha de controle de velocidade, o tacogerador e o Observador de Distúrbios de Torque(DTO), que pode ser desligado, criando assim situações para comparação. Com o objetivo de conhecer o comportamento do observador no sistema de acionamento do motor, foram realizadas simulações, e os parâmetros do motor utilizados nestas simulações são idênticos aos do motor de acionamento do *Ariel*, o que permitirá posteriores comparações entre os resultados simulados e experimentais do acionamento do motor com e sem carga, bem como os

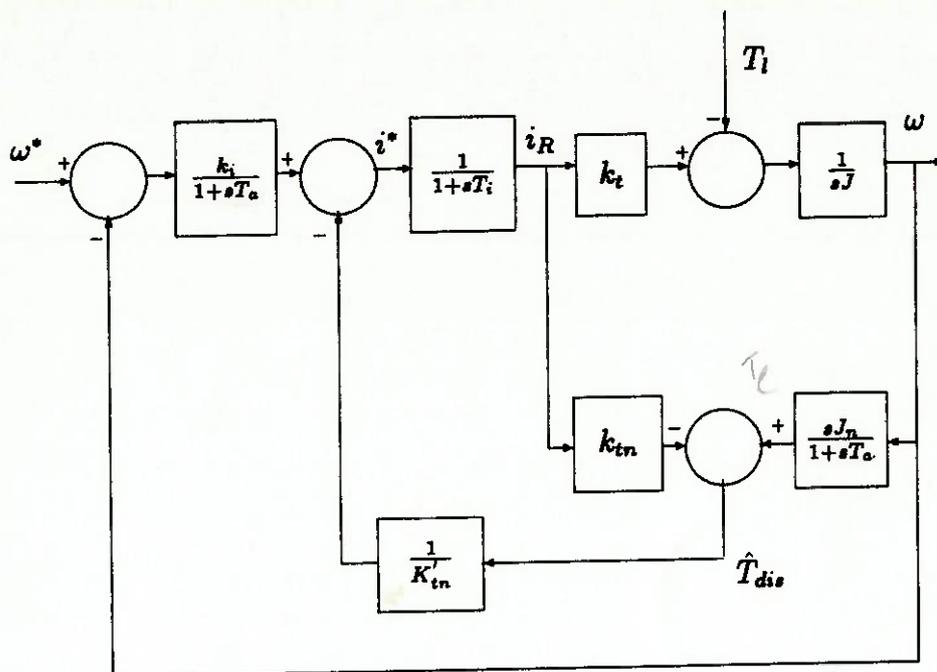


Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema simulado

resultados no acionamento do *Ariel*.

O sistema simulado é apresentado na figura 5.1. Nesta figura, k_t é a constante de torque do motor, k_{tn} é a constante de torque nominal do motor, k_i é a constante de ganho do conversor do comando de velocidade em corrente, J é a constante de inércia do motor, J_n é a constante nominal de inércia do motor, T_a é a constante de tempo relacionada com o conversor velocidade/corrente e T_i é a constante de tempo relacionada com o atraso introduzido pelo amplificador de acionamento do motor. A introdução da constante k'_{tn} tem o objetivo de eliminar "loops" algébricos nas simulações.

Tabela 5.1: Constantes e parâmetros

Constantes do motor	$J = 1.02 \times 10^{-3}$	$[Nm.s^2]$
	$K_t = 5.2 \times 10^{-2}$	$[Nm/A]$
Constante dos filtros	$T_a = 1 \times 10^{-3}$	$[s]$
	$T_i = 1 \times 10^{-3}$	$[s]$
Parâmetros do observador	$J_n = 1.02 \times 10^{-3}$	$[Nm.s^2]$
	$K_{tn} = 5.2 \times 10^{-2}$	$[Nm/A]$
	$K'_{tn} = 5.0 \times 10^{-2}$	$[Nm/A]$

A entrada do sistema de acionamento está indicada pelo índice ω^* e, a esta entrada, são injetados os sinais de comando de velocidade, os quais devem ser seguidos pela saída, indicada pela letra ω , a qual representa a velocidade do eixo do motor.

As simulações são realizadas a partir do acionamento do motor com alguns degraus de tensão e também uma rampa. São impostos ao sistema, distúrbios de torque representados por pulsos com largura de 40 *ms* e intervalo entre pulsos de 40 *ms*. A amplitude deste distúrbio está relacionada com a amplitude do atrito do redutor a ser implementado posteriormente no motor, que é da ordem de 0.2 *Nm*. As velocidades de saída do eixo do motor são representadas em tensão, de maneira a facilitar as comparações tanto com os sinais de entrada, como com os sinais obtidos dos ensaios do motor. A tabela 5.1 mostra as constantes do sistema utilizado nas simulações.

A figura 5.2 mostra os resultados da simulação no sistema de acionamento do motor sem carga, feita a partir da aplicação de um degrau de comando de velocidade de 0.2 *m/s*. O item (A) da figura mostra a resposta de velocidade do motor indicada pela curva 2, frente ao degrau de comando indicado pela curva 1. A forma de onda indicada pela curva 3 representa o distúrbio de torque injetado no sistema. A resposta do item (A) foi obtêm-se do sistema simulado sem a utilização do observador.

O item (B) da figura mostra a resposta de velocidade, curva 2, frente ao degrau de comando, curva 1, a partir do acionamento do observador, aplicado ao sistema conforme o diagrama da figura 5.1.

O item (C) da figura 5.2 mostra o esforço de controle representado pela corrente de erro injetada no amplificador de *PWM*, curva 2, para o sistema simulado sem o observador. Esta corrente é gerada a partir do sinal de saída da malha de controle de velocidade, e não é suficiente para vencer os distúrbios injetados no sistema. O esforço de controle, nas simulações do sistema com o observador de distúrbios, passa a não ser influenciado pelos distúrbios de torque, acompanhando o sinal de comando, e por este motivo, não é indicado.

O item (D) da figura 5.2, mostra o distúrbio de torque injetado no sistema (T_i), curva 1 e o distúrbio estimado (\hat{T}_{di}), curva 2. Pode-se observar a eficiência de reconstrução do sinal do distúrbio estimado, além do acréscimo de sinal necessário para vencer a inércia do motor, representado pelo deslocamento horizontal inicial do sinal do distúrbio estimado.

A figura 5.3 mostra uma simulação feita no motor de acionamento do *Ariel*, sem carga, a partir da aplicação de um degrau de comando de 0.8 *m/s*. Com excessão da amplitude do degrau de comando, os parâmetros restantes da simulação são iguais aos utilizados na simulação cujo resultado é mostrado na figura 5.2. Pode-se observar na curva 2 do item (B), da figura 5.3, a total supressão do efeito do distúrbio injetado

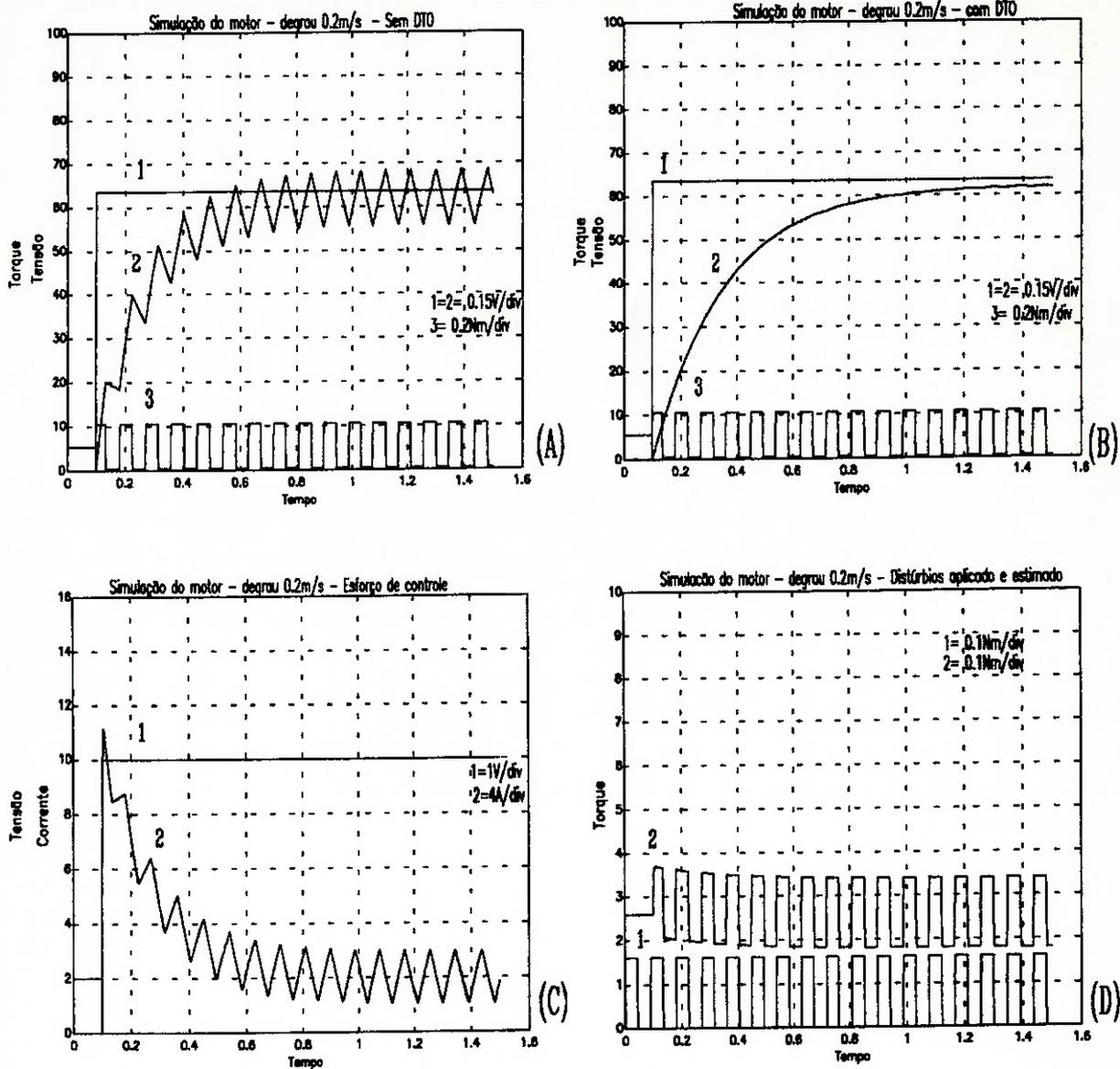


Figura 5.2: Respostas da simulação do motor com degrau de 0.2 m/s.

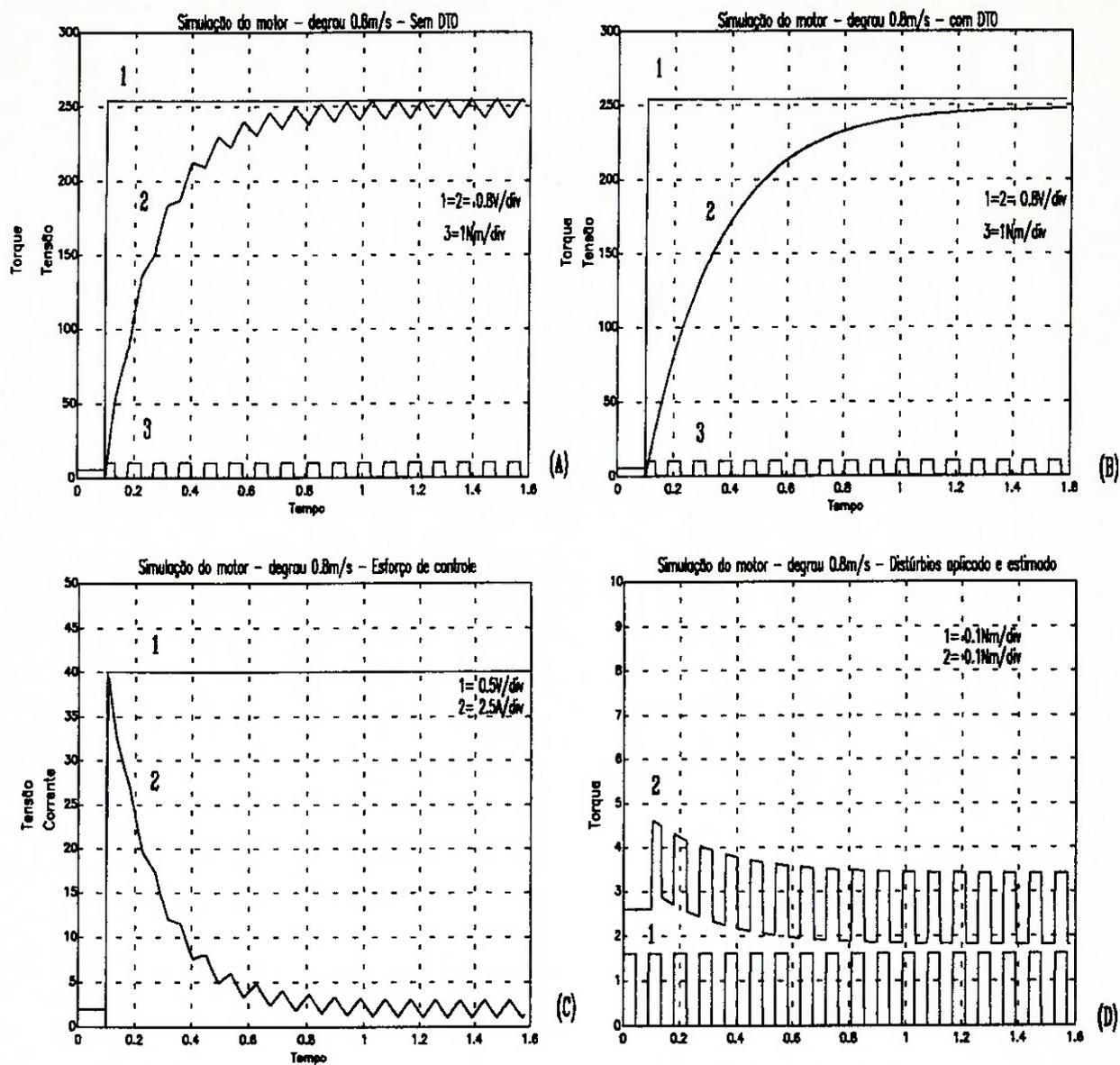


Figura 5.3: Respostas da simulação do motor com degrau de 0.8 m/s.

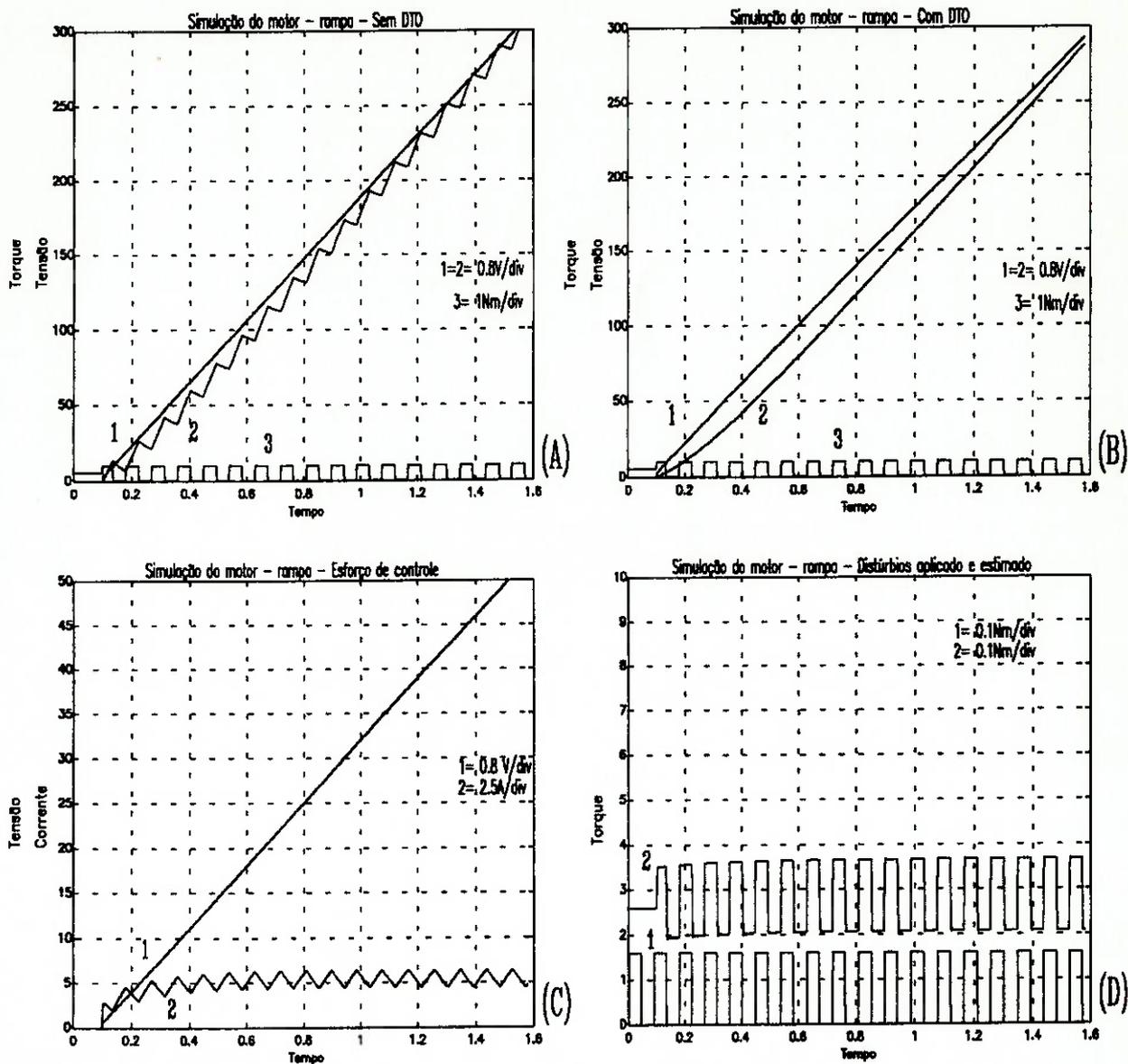


Figura 5.4: Respostas da simulação do motor comandado com rampa de tensão.

no eixo do motor.

A figura 5.4 mostra a simulação do motor comandado a partir de um sinal de rampa de tensão que varia de 0 a aproximadamente $5 V_{cc}$, ou seja, de zero até a velocidade máxima do motor. A análise da excitação do motor a partir de um sinal em rampa, está relacionada com as técnicas de acionamento que utilizam rampas de comando com o objetivo de otimizar a resposta de sistemas de acionamento.

O item (A) da figura 5.4 mostra a resposta do motor representada pela curva 2 a partir da excitação indicada pela curva 1 frente aos distúrbios de torque, sem a aplicação do observador. O item (B) apresenta a resposta do motor (curva 2) com o observador ativado, comandado a partir da rampa (curva 1), onde pode-se observar a supressão dos distúrbios no sinal de velocidade.

O item (C) mostra o sinal de corrente de armadura do motor (curva 2), frente ao sinal de comando (curva 1), e o item (D) mostra o distúrbio de torque injetado (T_i) (curva 1), e o distúrbio estimado (\hat{T}_{dis}) pelo observador (curva 2).

Analisada a sensibilidade do sistema simulado aos distúrbios de torque, passou-se a avaliação do sistema simulado frente às variações dos parâmetros do motor J e k_t , dando origem aos gráficos apresentados na figura 5.5, que apresenta os resultados obtidos da simulação do motor comandado por um degrau de tensão de 0.5 m/s , sujeito a um distúrbio de torque de amplitude 0.2 Nm , com duração de pulso de 40 ms e intervalo entre pulsos de 40 ms .

O item (A) da figura 5.5, apresenta o sinal de comando do motor (curva 1), a resposta da velocidade do eixo do motor (curva 2), o sinal de comando gerado pela malha de controle de velocidade, a qual não sofre influência dos distúrbios indicado pela curva 3 e o distúrbio injetado no eixo do motor indicado pela curva 4. Nesta condição de simulação, os valores de J e k_t são os valores nominais do motor, e portanto, considera-se que não há variação de parâmetros.

Os itens subsequentes (B), (C) e (D) mostram os resultados de velocidade do eixo do motor e o esforço de controle a partir de variações dos parâmetros. Estas variações são: no item (B), $k_t = k_{tn}$, no item (C) $J = 3J_n$ e no item (D) $k_t = 3k_{tn}$ e $J = 3J_n$.

Pode-se observar, que a resposta de velocidade do motor simulado não é influenciada pela variação de k_t e J , mostrando assim, a insensibilidade do sistema de acionamento equipado com observador, frente a variação dos parâmetros do motor.

Como discutido no Capítulo quatro, a implementação do observador baseado em um circuito diferenciador acarretaria em problemas de ordem tecnológica. Assim, o circuito do observador modificado foi também simulado com o objetivo de avaliar o resultado de sua aplicação e as interferências introduzidas pela variação do parâmetro g_1 deste observador.

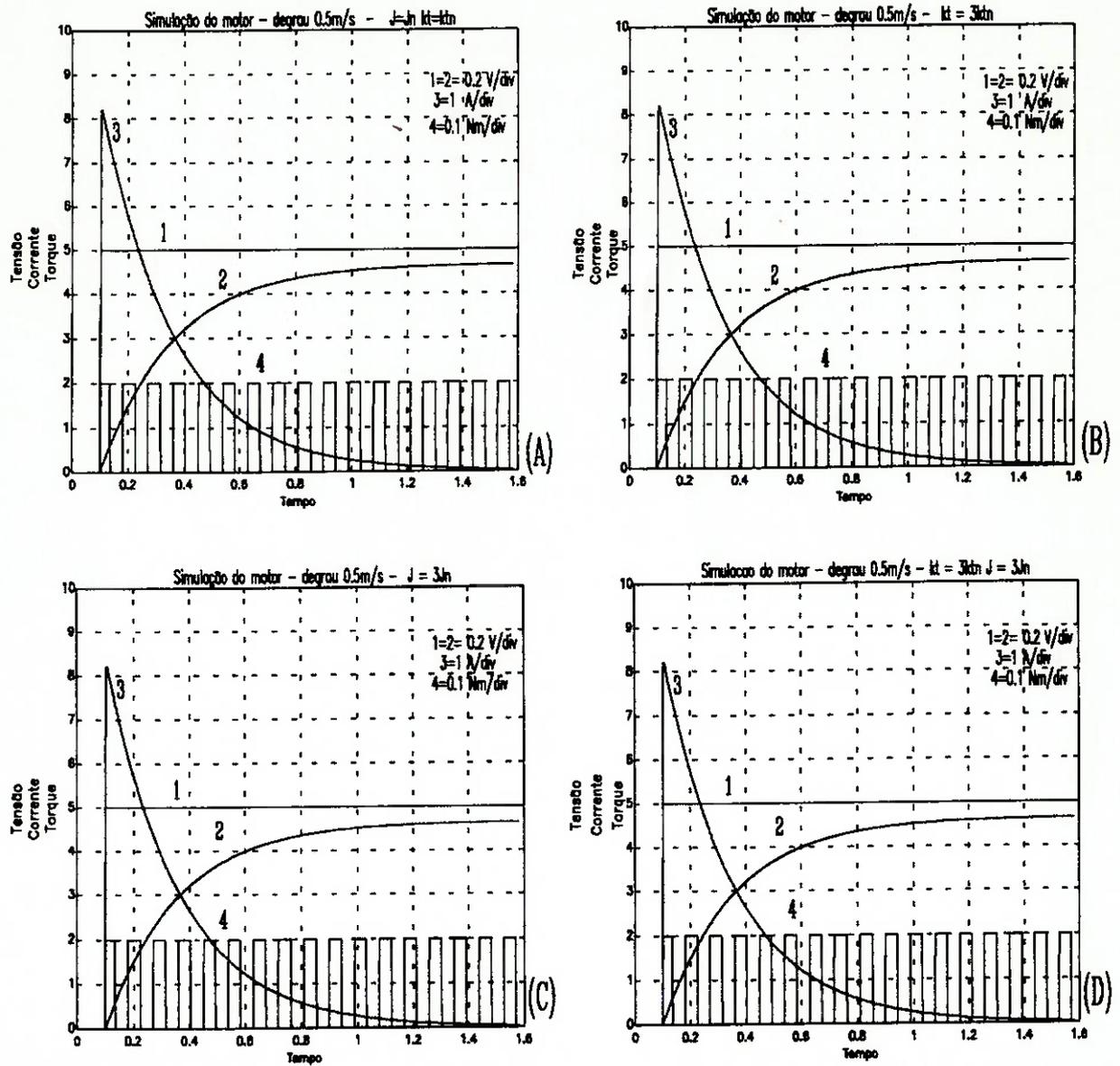


Figura 5.5: Respostas da simulação a partir da variação de parâmetros.

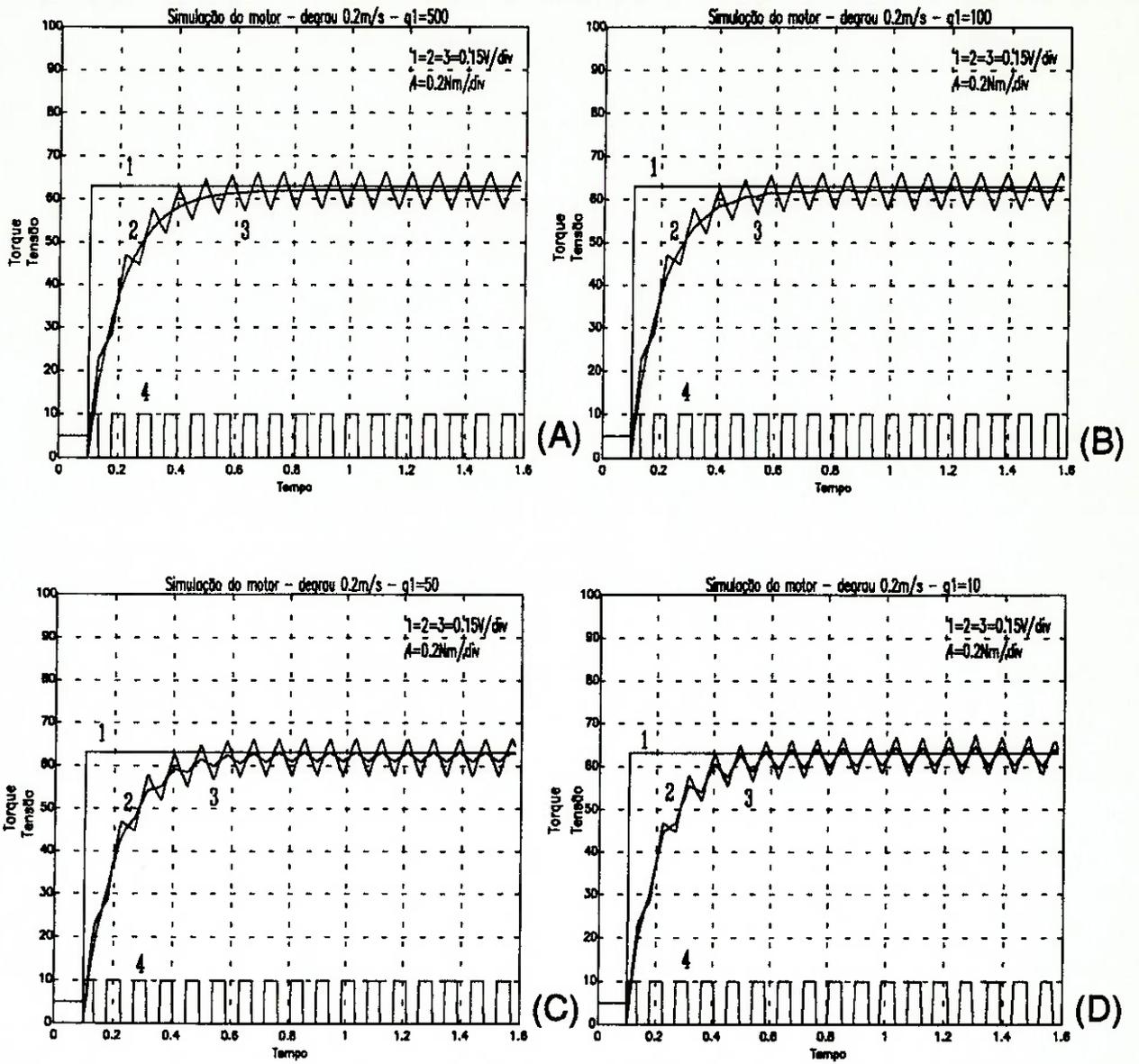


Figura 5.6: Respostas da simulação do observador modificado - variação de g_1 .

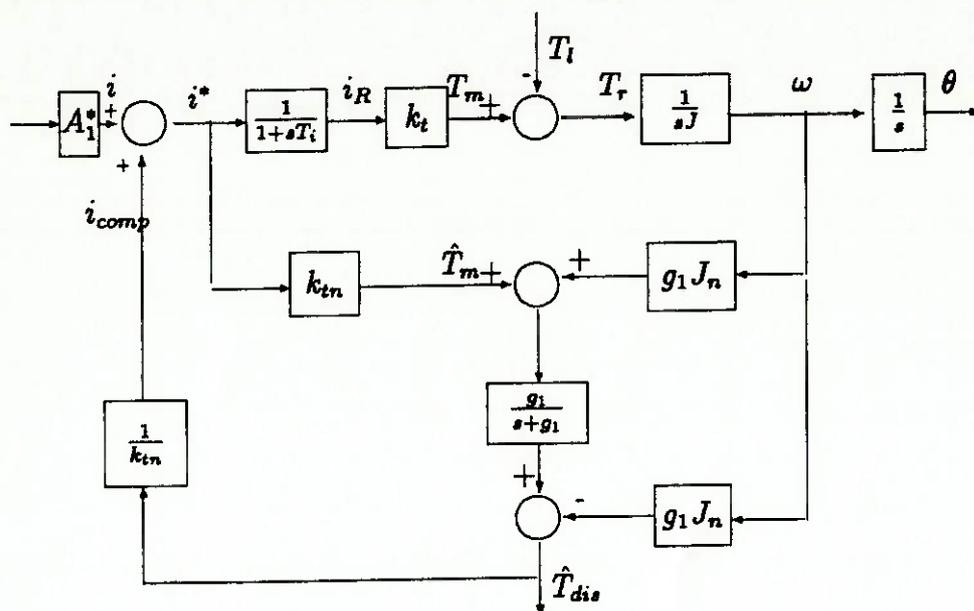


Figura 5.7: Sistema de acionamento com o observador modificado

O diagrama do observador modificado simulado é apresentado na figura 5.7. Os resultados das simulações são apresentados na figura 5.6, onde o item (A) apresenta o resultado de velocidade do eixo do motor, com a ativação do observador modificado, onde o parâmetro g_1 assume o valor 500, indicado pela curva 2. A curva 1 mostra o degrau de comando, a curva 4 representa os distúrbios e a curva 3 a resposta do sistema sem o observador. Observa-se nestes gráficos, a supressão dos distúrbios com a aplicação do observador.

O item (B) da figura 5.6, mostra o resultado de velocidade do motor simulado (curva 2), quando o valor do parâmetro g_1 é igual a 100. O item (C) mostra o resultado de velocidade (curva 2), para o valor do parâmetro g_1 igual a 50 e o item (D) mostra o resultado de velocidade para g_1 igual a 10. Pode-se observar que, com a diminuição do valor do parâmetro g_1 , diminui a supressão dos distúrbios, diminuindo assim a eficiência do observador.

5.2.2 Implementação

Com o objetivo de validar os resultados obtidos nas simulações, o observador de distúrbios foi implementado no sistema de acionamento dos motores de tração do *Ariel*. A implementação do observador foi feita a partir de circuitos analógicos cujas funções de transferência entrada/saída são análogas aos blocos de função do observador modificado.

A primeira exigência para a implementação prática do observador, é a execução

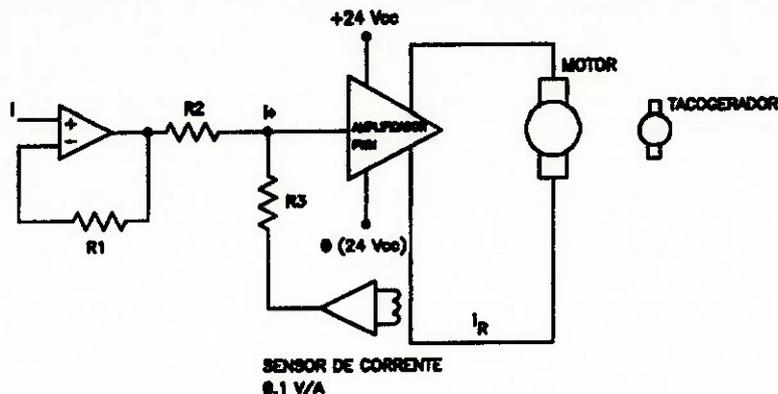


Figura 5.8: Representação do amplificador de corrente de acionamento

de um amplificador de corrente, cuja vantagem em relação aos amplificadores de tensão usuais é a supressão do pólo elétrico e os atrasos de resposta a ele associados. O amplificador *PWM* de corrente está representado simplificadaamente no diagrama da figura 5.8.

Este amplificador já foi discutido no Capítulo dois, e para implementá-lo, foi conectado ao amplificador de tensão, originalmente utilizado pelo *Ariel*, um transdutor de corrente contínua, que tem por objetivo, medir a corrente de armadura do motor. O transdutor utilizado é o NW-SC-50¹, cuja saída fornece um sinal de 0.1V/A. O sinal de saída deste transdutor é injetado á entrada do amplificador *PWM* e comparado com o sinal de comando, corrigindo assim, erros entre o sinal de comando e a corrente de armadura do motor.

Foram realizados ensaios para avaliar o comportamento do amplificador de tensão original e sua versão modificada para amplificador de corrente. Os resultados destes ensaios são apresentados na figura 5.9. O item (A) desta figura mostra a resposta do motor de acionamento utilizando o amplificador de tensão originalmente utilizado no acionamento do robô. A curva 1 representa o degrau de comando. A curva indicada pelo índice 2, representa a resposta em velocidade do motor e a curva 3 apresenta sua corrente de armadura. O item (B) da figura 5.9, mostra a resposta de velocidade do motor, acionado pelo amplificador de corrente obtido a partir do amplificador de tensão original. A curva indicada pelo índice 1, mostra o degrau de comando injetado no amplificador de corrente, a curva indicada pelo índice 2, mostra a resposta em velocidade do motor e a curva indicada pelo índice 3, apresenta a corrente de armadura. Pode-se observar que a resposta de velocidade do motor melhora com a ativação do amplificador de corrente, pois, enquanto o tempo

¹Componente fabricado pela Newtronic Tecnologia Ltda.

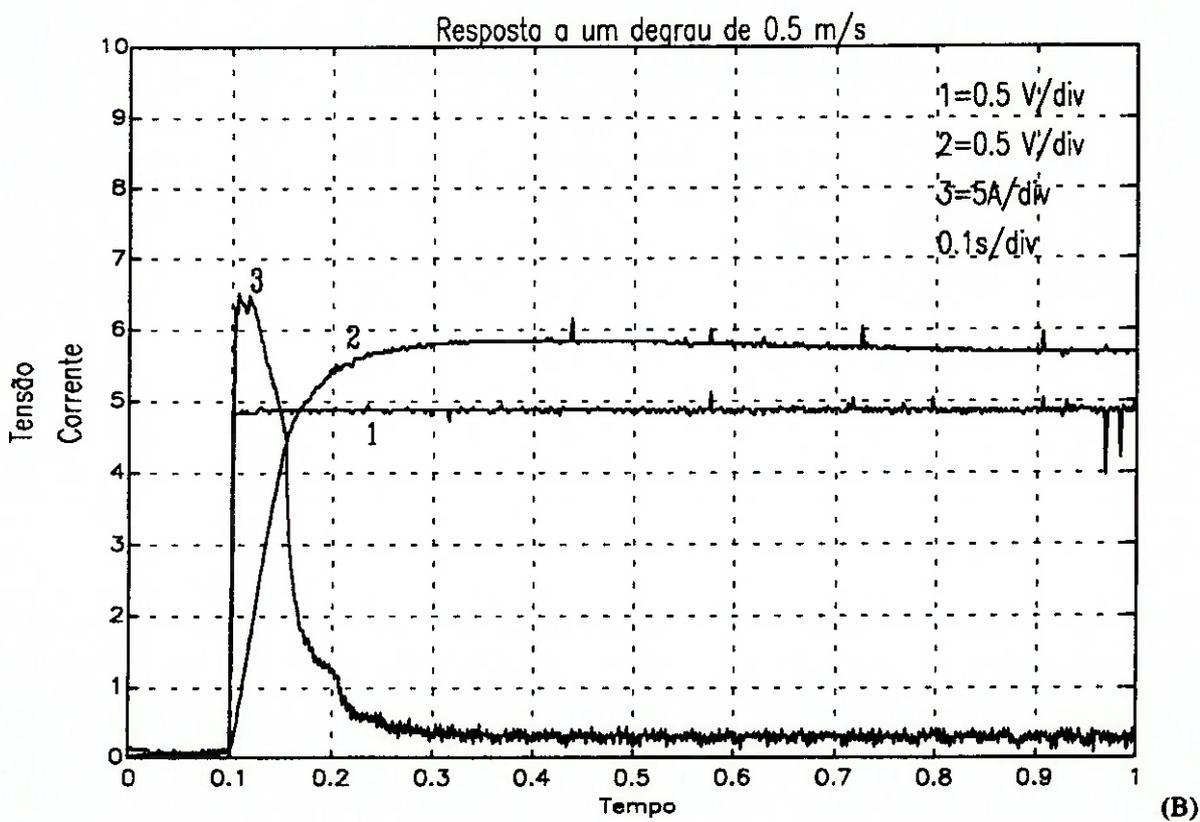
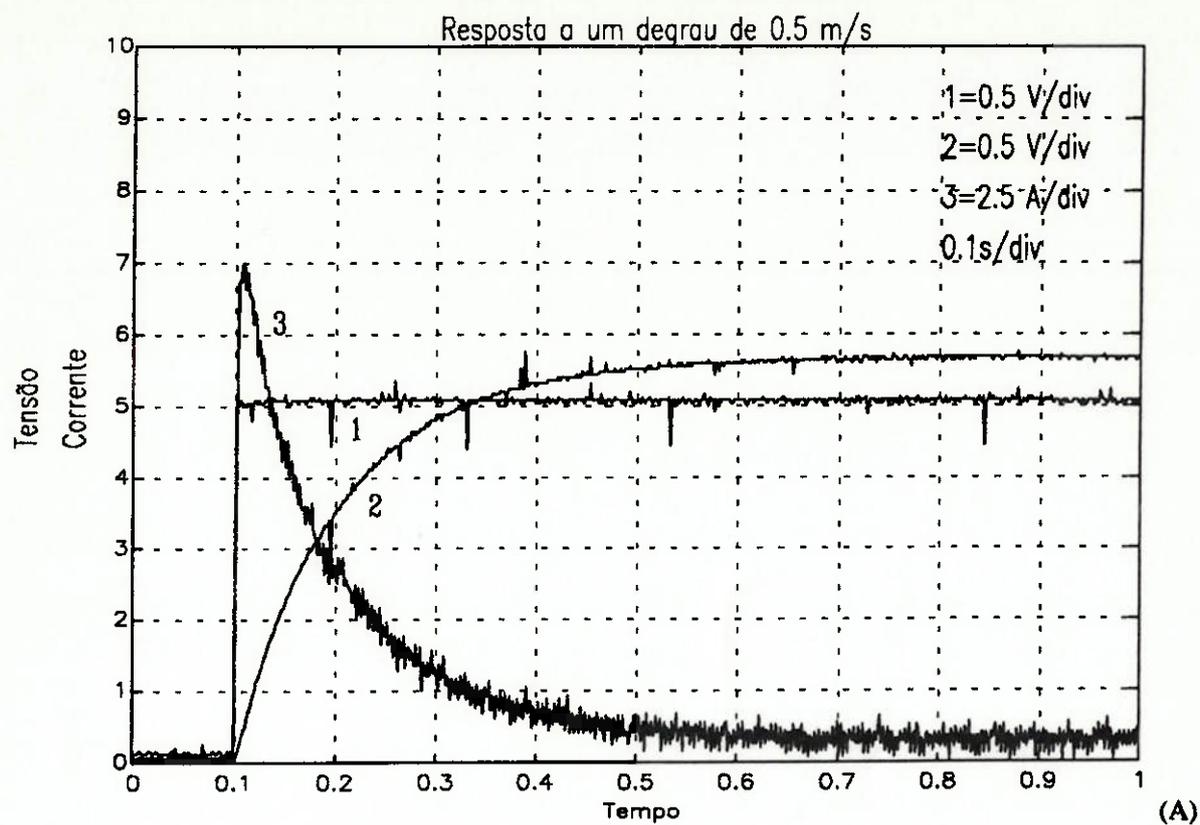


Figura 5.9: Resposta a um degrau de 0.5m/s - Amplificador de corrente

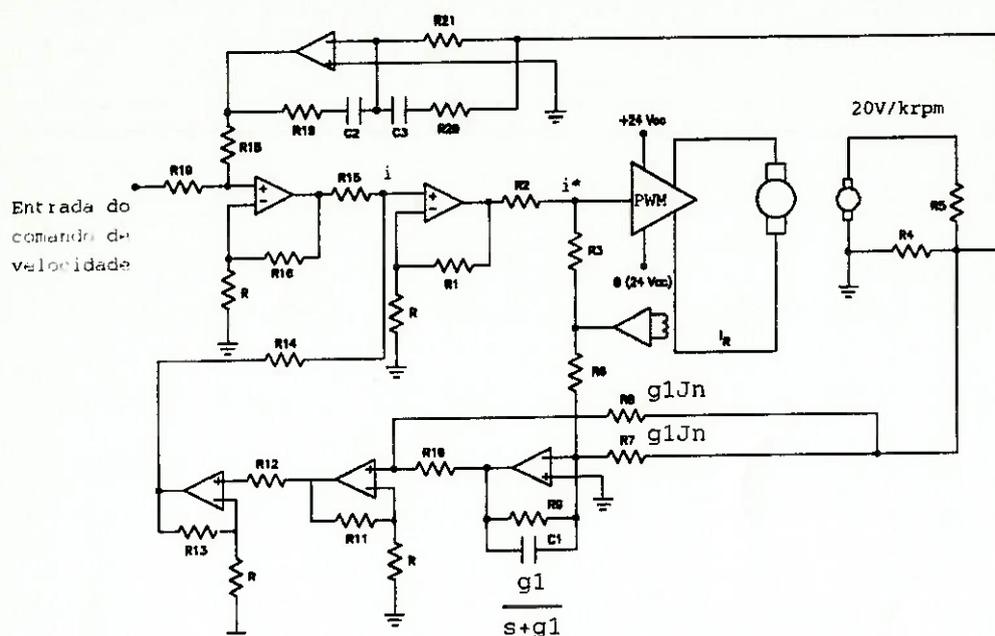


Figura 5.10: Representação simplificada do amplificador com o observador

de resposta para a estabilização de velocidade é de aproximadamente 0.6 segundos, quando utilizado o amplificador de tensão, passa para 0.2 segundos utilizado-se o amplificador de corrente. Por outro lado, o pico de corrente de partida para o caso do acionamento através de amplificador de tensão, é de 17.5 ampères, enquanto, para o caso do acionamento através do amplificador de corrente, esta corrente passa para 33 ampères, valor este limitado pela proteção interna de corrente do amplificador *PWM*. O comportamento não satisfatório de resposta de velocidade final, representado por um acréscimo de velocidade em relação ao comando, deve-se a ausência de malha de controle de velocidade nesta etapa do ensaio.

A implementação do observador de distúrbios, toma como base o observador modificado apresentado na figura 5.7. O valor do parâmetro g_1 está relacionado com a resposta de frequências e a sensibilidade do observador. Foi considerada uma frequência de corte de 80Hz para o observador, o que visa eliminar as interferências dos sinais de chaveamento do amplificador *PWM* sobre o tacogerador do motor, e não compromete a resposta de frequências do amplificador, resultando no valor do parâmetro $g_1 = 500$.

A partir da interpretação dos elementos utilizados pelo observador modificado teórico, apresentado na figura 5.7, chegou-se ao projeto analógico do observador modificado, apresentado na figura 5.10. As funções de soma e etapas de ganhos foram obtidas a partir de amplificadores operacionais e o filtro passa-baixas foi obtido a partir de um circuito integrador.

Foram realizados ensaios no sistema resultante, utilizando o observador modificado e os resultados são mostrados a seguir. As condições de ensaio são as mesmas das simulações, permitindo comparações dos resultados.

Primeiramente, o motor de acionamento do *Ariel*, sem carga no eixo, foi comandado por um degrau de amplitude 0.2 m/s . Foi injetado no sistema um distúrbio de amplitude 0.1 Nm e período de 0.1 segundos. As respostas destes ensaios são apresentadas na figura 5.11. As curvas indicadas no item (A) mostram o degrau de comando (curva 1), a resposta de velocidade do motor (curva 2) e o distúrbio injetado ao sistema (curva 3), para o caso de ausência do observador. Pode-se observar a influência do distúrbio na resposta de velocidade. O item (B) mostra o degrau de comando (curva 1), a resposta de velocidade (curva 2) e o distúrbio injetado (curva 3), quando o observador foi aplicado ao sistema. Observa-se que a resposta de velocidade do motor sofre influência mínima dos distúrbios. O item (C) mostra o degrau de comando (curva 1) e o esforço de controle representado pela corrente de erro gerada pela malha de velocidade (curva 2), necessária para vencer o distúrbio, para o caso do ensaio sem o observador. O item (D) mostra o distúrbio injetado no motor (curva 1) e o distúrbio estimado pelo observador (curva 2). A inversão de fase presente no distúrbio estimado é decorrente da inversão introduzida pelos circuitos eletrônicos utilizados para o condicionamento do sinal.

Com o objetivo de analisar a resposta do motor utilizado no *Ariel*, em relação a faixa possível de tensões de comando, foi realizado um ensaio onde o motor foi acionado a partir de uma rampa de tensão de -5 a $+5 \text{ volts}$, e os resultados são apresentados pelas curvas da figura 5.12. O item (A) desta figura mostra a rampa de comando do motor (curva 1), a resposta de velocidade (curva 2) sem a aplicação do observador e o distúrbio injetado no sistema (curva 3), com amplitude 0.1 Nm e período 0.1 segundos. O item (B) mostra a resposta do ensaio do motor (curva 2) frente a rampa de comando (curva 1) e o distúrbio (curva 3), quando da ativação do observador de distúrbios. Observa-se neste ensaio, a supressão quase total dos distúrbios. As irregularidades de resposta situadas em torno do ponto médio de excursão do sinal de entrada, devem-se a região de zona morta introduzida pelo amplificador *PWM*, já discutida no Capítulo três e denominada de não linearidade do *PWM*.

O item (C) da figura mostra a rampa de comando (curva 1) e o esforço de controle (curva 2), representado pela corrente de erro gerada pela malha de controle de velocidade, quando o observador não é aplicado ao sistema. O item (D) mostra o distúrbio aplicado ao motor (curva 1) e o distúrbio estimado pelo observador (curva 2). Pode-se notar a geração de um sinal adicional na região central do distúrbio estimado por parte do observador, que é o sinal necessário para superar a não linearidade do amplificador *PWM*.

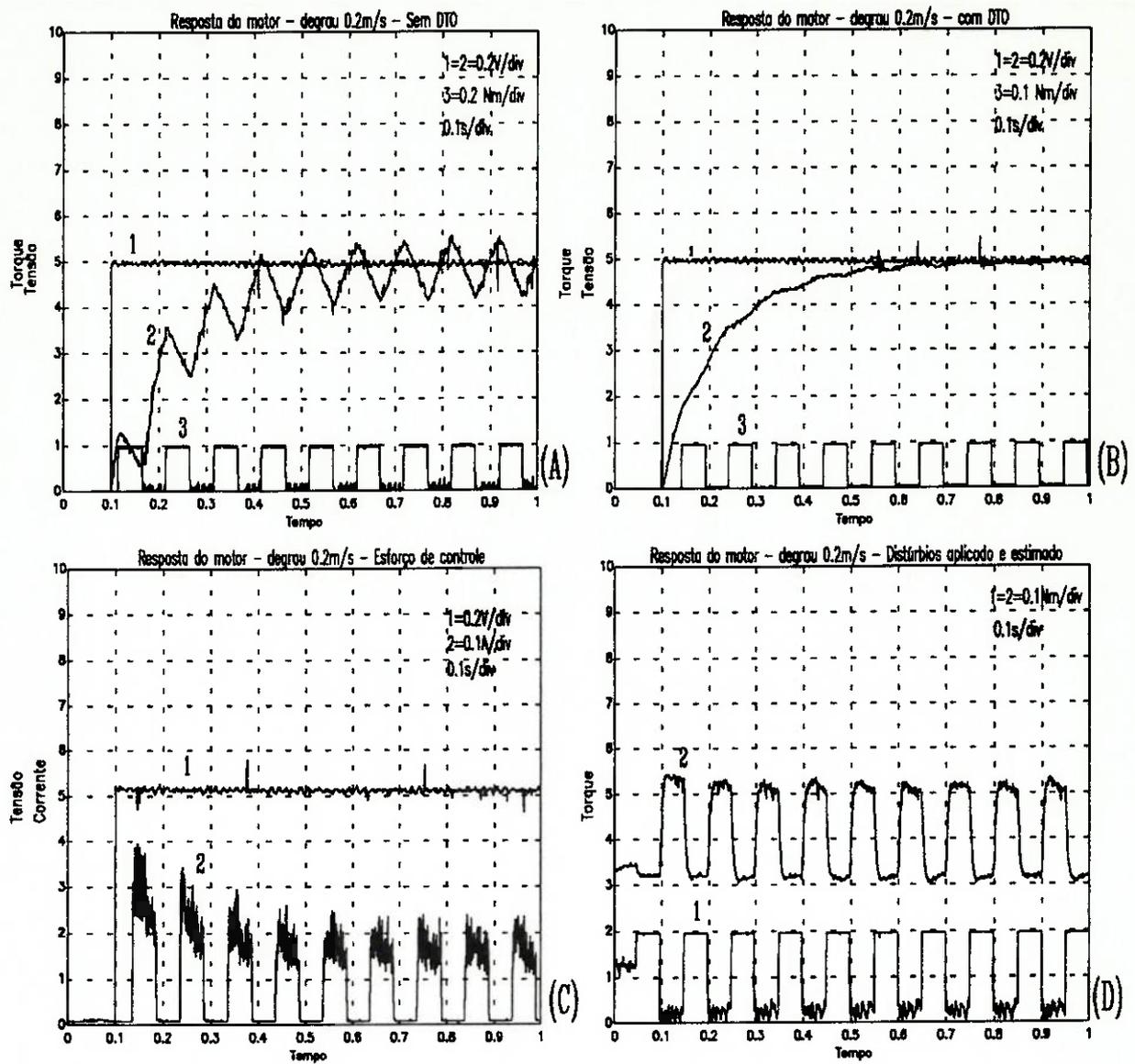


Figura 5.11: Resposta do ensaio do motor - degrau de 0.2 m/s

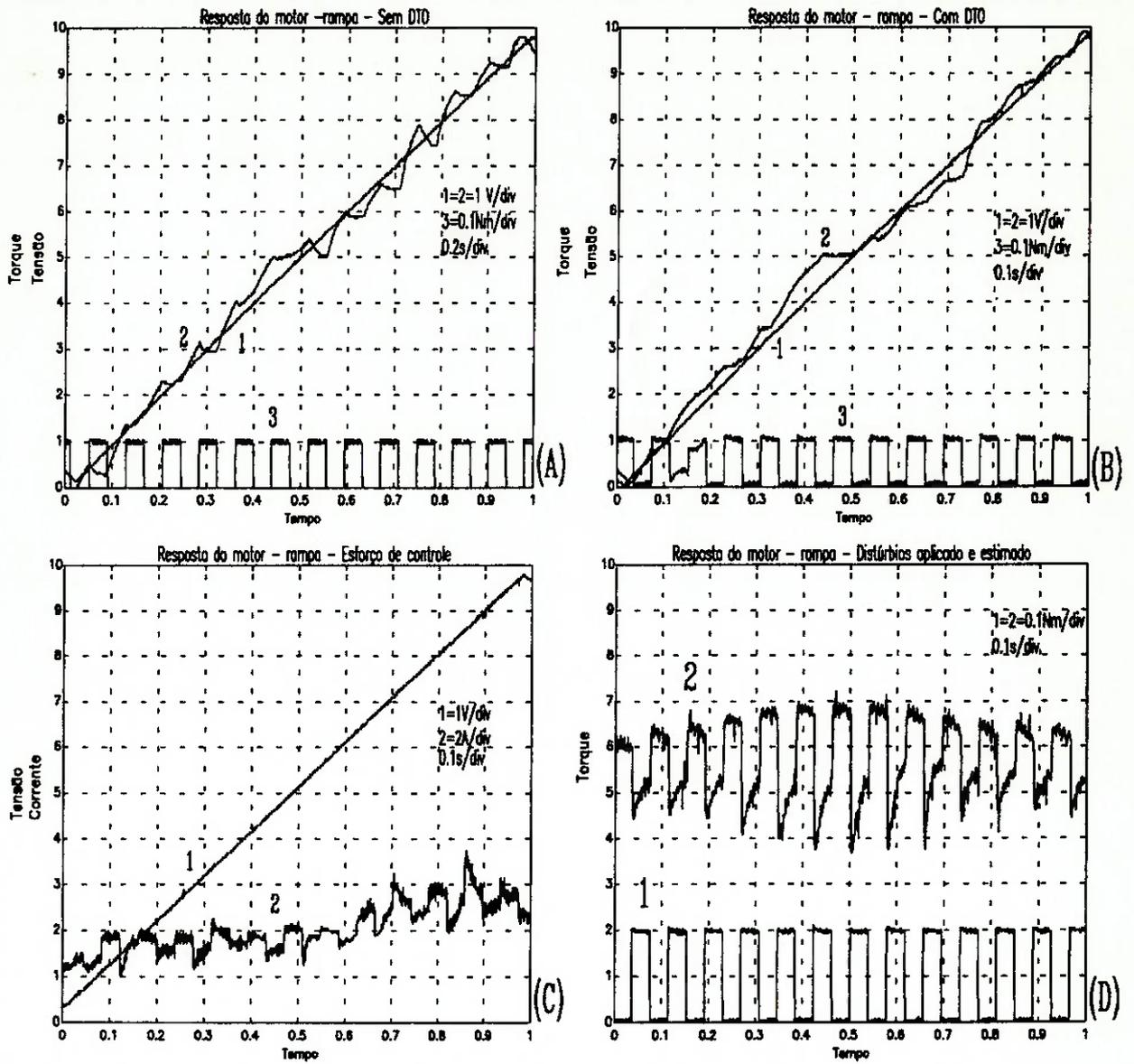


Figura 5.12: Resposta do ensaio do motor - rampa de 0 a 5 Volts

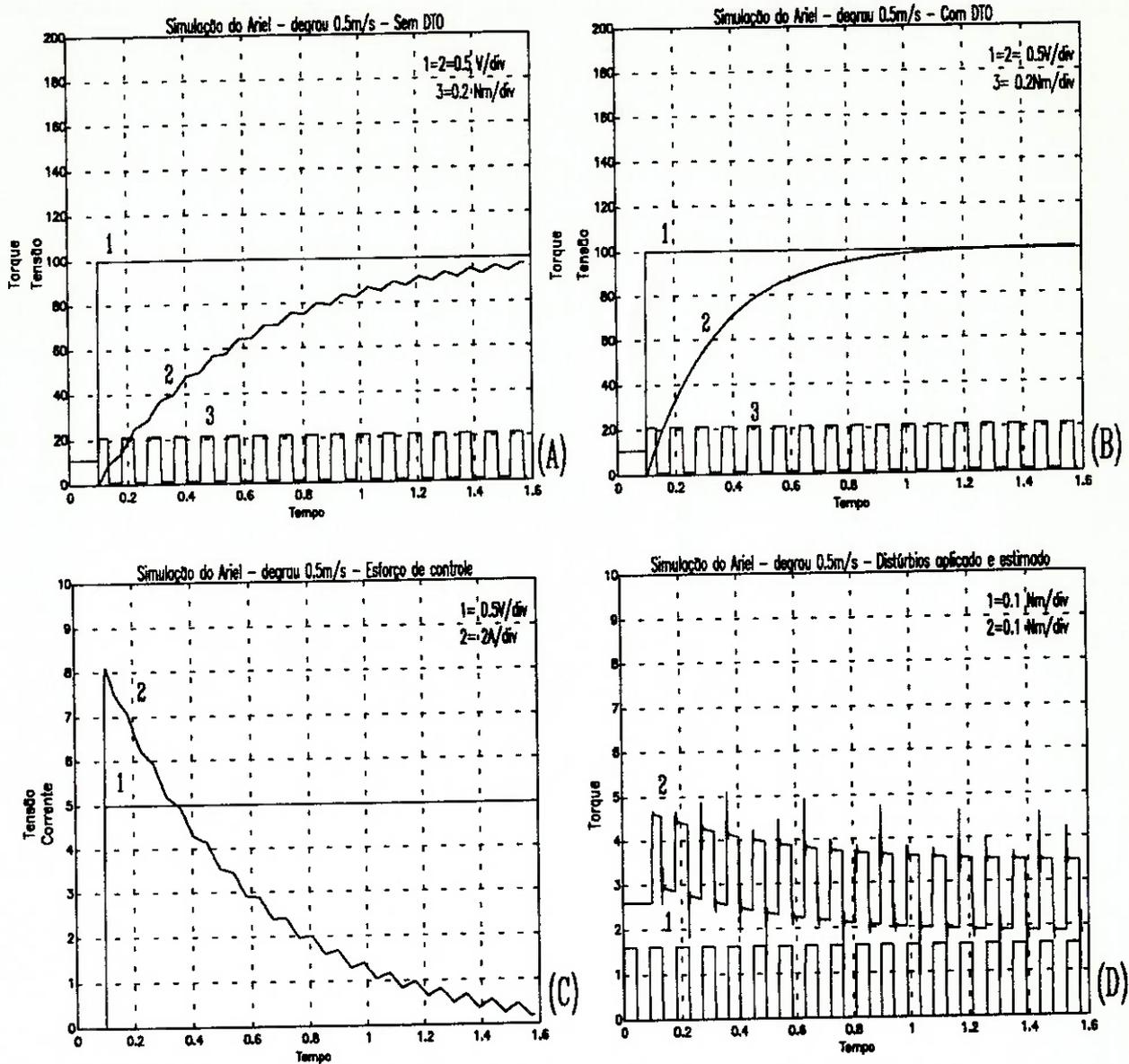


Figura 5.14: Respostas da simulação do *Ariel* com o observador modificado

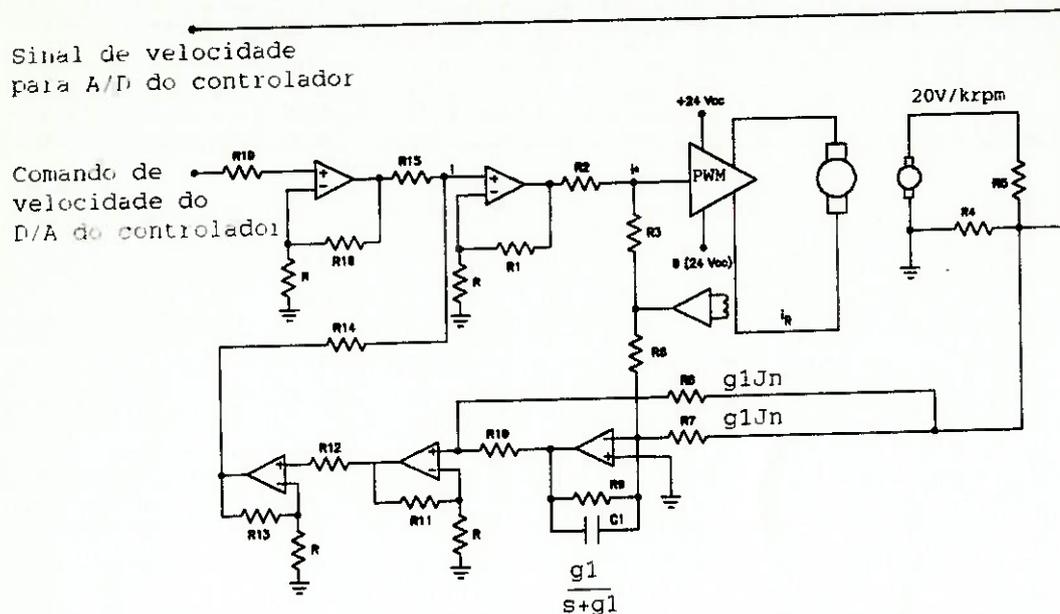


Figura 5.15: Representação simplificada do sistema de acionamento do *Ariel*

$$\dot{v}_d = \frac{0.8}{0.2} \bar{u}_d - \frac{1}{0.2} v_d, \quad (5.1)$$

O resultado da simulação é apresentado na figura 5.14, onde foi injetado no sistema, um distúrbio com amplitude 0.2 Nm e período de 0.1 segundos. O item (A) da figura 5.14 apresenta a resposta da velocidade do sistema simulado (curva 2), o degrau de comando (curva 1) e o distúrbio injetado (curva 3), quando o observador está desativado. O resultado da simulação do sistema de acionamento do robô com o observador de distúrbios de torque ativado é apresentado no item (B) da figura 5.14, onde a curva 2, representa a resposta de velocidade enquanto a curva 1, representa o degrau de comando e a curva 3, o distúrbio injetado. O item (C) da figura mostra o resultado do esforço de controle (curva 2) em função do degrau de comando (curva 1), quando ao sistema, não for aplicado o observador. O item (D) mostra o distúrbio injetado no sistema (curva 1) e o distúrbio estimado pelo observador (curva 2). Em função do modelo utilizado para a representação do *Ariel*, bem como a condição de carga máxima (60 kg), obtém-se um aumento no tempo de resposta da velocidade do robô.

5.3.2 Implementação

A implementação do observador de distúrbios de torque no *Ariel* foi feita a partir do sistema de acionamento do robô com os amplificadores *PWM*, a malha de controle e

o observador, resultando na estrutura mostrada na figura 5.15. O sinal de controle da velocidade das rodas é injetado no sistema de acionamento através do ponto indicado na figura 5.15 por *comando de velocidade do A/D do controlador*. O sinal de velocidade do motor, tem seu nível adequadamente reduzido através de $R4$ e $R5$, e é entregue ao controlador de trajetórias através do ponto indicado na figura 5.15 por *sinal de velocidade para o A/D do controlador*.

Foram realizados ensaios sobre este sistema, que deram origem aos dados apresentados a seguir. As curvas do item (A) da figura 5.16 mostram o sinal de comando vindo do computador (curva 1) e a resposta de velocidade (curva 2) do robô, sujeito ao distúrbio de torque (curva 3) com período 0.2 segundos e amplitude 0.2 Nm, sem a ativação do observador. O item (B) da figura 5.16 mostra a resposta de velocidade (curva 2), o sinal de comando (curva 1) e o distúrbio injetado (curva 3), quando o observador é ativado. Neste item, pode-se observar a supressão dos distúrbios de torque quando o observador está ativado. O item (C) mostra a diminuição do esforço de controle por parte do controlador de trajetórias, quando o observador é ativado (curva 2), frente ao esforço quando o observador não é ativado (curva 1).

O item (D) da figura 5.16 mostra o distúrbio injetado no sistema (curva 1) e o distúrbio estimado pelo observador (curva 2), que é utilizado para realimentar a malha de aceleração do motor.

A figura 5.17 mostra o resultado do ensaio do sistema de tração do *Ariel* sujeito a distúrbios de torque (curva 3) com amplitude de 0.2 Nm e período de 0.2 segundos e comandado a partir de um degrau de velocidade de 0.8 m/s. A curva indicada pelo índice 2 mostra a resposta de velocidade do robô frente ao comando de velocidade gerado pelo controlador de trajetórias (curva 1), para o caso da ausência do observador. O item (B) mostra a resposta de velocidade (curva 2) frente ao degrau de comando (curva 1) e o distúrbio (curva 3), para o caso de ativação do observador, o qual apresenta boa supressão dos distúrbios.

O item (C) mostra o esforço de controle gerado pelo controlador de trajetórias para o caso de ativação do observador (curva 2) frente ao esforço de controle para o caso da ausência do observador (curva 1). Pode-se notar a diminuição do esforço de controle quando o observador é ativado, apesar do caso limite escolhido para o ensaio, ou seja, a condição de velocidade máxima que pode ser desenvolvida pelo *Ariel*.

O item (D) mostra o distúrbio de torque estimado pelo observador (curva 2) frente ao torque injetado no sistema (curva 1), onde pode-se observar a fidelidade de reconstrução do sinal por parte do observador.

Como a implementação prática do observador foi feita a partir do circuito obtido do observador modificado, foram realizados alguns ensaios para avaliar a influência do valor do parâmetro g_1 e para fins de comparação com os resultados ensaiados, apresentados na figura 5.6. Assim, foram testados os mesmos valores

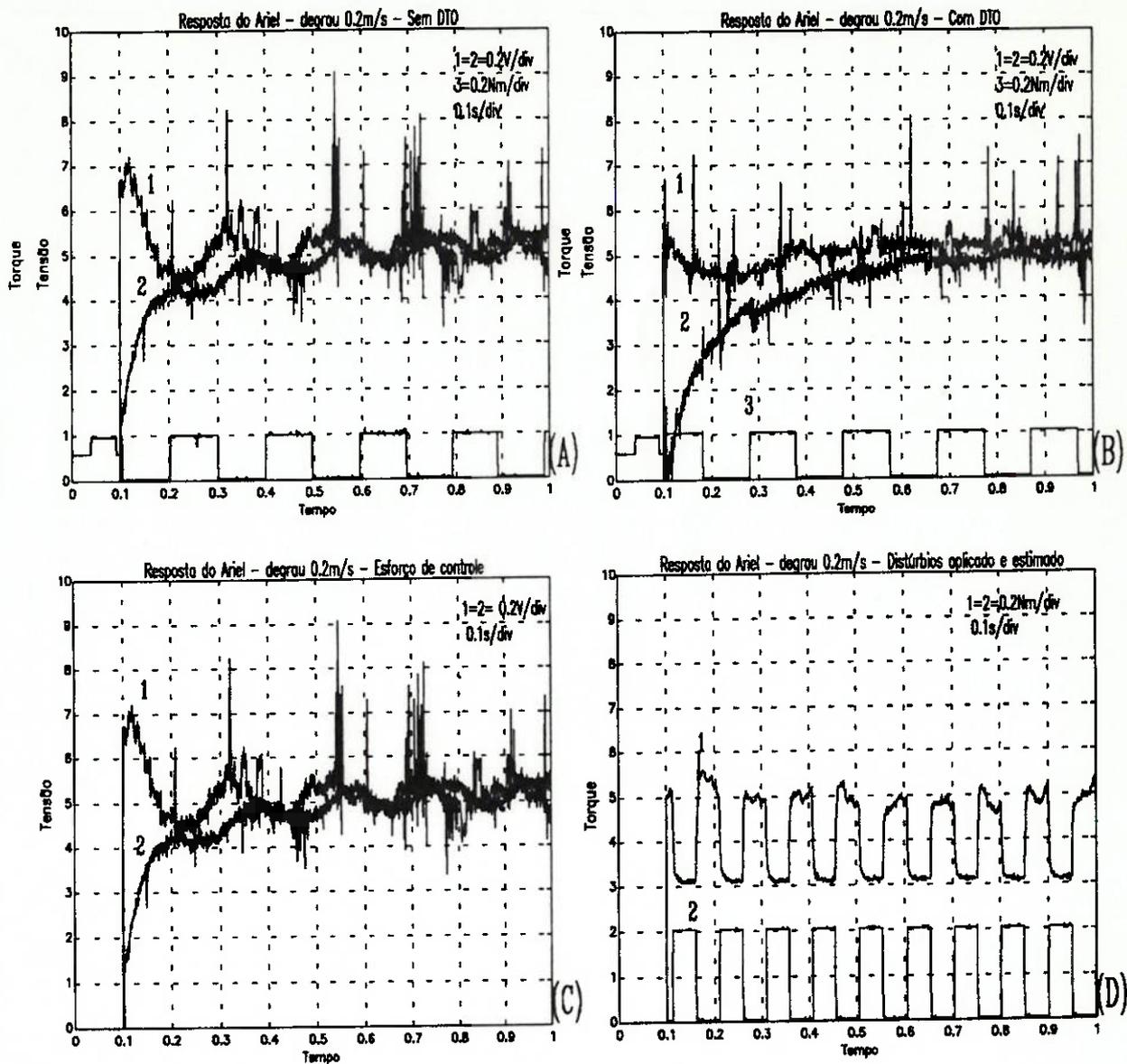


Figura 5.16: Resposta de velocidade do Ariel - degrau 0.2 m/s

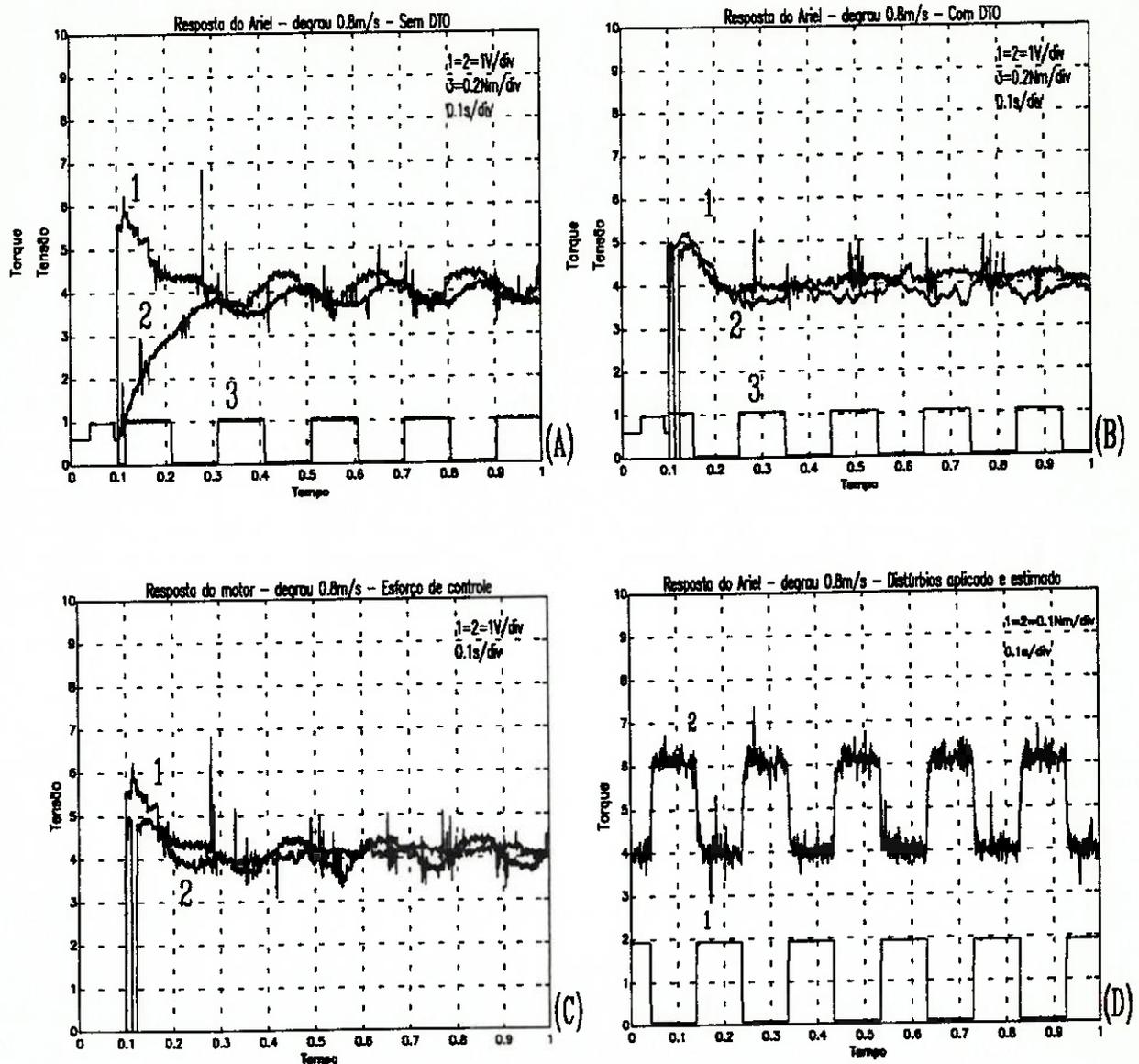


Figura 5.17: Resposta de velocidade do Ariel - degrau 0.8 m/s

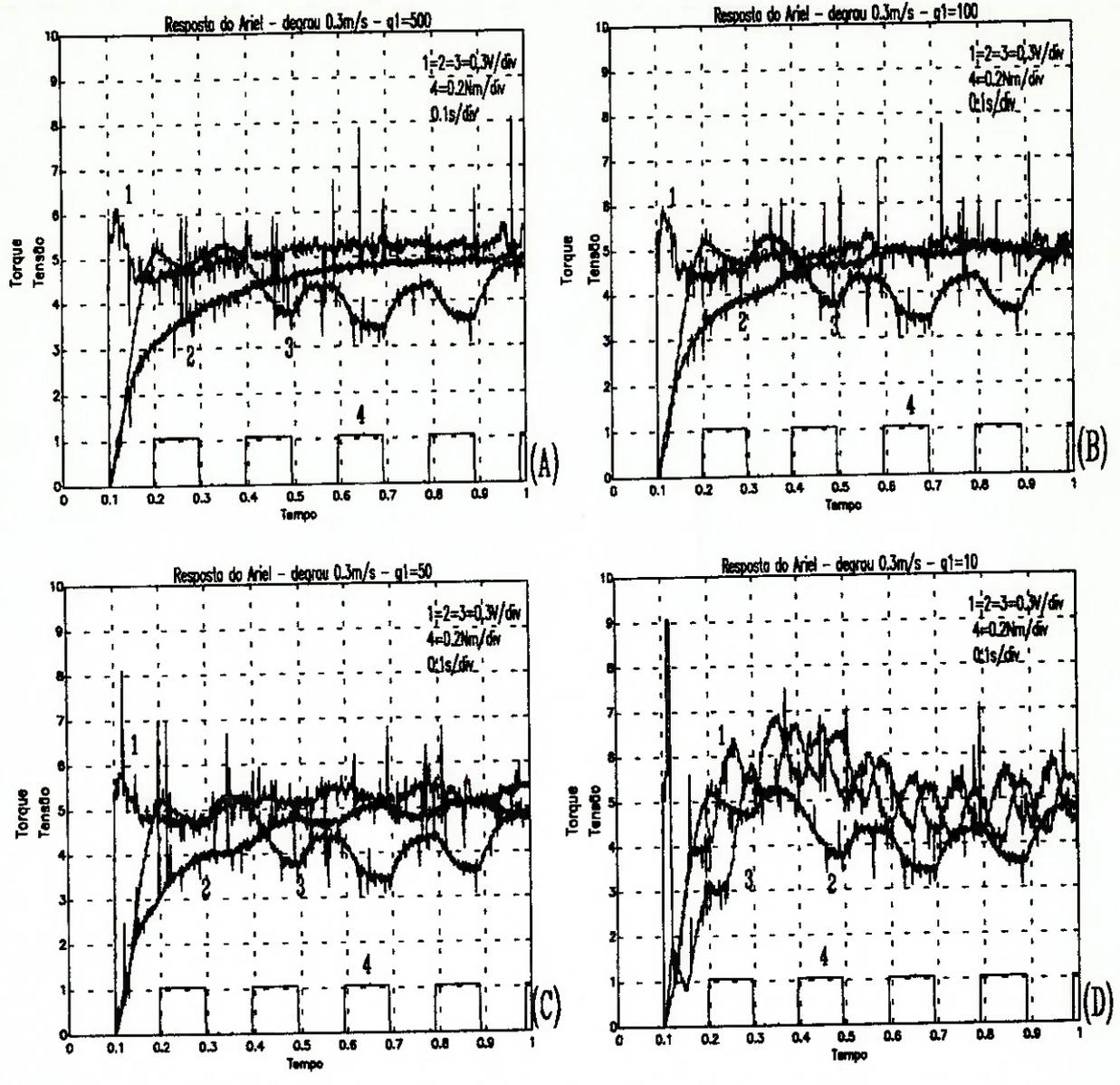


Figura 5.18: Resposta de velocidade do Ariel - variação do parâmetro g_1

de g_1 , o qual determina a resposta de frequência do observador. O sistema de acionamento do robô foi comandado a partir de um degrau de 0.3 m/s e foram coletados dados, os quais geraram os gráficos apresentados na figura 5.18, onde no item (A) são apresentados o sinal de comando gerado pelo controlador de trajetórias (curva 1), a resposta de velocidade quando o observador é ativado (curva 2), a resposta sem o observador (curva 3) e o distúrbio injetado no sistema (curva 4), representado por uma onda retangular com amplitude de 0.2 Nm e período de 0.2 segundos. A configuração aqui ensaída conta com o valor de g_1 igual a 500 . O item (B) mostra o resultado de velocidade (curva 2) para o caso da ativação do observador, a resposta de velocidade sem o observador (curva 3), o sinal de comando gerado pelo controlador de trajetórias (curva 1) e o distúrbio de torque (curva 4), para o valor do parâmetro g_1 igual a 100 .

O item (C) mostra os mesmos resultados citados anteriormente mas com o valor de g_1 igual a 50 , e o item (D) mostra os resultados quando o valor de g_1 é igual a 10 . Pode-se observar uma diminuição da supressão dos distúrbios a medida que o valor de g_1 diminui. Observa-se também o aumento do esforço de controle, representado em todos os itens pela curva 1.

A tarefa do robô móvel *Ariel* é a execução de caminhos a partir de comandos de velocidade, gerados pelo controlador de trajetórias. A inclusão do observador de distúrbios de torque tem por objetivo a minimização dos esforços de controle por parte deste controlador que deve, por outro lado, ocupar-se da análise dos dados sensoriais.

Assim, foram analisadas algumas trajetórias executadas pelo robô, com e sem o observador de distúrbios, permitindo assim a avaliação do comportamento do sistema de acionamento do *Ariel*, frente aos distúrbios de torque.

Inicialmente foi realizada uma trajetória determinada por três segmentos de reta, com início indicado na figura 5.19, pelo ponto x , com velocidade de 0.4 m/s no primeiro e segundo segmentos e 0.3 m/s no segmento final. A extensão total da trajetória é de 13 metros.

Foi aplicado á roda direita do robô, um distúrbio de torque com amplitude de 1 Nm e período 0.4 segundos. A curva indicada pelo índice 1 mostra a trajetória seguida pelo veículo com a ativação do observador em seu sistema de acionamento e a curva 2 mostra a resposta de trajetória afetada pelo distúrbio, ou seja, o sistema de acionamento sem o observador.

O segundo ensaio de trajetória foi realizado a partir de um caminho determinado por um segmento de reta de 1 metro de comprimento unido a um círculo de 1 metro de raio. A velocidade do *Ariel* neste ensaio é de 0.4 m/s , e a trajetória inicia no ponto x da figura 5.20. Foi injetado no acionamento da roda direita do robô, um distúrbio representado por uma onda quadrada de amplitude 1.5 Nm e período de 2 segundos.

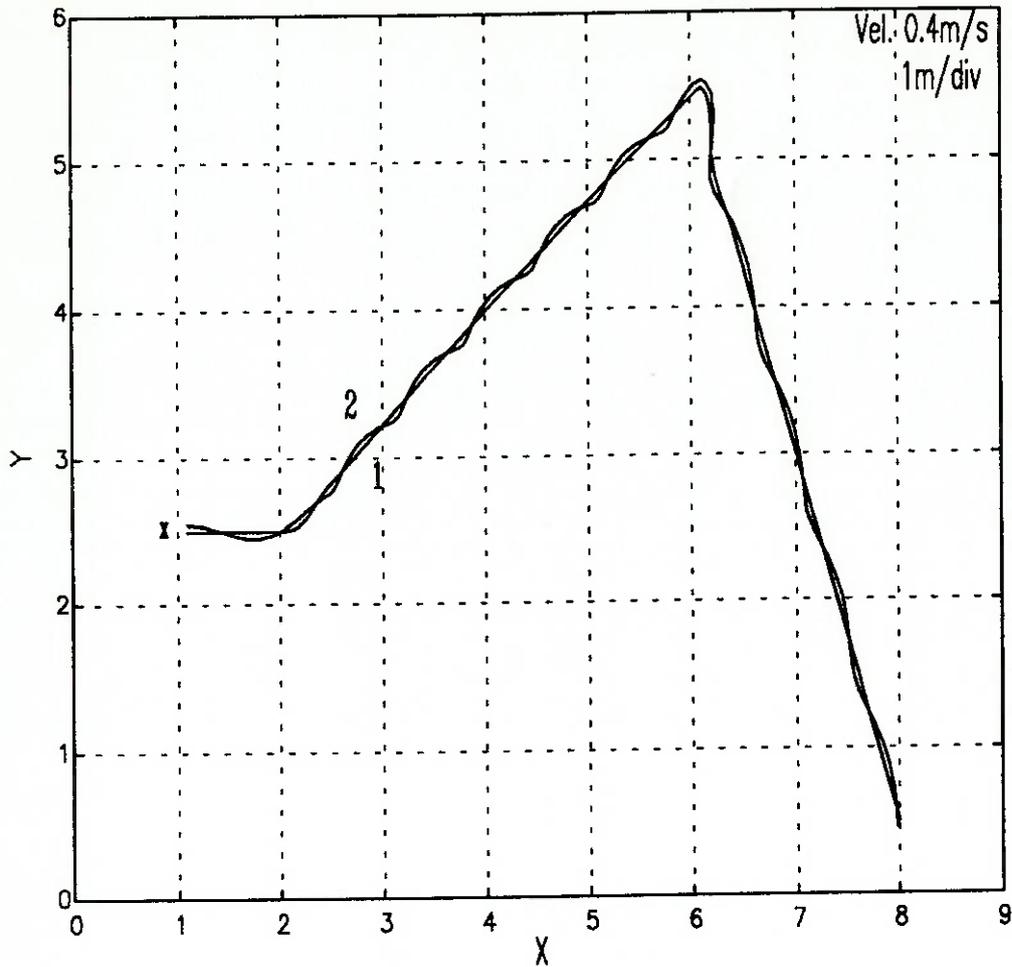


Figura 5.19: Trajetória retilínea executada pelo Ariel

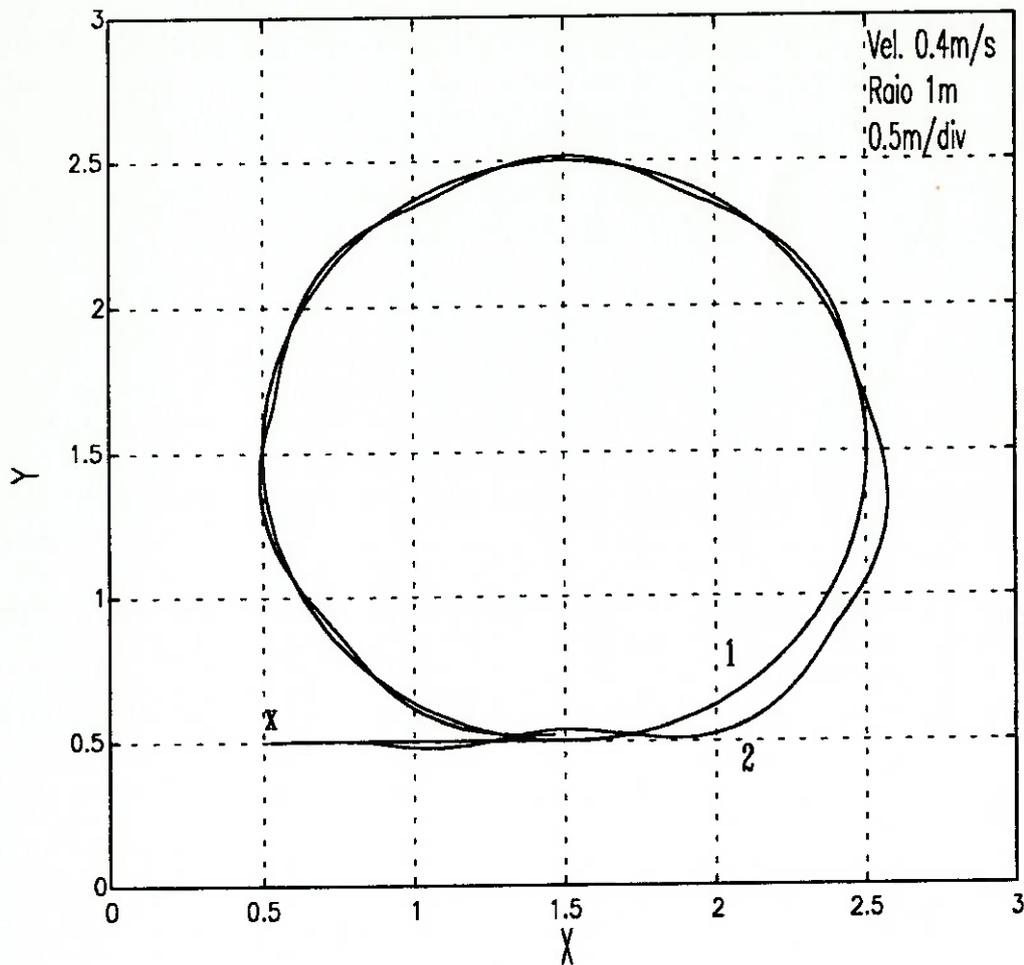


Figura 5.20: Trajetória circular executada pelo *Ariel*

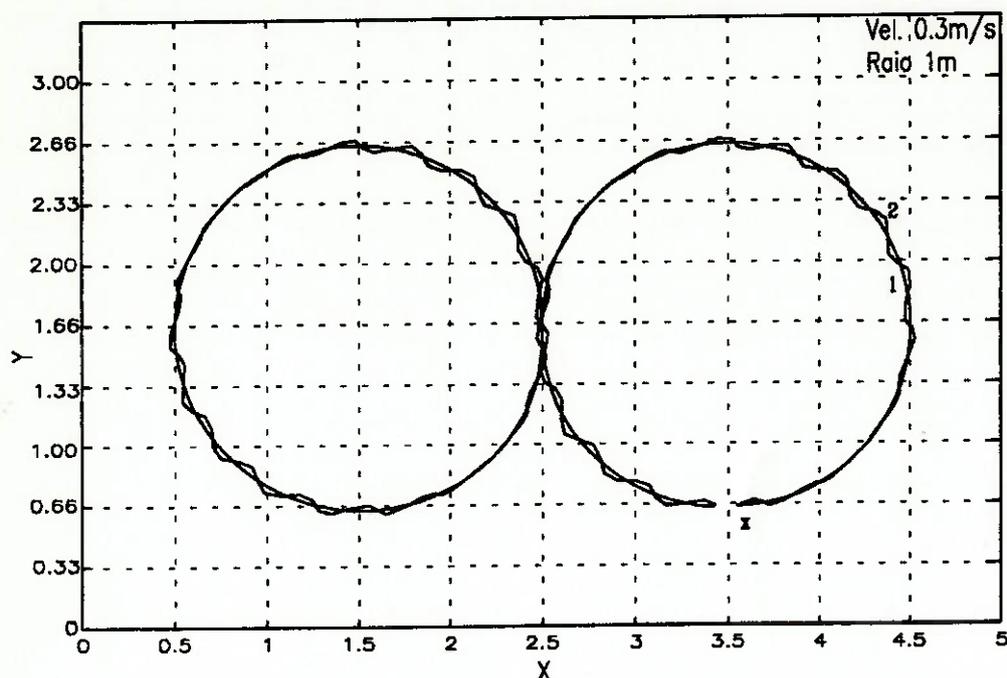
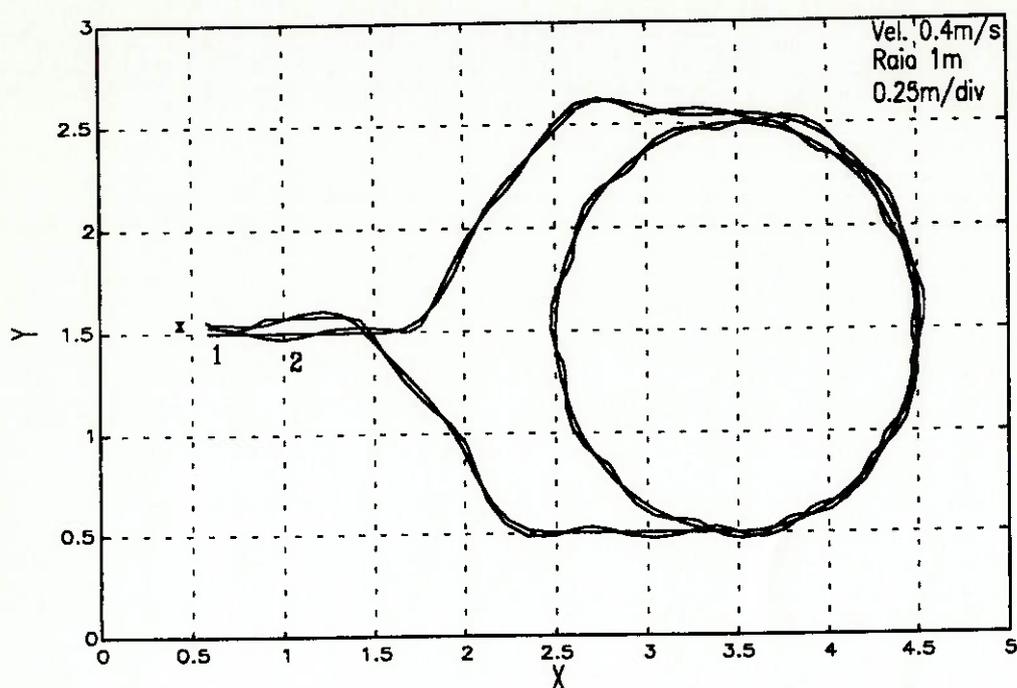


Figura 5.21: Trajetória "oito" executada pelo Ariel

O resultado da trajetória seguida pelo robô é apresentado na figura 5.20, onde a curva indicada pelo índice 1 mostra a trajetória obtida com a ativação do observador e a curva 2 mostra a trajetória sem o observador. Pode-se notar neste ensaio, que o controlador consegue corrigir e manter a trajetória quando o observador não está ativado, mas não consegue suprimir o efeitos do distúrbio, mesmo sendo este, de período grande em relação a velocidade do robô.

A terceira trajetória ensaiada é um caminho composto de duas trajetórias circulares de raio 1 metro, resultando em um "oito". Esta trajetória pode ser observada na figura 5.21, onde a velocidade do robô é de 0.3 m/s e são percorridos 12.5 metros. Foi aplicado ao sistema de acionamento da roda esquerda, um distúrbio com amplitude de 2 Nm e período de 0.1 segundos. O ponto de partida está indicado por x e a curva 1 mostra o caminho executado a partir da aplicação do observador ao sistema de acionamento do robô. A curva indicada por 2, mostra a trajetória seguida pelo Ariel sem a ativação do observador, e pode-se notar que, também neste caso, o controlador de trajetórias consegue corrigir o caminho seguido, mas não consegue suprimir o efeito do distúrbio aplicado.

Concluindo a análise de trajetórias, foi ensaiado um caminho misto representado por segmentos de reta e semicírculos, totalizando um caminho de 12 metros de comprimento. A velocidade do veículo é de 0.5 m/s nos segmentos de reta e 0.4 m/s nos semicírculos. Foi aplicado um distúrbio de 2 Nm e período de 1.5 segundos. A curva indicada por 1 da figura 5.22, mostra a trajetória seguida pelo robô, com

Figura 5.22: Trajetória mista executada pelo *Ariel*

o observador de distúrbios ativo, enquanto a curva 2 mostra a trajetória quando o observador é desligado. Neste caso, como nos anteriores, o controlador consegue manter o robô na trajetória, no entanto, não consegue suprimir os distúrbios, que só são suprimidos com a introdução do observador.

Capítulo 6

Considerações finais

O principal efeito dos distúrbios de torque, aos quais o robô móvel *Ariel* está sujeito, é a geração de sinais de correção dos erros de velocidade por parte do controlador de trajetórias, denominados de esforços de controle. Estes esforços resultam em atividade constante do controlador, impedindo-o de processar adequadamente os dados coletados pelos sensores de posição.

O objetivo deste trabalho é a experimentação de uma estratégia capaz de minimizar os efeitos dos distúrbios sobre o controle das trajetórias, e a opção escolhida foi o observador de distúrbios de torque.

A construção deste observador está baseada no acionamento dos motores de tração através de amplificadores de corrente, o que permite o controle não só da velocidade do motor mas também de seu torque.

A aplicação do amplificador de corrente no acionamento dos motores resultou na melhora de resposta de velocidade, ficando o sistema insensível ao atraso provocado pelo pólo elétrico, e ocorrendo também diminuição do atraso introduzido pelo pólo mecânico, tornando assim o sistema de acionamento robusto frente a variação dos parâmetros internos do motor.

Foi conectado ao amplificador de corrente, a estrutura do observador de distúrbios, que tem por objetivo, estimar as forças externas às quais o sistema está sujeito, e gerar um sinal de erro proporcional aos distúrbios. Este sinal de erro, é então injetado no amplificador de corrente e somado com o sinal de corrente de comando, forçando o sistema a gerar um torque de erro que se opõe ao torque gerado pelos distúrbios, anulando-os.

Inicialmente, foi experimentado o observador baseado no sinal de aceleração, o qual utiliza função de transferência inversa a da inércia do motor, representada por um integrador. O sistema assim configurado não apresentou bons resultados nem nas simulações, nem nos ensaios, pois a presença do circuito diferenciador na malha

de estimação dos distúrbios tornou o sistema muito sensível aos ruídos associados ao movimento do motor, que são, os picos de tensão transiente produzidos pelo amplificador de acionamento e o ruído de comutação das espiras do tacogerador.

Para contornar o problema associado aos ruídos, a opção foi a procura de um sistema com função de transferência idêntica a do observador, mas que dispensasse o circuito diferenciador. O sistema resultante é o observador modificado, onde aparecem somente elementos de ganho e um filtro passa-baixas. A configuração resultante impõe ao sistema somente dependência do valor da frequência de corte do filtro passa-baixas utilizado na supressão dos ruídos associados ao movimento do motor.

A implementação do observador, buscou a obtenção de resultados a respeito dos efeitos de sua aplicação nos sistemas de acionamento de motores de tração do *Ariel*. Assim, foi simulado o sistema compreendendo somente os motores. Foram feitas análises a partir de aplicação ou não de carga ao eixo do motor, da variação de seus parâmetros nominais e do parâmetro g_1 . O sistema foi comandado por degraus de várias amplitudes, bem como, rampas de comando, o que permitiu uma análise da resposta do sistema simulado nas mais diversas condições. Com o objetivo de comparação posterior dos resultados simulados com os resultados obtidos experimentalmente, os parâmetros do motor simulado são iguais aos parâmetros nominais dos motores utilizados no robô.

Foram realizadas também, medidas para verificar a influência da implementação do amplificador de corrente, o que mostrou resultados práticos bastante satisfatórios, com relação a diminuição do tempo de resposta de velocidade do sistema.

Continuando a análise do acionamento de motores de corrente contínua, foram feitos ensaios nos sistemas de acionamento do *Ariel*, utilizando o observador de distúrbios de torque.

A implementação do observador foi realizada com base no observador modificado teórico, e os blocos deste observador foram implementados através de circuitos analógicos discretos, com funções análogas, isto é, circuitos somadores, amplificadores e filtro passa-baixas. A estrutura resultante permite a obtenção de boa velocidade de resposta com relativa simplicidade de construção. Foram injetados na estrutura resultante, distúrbios de torque, com o objetivo de verificar sua capacidade de supressão.

As condições impostas aos ensaios permitiram análises comparativas com os dados coletados nas simulações, onde observou-se a eficiência de supressão dos distúrbios por parte do observador implementado.

Para avaliar o efeito do observador no sistema de acionamento dos motores do *Ariel*, foram realizadas simulações sobre o sistema completo representado pelo veículo e pelo controlador de trajetórias. Observou-se que houve um aumento de

tempo de resposta de velocidade, comparando-se com os ensaios feitos com o motor sem carga. Este aumento deve-se a inércia considerada no modelo do robô, que inclui a massa do veículo e a carga a ser transportada.

O acionamento foi comandado através de degraus de diferentes velocidades, os quais representam condições reais de operação, quando ocorrem mudanças de trajetórias. Comprovou-se nestes ensaios, a diminuição do esforço de controle, quando o observador é aplicado ao sistema de acionamento, sujeito a distúrbios, além da diminuição do tempo de resposta aos degraus de comando. Comprovou-se também, a sensibilidade do sistema ao valor do parâmetro g_1 .

Completando o trabalho, foram realizados ensaios de trajetórias do *Ariel*, onde são comparados os caminhos percorridos pelo veículo, sujeito a distúrbios de torque com e sem o observador. A partir destes ensaios, conclui-se que o *Ariel* é sensível a distúrbios de torque de baixa frequência, com períodos da ordem de alguns segundos, e esta sensibilidade justifica-se pela inércia representada pelo veículo e pela taxa de redução utilizada no sistema de tração. A influência da baixa eficiência do sistema de redução, pode ser também citada como fator limitante.

Por outro lado, o controlador de trajetórias consegue manter o veículo no caminho previamente determinado, mas não consegue suprimir os distúrbios, mesmo sendo de baixas frequências, e seu efeito pode ser observado através de pequenas alterações de trajetória. Com a ativação do observador, ocorre a supressão dos distúrbios, desde que os mesmos não ultrapassem o limite de robustez do observador, ou seja, tenham amplitudes tais que o observador não possa mais compensar e seja levado a condição de saturação. Dentro destes limites, o observador mostrou-se eficaz na supressão dos distúrbios não só injetados no sistema de acionamento, como os determinados por forças reativas de uma roda de tração sobre a outra, atritos e influências da roda dianteira não computada no modelo que rege o controlador de trajetórias.

Os resultados obtidos neste trabalho, sugerem algumas extensões, como por exemplo, a implementação do observador de distúrbios através de microcontroladores ou DSP (Digital Signal Processor), instalados junto aos amplificadores de acionamento. Este tipo de implementação favoreceria a utilização de algoritmos de cálculo que levassem em conta não só as variáveis medidas, corrente e velocidade, mas também as não linearidades associadas ao modelo do veículo, o que tornaria o observador mais eficaz.

Feita a implementação microprocessada do observador, sua inclusão no acionamento de juntas robóticas em robôs de dois ou mais graus de liberdade se justificaria, pois a medida que os distúrbios de torque de cada junta fossem compensados localmente pelo acionamento, seriam suprimidos os torques iterativos de uma junta sobre a outra. Portanto, seria obtido um sistema desacoplado, simplificando a modelagem do robô e dispensando os cálculos de dinâmica inversa. Assim, um sistema multijuntas passaria a ser considerado como um sistema linear, o que simplificaria

o seu controle.

A capacidade do observador de distúrbios de torque de reconstruir o sinal relacionado aos distúrbios, a partir da velocidade e da corrente de acionamento do motor, permite também, a obtenção de estruturas capazes de determinar o torque imposto a uma junta robótica. Se o torque pode ser quantificado, é então possível a realização do controle de força para robôs, baseado nas informações fornecidas pelo observador de distúrbios.

Outra aplicação sugerida para o observador de distúrbios de torque, é sua utilização em controle de máquinas de corrente alternada, trabalhando como elemento auxiliar da técnica "vector control", através da realimentação local dos distúrbios de torque, o que resultaria em uma rápida resposta de transitórios, erros estacionários nulos, além de um sistema com capacidade de estimar a carga ao qual está sujeito.

Bibliografia

- [1] AMOUROUX, M.; BABARY, J.P. Sensor and control location problems. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.6, p.4238-44.
- [2] ARMADA, M.; REVIEJO, J.; SANTOS, P.G. Identificação experimental de subsistemas em servomecanismos e robótica. In: ENCONTRO REGIONAL DE AUTOMAÇÃO E INSTRUMENTAÇÃO, 1., Vitória, 1989. **Anais**. Espírito Santo, ERAI, 1989. p.26-31.
- [3] BARBI, I. Conversores para o acionamento do motor de corrente contínua. **SBA: Controle e automação**, Campinas, v.1, n.1, p.50-8, jan. 1987.
- [4] COZMAN, F.G. **Controlador de trajetória para o robô móvel Ariel - Solução de controle ótimo**. São Paulo, 1991. 180p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da USP.
- [5] DAVISON, E.J. Robust controller design. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.6, p.4129-33.
- [6] DOPAZO, J.F.; RADU, L.; SASSON, A.M. Power systems: state estimation. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.6, p.3846-50.
- [7] DOYLE, J.C.; STEIN, G. Robustness with observers. **Transactions on Automatic Control**, New York, v.AC-24, n.4, p.607-11, Aug. 1979.
- [8] FERREIRA, P.M.G. Internal model principle: output tracking and disturbance rejection. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.4, p.2567-70.
- [9] FREUDENBERG, J.S.; LOOZE, D.P. Right half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.AC-30, n.6, p.555-65, June 1985.

- [10] GAWTHROP, P.J. Self-tuning controllers: input-output analysis. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.6, p.4205-09.
- [11] GOPINATH, B. On the control of linear multiple input-output systems. **Bell System Technical Journal**, v.50, n.3, p.1063-81, 1971.
- [12] GUARDABASSI, G.; LOCATELLI, A.; SCHIAVONI, N. Structure-constrained robust controller design. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.7, p.4685-9.
- [13] HARASHIMA, F.; HASHIMOTO, H.; KONDO, S. Mosfet converter-fed position servo system with sliding mode control. In: Bose, B.K., eds. **Microcomputers Control of Power Electronics and Drives**. New York, IEEE, 1987. p.246-51.
- [14] HEIDEPRIEM, J. Rolling-mill control. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.6, p.4139-42.
- [15] HORI, Y. A novel servo system design method based on the acceleration control. **IECON'88**, v.2, p.447-52, 1988.
- [16] HORI, Y. Disturbance suppression on an acceleration control type DC servo system. In: **IEEE PESC'88**, session II B-5, Kyoto, 1988. *Conference Record*, Kyoto, IEEE, 1988. p.222-29.
- [17] HORI, Y. Generalized robust position and force controller design method for robot manipulator. **12th IFAC world congress**, Sydney, July, 1993. /No prelo/
- [18] JOOS, G.; BARTON, T. H. Four-quadrant DC variable-speed drives - Design considerations. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.63, n.12, p.1660-8, Dec. 1975.
- [19] KENJO, T.; NAGAMORI, S. **Permanent-Magnet and Brushless DC motors**. 1.ed. Oxford, Clarendon Press, 1985.
- [20] KLAFTER, R.D.; CHMIELEWSKI, T.A.; NEGIN, M. **Robotic Engineering: an integrated approach**. 1.ed. New Jersey, Prentice all, 1989.
- [21] LIAW, C. M. Design of a two-degree-of-freedom controller for motor drives. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.37, n.8, p.1215-20, Aug. 1992.
- [22] LOUIS, J.P.; HUSSON, R. Motor drives, direct current. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.5, p.3092-97.

- [23] LUH, J.Y.S. Conventional controller design for industrial robots - A tutorial. **IEEE Trans. System Man and Cybernetics**, New York, v.SMC-13, n.3, p.298-316, May 1983.
- [24] LUH, J. Y. S.; FISCHER W. D.; PAUL R. P. C. Joint torque control by a direct feedback for industrial robots. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.AC-28, n.2, p.153-61, Febr. 1983.
- [25] LUENBERGER, D.G. An introduction to observers. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.16, n.6, p.596-602, Dec. 1971.
- [26] LUH, J.Y.S.; WALKER, M.W.; PAUL, R.P.C. Resolved-acceleration control mechanical manipulators. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.AC-25, n.3, p.468-74, June 1980.
- [27] MEDITCH, J. S.; HOSTETTER, G. H. Observers for systems with unknown and inaccessible inputs. **Int. J. Control.**, New York, v.19, n.3, p.473-80, 1974.
- [28] MIZUTANI, T. Load insensitive structure of disturbance torque observer compensation and its application. **Mitutoyo Corporation System Technology Lab.** , Tokyo, v.1, n.1, p.1-7, Oct. 1990.
- [29] MIZUTANI, T.; YAMAGIWA, T.; SAKAY, H.; YU-WU, S.; IGASAKI, S.; OKAMOTO, K. Rotary table for precise measurement and its control. **Mitutoyo Corporation System Technology Lab.** , Kanagawa, v.C, n.920, p.539-41, Apr. 1992.(Em japonês)
- [30] MOCHIZUKI, T.; TANAKA, Y.; KIHARA, T. Microprocessor controlled D.C. motor drive system. **IECON'88**, v.2, p.369-374, 1988.
- [31] MURAKAMI, T.; OHNISHI, K. Advanced control technique in motion system. **Recent Advances in Motion Control**, Italy, v.1, n.1, p.3-11, Jun. 1991.
- [32] NAKAO, M.; OHNISHI K.; MIYACHI K. A robust decentralized joint control based on interference estimation. In: **IEEE International conference robotics and automation**, Tokyo, 1987. **Proceedings**. Tokyo, IEEE, 1987.
- [33] OHISHI, K.; NAKAO, M.; OHNISHI, K.; MIYACHI, K. Microprocessor-controlled DC motor for load insensitive position servo system. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.IE-34, n.1, p.44-9, Feb. 1987.
- [34] OHISHI, K.; TAMAKI, K.; OHNISHI, K.; MIYACHI, K. Adaptive DC servo drive control taking external force suppression into account. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting** , 21., Denver, 1986. **Conference Record**, New York, IEEE, 1986. p.277-82.
- [35] OHISHI, K. et al. Torque-speed regulation of DC motor based on load torque estimation method. **IPEC**, 2., Tokyo, 1983. **Conference Record**, Tokyo, IPEC, 1983. p.1209-18.

- [36] OHNISHI, K.; MURAKAMI, T. Advanced motion control in robotics. In: **IEEE PESC'89**, Philadelphia, 1989. *Proc.*, Philadelphia, IEEE, 1989. p.356-9.
- [37] OHMAE, T.; MATSUDA, T.; KANNO, M.; SAITOH, K.; SUKEGAWA, T. A Microprocessor-based speed regulator using fast response state observer for motor drives. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, 21., Denver, 1986. *Conference Record*, New York, IEEE, 1986. p.271-6.
- [38] OUYANG, M.; LIAW, C. M.; PAN, C. T. Model reduction by power decomposition and frequency response matching. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.AC-32, n.1, p.59-62, Jan. 1987.
- [39] PERDIKARIS, G.A. Computer methods for modeling, tuning, and control of DC motor drive systems. **Control and Computers**, Wisconsin, v.12, n.2, p.41-6, Feb. 1984.
- [40] POULIN, J.E. Practical considerations in DC motor and amplifier selection. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.IA-20, n.5, p.1130-40, Sept. 1984.
- [41] RAKE, H.; HOFFMANN, U.; BREDDERMANN, R. Self-tuning on-off control. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.6, p.4209-11.
- [42] REZEK, J.J., RODRIGUES, M.S., et alli. Projeto e simulação de um sistema de acionamento controlado para máquina de corrente contínua. In: **CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA**, 8., Belém, 1990. *Anais*. Belém, CBA, 1991. p.141-160.
- [43] SANDERS, C.W. Decentralized observers: design and evaluation methods. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.2, p.907-12.
- [44] STEELE, J.P.; EBRAHIMI, N.D. Control of mobile robots. **International Journal of Robotics and Automation**, v.1, n.2, p.40-46, 1986.
- [45] SUGIE, T.; YOSHIKAWA, T. General solution of robust tracking problem in two-degree-of-freedom control systems. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.AC-31, n.6, p.552-4, Jun. 1986.
- [46] TANIKOSHI, K. **Project circuits to DC motor controls** 1.ed. Tokyo, C.Q. Publishers, 1986.(Em japonês)
- [47] THORPE, C.; HEBERT, M.H.; KANADE, T.; SHAFER, S.A. Vision and navigation for the Carnegie-Mellon Navlab **IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence**, v.10, n.3, p.362-373, May 1988.
- [48] TOJO, T. Current aspects and future trends of nanometer positioning. **Precision Engineering Magazine**, v.1, n.43, p.451-5, 1990.(Em japonês)

- [49] TSUCHIYA, T. Electrical drive control by state feedback or output feedback control based on improved optimal control theory. In: **IPEC'83**, Tokyo, 1983. *Conference Record*, Tokyo, IPEC, 1983. p.1676-87.
- [50] UMENO, T.; HORI, Y. Two degrees of freedom controllers for robust servo-mechanism - their application to robot manipulators without speed sensors. **Recent Advances in Motion Control**, Italy, v.1, n.1, p.47-56. Jun. 1991.
- [51] UMENO, T.; HORI Y. Generalized robust servosystem design based on the parametrization of two degrees of freedom controllers. In: **IEEE PESC'89**, Milwaukee, 1989. *Proc.*, Milwaukee, IEEE, 1989. p.945-50.
- [52] VIDYASAGAR, M. Linear systems: stability. In: SINGH, I., eds. **Systems and Control Encyclopedia: Theory, Technology, Applications**. Manchester, Pergamon, 1986. v.4, p.2872-5.
- [53] WESSON, W.D.; GRIGSBY, L.L. Dynamics of a battery-powered vehicle. **Periodico**, volume.2, New York, p.310-24, 1980.
- [54] WOLOVICH, W.A.; FERREIRA, P. Output regulation and tracking in linear multivariable systems. **Transactions on Automatic Control**, New York, v.AC-24, n.3, p.460-5, June 1979.
- [55] YOULA, D. C.; BONGIORNO, J. J. A feedback theory of two-degree-of-freedom optimal wiener-hopf design. **IEEE Trans. Automat. Contr.**, New York, v.AC-30, n.7, p.652-65, July 1985.
- [56] ZAMES, G.; FRANCIS, B. A. Feedback, minimax sensitivity, and optimal robustness. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v.AC-28, n.5, p.585-600, May 1983.
- [57] ZELENKA, K.R.; BARTON, T.H. A fast-acting current limit for a DC motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.IA-22, n.5, p.798-804, Sept. 1986.
- [58] KOMADA, S.; MURAKAMI, T.; OHNISHI, K. Force feedback control of multi-degrees- of-freedom robot based on acceleration. **IEE of Japan Transactions**, Keio, v.109-D, n.5, p.325-32, 1989.
- [59] DESIGN of the HCTL-1000's digital filter parameters by the combination method. Hewlett Packard. Calif., 1990
- [60] UC3637 Switched mode controller fot DC motor drive. Unitrode Corporation. Lexington., 1987.
- [61] KOREN, Y. **Robotics for engineers**. 2.ed. New York, Mcgraw-Hill, 1985.

Apêndice A

Aquisição de dados

Os gráficos que apresentam resultados das medidas, feitas nos ensaios, apresentados neste trabalho, foram confeccionados a partir de dados (degraus de tensão de comando, degraus de resposta de velocidade e sinais de corrente) coletados com um osciloscópio digital com memória COR5500U produzido pela KIKUSUI ELECTRONICS CORP., conectado a um computador, via canal serial padrão RS232. A comunicação dos dados entre o osciloscópio e o computador foi auxiliada por um programa criado para este fim e apresentado na listagem a seguir. Este programa permite a determinação do número de pontos adquiridos em cada curva, bem como a possibilidade de armazenagem ou não dos dados, além de configurar o canal serial. Este programa foi compilado no Microsoft QuickBASIC 4 e o arquivo de dados por ele gerado tem no máximo 2 colunas de 2048 elementos, e estas colunas estão relacionadas com os canais dois canais do osciloscópio, respectivamente.

```
COMMON SHARED Xcanal, salva$, passo

DECLARE SUB wavread ()
DECLARE SUB dispout ()
  DIM SHARED WAV1$, WAV2$

  OPEN "COM1:2400, N, 8, 1" FOR RANDOM AS #1 LEN = 4096

CONT$ = "Y"

DO
  CLS

  PRINT "-----"
  PRINT " Programa de aquisicao de dados"
  PRINT " 01/29/93"
  PRINT "-----"

  PRINT : PRINT : PRINT
  INPUT " Salva arquivo ? (S/N) ", salva$
  salva$ = UCASE$(salva$)
  IF salva$ = "S" THEN

  PRINT : PRINT : PRINT
```

```
INPUT " Arquivo de saida (*.m): ", Nome$
OPEN Nome$ FOR OUTPUT AS #2

END IF

CALL wavread
CALL dispout

INPUT "Continua aquisicao ? (S/N) ", CONT$

CONT$ = UCASE$(CONT$)

IF salva$ = "S" THEN
  CLOSE #2
END IF

LOOP WHILE CONT$ = "S"

CLOSE #1

IF salva$ = "S" THEN
  CLOSE #2
END IF

END

SUB dispout
SCREEN 2
WINDOW (0, 0)-(4090, 255)

IF Xcanal = 1 THEN

  yO% = ASC(MID$(WAV1$, x% + 1, 1))
  PRINT #2, "CH1=["
  FOR x% = 1 TO 4096 STEP passo
    y% = ASC(MID$(WAV1$, x% + 1, 1))
    LINE (x%, y%)-(x% - 1, yO%), 1

    yO% = y%

    IF salva$ = "S" THEN
      IF x% = 4093 THEN
        PRINT #2, x%; y%
      ELSE
        PRINT #2, x%; y%; ";"
      END IF
    END IF
  NEXT x%
  PRINT #2, "];"

ELSEIF Xcanal = 2 THEN
  yO% = ASC(MID$(WAV2$, x% + 1, 1))
  PRINT yO%
  FOR x% = 1 TO 4096 STEP passo

    y% = ASC(MID$(WAV2$, x% + 1, 1))
    LINE (x%, y%)-(x% - 1, yO%), 1

    yO% = y%
    IF salva$ = "S" THEN
      PRINT #2, x%; y%
    END IF
  NEXT x%
```

```

ELSE
  y10% = ASC(MID$(WAV1$, x% + 1, 1))
  y20% = y10%

  PRINT y10%

  FOR x1% = 1 TO 4090 STEP passo

    y1% = ASC(MID$(WAV1$, x1% + 1, 1))
    y2% = ASC(MID$(WAV2$, x1% + 1, 1))
    LINE (x1%, y1%)-(x1% - 1, y10%), 1
    LINE (x1%, y2%)-(x1% - 1, y20%), 1

    y10% = y1%
    y20% = y2%

    IF salva$ = "S" THEN
      PRINT #2, x1%; y1%; y2%
    END IF

  NEXT x1%

END IF

PRINT "Pressione uma tecla para retornar ao modo texto."
WHILE INKEY$ = ""

: WEND
SCREEN 0
END SUB

SUB wavread

  PRINT : PRINT : PRINT

  INPUT " Qual canal? (1, 2, A) ", Canal$
  Canal$ = UCASE$(Canal$)

  PRINT : PRINT : PRINT
  INPUT " Taxa de incremento ? (1,2,... para o caso A, minimo 2) ", passo

  PRINT : PRINT

  PRINT " Aguarde ... "

  Xcanal = 0

  SELECT CASE Canal$ ' Selecciona Canal

    CASE "1" ' Canal 1

      PRINT #1, "WAVE START 0;END 7": INPUT #1, OK$ '
      PRINT #1, "WAVE CODE BYTE": INPUT #1, OK$ '

      PRINT #1, "WAVE OUT CH1" ' Selecciona canal 1
      WAV1$ = INPUT$(4096, #1) ' Preenche vetor WAV1$

      Xcanal = 1

    CASE "2" ' Canal 2

      PRINT #1, "WAVE START 0;END 7": INPUT #1, OK$
      PRINT #1, "WAVE CODE BYTE": INPUT #1, OK$
      PRINT #1, "WAVE OUT CH2" ' Selecciona canal 2
      WAV2$ = INPUT$(4096, #1)

      Xcanal = 2

```

```
CASE "A"      ' Ambos Canal 1 e Canal 2

PRINT #1, "WAVE START 0;END 7": INPUT #1, OK$
PRINT #1, "WAVE CODE BYTE": INPUT #1, OK$
PRINT #1, "WAVE OUT CH1"
WAV1$ = INPUT$(4096, #1)

PRINT #1, "WAVE OUT CH2"
WAV2$ = INPUT$(4096, #1)
Icanal = 0

END SELECT
```

Apêndice B

Formatação dos dados coletados

Os dados coletados pelo osciloscópio e armazenados no computador são adequadamente agrupados e processados, de maneiras a se obter os gráficos apresentados no trabalho. Para o processamento dos gráficos, foram criados alguns programas que rodam no aplicativo *MATLAB*TM. Estes programas permitem a escolha dos arquivos de entrada, a inserção de "labels" indicando as variáveis e as unidades das mesmas, bem como a geração de títulos nos gráficos. Estes gráficos podem ser confeccionados a partir de dados vindos de um mesmo arquivo, como nas medidas de resposta de velocidade a degraus de comando, podem também agrupar dados de arquivos diferentes, como no caso de comparação entre resultados de resposta com e sem o observador, bem como plotar colunas de dados umas contra as outras, como utilizado nos gráficos de análise de linearidade e de trajetórias. Os dados relativos às trajetórias foram adquiridos a partir de um programa que é executado pelo controlador de trajetórias, que roda no robô móvel *Ariel*. A seguir serão apresentados exemplos de programas para a geração dos gráficos.

```
%Programa utilizado para gerar graficos a partir de dados
%vindos de um so arquivo

%Instrucao que chama o arquivo

echo off;
nome = input('Nome do arquivo -> ', 's');
eval(['load ', nome]);
aux = eval(nome);

% Instrucao que solicita a entrada de dados

titulo = input('Titulo do grafico -> ', 's');
ampli = input('Label da amplitude (Veloc, Tensao, Corrente) -> ', 's');
amp = input('Unidade da amplitude (W/div), (V/div), (A/div) -> ', 's');
timebase = input('Time/div -> ', 's');

%Instrucao que cria as escalas do grafico

clf;
v=[0 1 0 10];
```

```
axis(v),
axis,axis,

%Instrucoes de plotagem

plot(aux(:,1)/4000,(aux(:,2)/25),aux(:,1)/4000,(aux(:,3)/25));

title(titulo),
xlabel('Tempo'),
ylabel(ampli);
text(.8,9, amp);
text(.8,8.3, timebase);
grid

pause

s = 'Salvar o arquivo para posterior processamento - Meta <file>'

%Programa utilizado para gerar graficos a partir de sinais vindos
%de arquivos diferentes, com o objetivo de comparacao

echo off;

%Instrucao que solicita o primeiro arquivo

nome1 = input('Nome do arquivo 1->> ', 's');
eval(['load ', nome1]);
aux1 = eval(nome1);

%Instrucao que solicita os labels do primeiro arquivo

amp1 = input('Unidade da amplitude 1=(W/div), (V/div), (Nm/div) ->> ', 's');

%Instrucao que solicita o segundo arquivo

nome2 = input('Nome do arquivo 2->> ', 's');

eval(['load ', nome2]);
aux2 = eval(nome2);

%Instrucao que solicita os labels do segundo arquivo

amp2 = input('Unidade da amplitude 2=(W/div), (A/div), (Nm/div) ->> ', 's');

titulo = input('Titulo do grafico ->> ', 's');
ampli = input('Label das amplitudes 1,2 (Veloc., Tensao, Torque) ->> ', 's');
timebase = input('Time/div ->> ', 's');

% Plota grafico

clg;
v=[0 1 0 10];
axis(v),
axis,axis,

plot(aux1(:,1)/4000,(aux1(:,2)/25),aux1(:,1)/4000,(aux1(:,3)/25),
aux2(:,1)/4000,(aux2(:,2)/25),aux2(:,1)/4000,(aux2(:,3)/25)),

title(titulo),
xlabel('Tempo'),
ylabel(ampli);
text(.8,9, amp1);
text(.8,8.3, amp2);
text(.8,7.6, timebase);
grid
```

```
pause
```

```
s = 'Salvar o arquivo para posterior processamento - Meta <file>'
```

```
%Programa utilizado para a plotagem de dados de uma coluna contra a outra  
%utilizados na geracao de graficos de linearidade e trajetorias
```

```
echo off;  
nome = input('Nome do arquivo de entrada ->> ', 's');  
eval(['load ', nome]);  
aux = eval(nome);
```

```
% Plota grafico
```

```
titulo = input('Titulo do grafico ->> ', 's');  
ampli = input('Label da amplitude X (Tensao de controle de entrada) ->> ', 's');  
amp = input('Unidade da amplitude X (x = V/div) ->> ', 's');  
tempo = input('Label da amplitude Y (Tensao de saida do taco) ->> ', 's');  
temp = input('Unidade da amplitude Y (y = V/div) ->> ', 's');
```

```
clg;  
v=[-5 5 -5 5];  
axis(v),  
axis,axis,
```

```
plot((aux(:,1)-2040/408),(aux(:,2)-105/20)),
```

```
title(titulo),  
ylabel(tempo),  
xlabel(ampli);  
text(3.7,-3.5, amp);  
text(3.7,-4.5, temp);  
grid
```

```
pause
```

```
s = 'Salvar o arquivo para posterior processamento - Meta <file>'
```

Apêndice C

Programas utilizados nas simulações

As simulações realizadas neste trabalho foram feitas no aplicativo *SIMNON*TM. Foram criados programas que são executados neste aplicativo, gerando os dados apresentados nos resultados das simulações. Estes programas permitem a entrada de parâmetros do sistema a ser simulado, a entrada de sinais de comando para o sistema e a saída de dados de forma a serem processados para a geração dos gráficos ilustrativos das simulações. A seguir será apresentado o programa utilizado nas simulações do motor de acionamento do *Ariel*, o qual utiliza os dois modelos, DTO1 e DTO2, o programa que executa os dois programas anteriores simultaneamente e que permite a introdução de diferentes sinais de comando de entrada, e o programa DTO, que roda os anteriores simultaneamente e gera o arquivo de dados de saída.

```
"Programa que simula o sistema de acionamento de um
"motor de corrente continua com o DTO ativado

CONTINUOUS SYSTEM DTO1
STATE iC iR iR2 w Tn
DER diC diR diR2 dw dTn
INPUT u
TIME t

"entradas do sistema

ld=a*sin(t*om) "gera senoide para o disturbio
T1=IF ld>0 THEN cc ELSE c "transforma a senoide em quadrada
v=u-(ktaco*w) "tensao de erro

"equacoes do sistema

Tt=kt*iR "torque do motor
Td=Tn-T2 "torque devido ao erro
T2=ktn2*iR2 "torque observado
i2=(Td/ktn)*b "corrente devido ao disturbio

"equacoes de estado so sistema
```

```
diC=(v*kv-iC)/ta
diR=(iC-i2-iR)/ti
dw=(Tl+Tt)/J "aceleracao do sistema
dTn=(dw*Jn-Tn)/ta
diR2=(iR-iR2)/tf
```

"parametros de entrada

```
ve:1 "tensao de controle de entrada
c: -0.2 "amplitude de disturbio
cc: 0.2 "amplitude de disturbio
om:70 "frequencia de disturbio
a: 100 "amplitude da senoide
J: 1.02e-3 "momento de inercia
kt:5.2e-2 "constante de torque do motor
ti:0.5e-3 "delay do driver de corrente
ta:1e-3 "delay dos amplificadores
Jn:1.012e-3 "momento de inercia nominal
ktn:5.2e-2 "constante de torque nominal
ktn2:5.195e-2 "constante diminuida para fim de simu
ktaco:.0161 "constante do taco
tf:1e-3 "delay do filtro de corrente
kv:4.8 "constante do amplificador de corrente
b:1 "constante que desliga o observador
end
```

"Programa que simula o sistema de acionamento de um
"motor de corrente continua com o DTD desativado

CONTINUOUS SYSTEM DT02
STATE iC iR iR2 w Tn

DER diC diR diR2 dw dTn
INPUT u
TIME t

"entradas do sistema

```
ld=a*sin(t*om) "gera senoide para o disturbio
Tl=IF ld>0 THEN cc ELSE c "transforma a senoide em quadrada
v=u-(ktaco*w) "tensao de erro
```

"equacoes do sistema

```
Tt=kt*iR "torque do motor
Td=Tn-T2 "torque devido ao erro
T2=ktn2*iR2 "torque observado
i2=(Td/ktn)*b "corrente devido ao disturbio
```

"equacoes de estado do sistema

```
diC=(v*kv-iC)/ta
diR=(iC-i2-iR)/ti
dw=(Tl+Tt)/J "aceleracao do sistema
dTn=(dw*Jn-Tn)/ta
diR2=(iR-iR2)/tf
```

"parametros de entrada

```
ve:1 "tensao de controle de entrada
c: -.2 "amplitude de disturbio
cc: .2 "amplitude de disturbio
om:70 "frequencia de disturbio
a: 100 "amplitude da senoide
J: 2.02e-3 "momento de inercia
kt:5.2e-2 "constante de torque do motor
```

```

ti:0.5e-3 "delay do driver de corrente
ta:1e-3 "delay dos amplificadores
Jn:1.012e-3 "momento de inercia nominal
ktn:5.2e-2 "constante de torque nominal
ktn2:5.195e-2 "constante diminuida para fim de simu
ktaco:.0161 "constante do taco
tf:1e-4 "delay do filtro de corrente
kv:4.8 "constante do amplificador de corrente
b:.001 "constante que desliga o observador
end
    
```

"Programa que roda o DT01 e DT02 simultaneamente
 "e programa as variaveis de entrada

CONNECTING SYSTEM double
 "connecting system para DT01 e DT02

TIME t

```

"ld=a*sin(t*om)
"Tl=IF ld>0 Then 2 else -2
"Tl[single1] = Tl
"Tl[single2] = Tl
"a:100
"om:70
    
```

```

"u[DT01] = IF t<0.1 THEN 0 ELSE t+3.5
"u[DT02] = IF t<0.1 THEN 0 ELSE t+3.5
    
```

```

u[DT0] = IF t<0.1 THEN 0 ELSE 2.5
u[DT02] = IF t<0.1 THEN 0 ELSE 2.5
    
```

```

"u[DT01]=2.5
"u[DT02]=2.5
    
```

END

MACRO marcio
 "Macro que junta DT01 , DT02 e double e os roda simultaneamente

```

syst DT01 DT02 double
store u[DT01] w[DT01] w[DT02] Tl[dDT01]
axes h 0 1.5 v -10 300
plot u[DT01] w[DT02] w[DT01] Tl[DT01]
simu 0 1.58 1 /grafo .002
Gerou o grafo.d - export file < grafo)
end
    
```