

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS (UFMG)  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO  
PROJETO FINAL DE CURSO

# **Controle Automático do Mecanismo de Frenagem de um Veículo Não Tripulado**

**Tiago Mendonça da Silva**

Belo Horizonte  
Outubro de 2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS (UFMG)  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO  
PROJETO FINAL DE CURSO

## **Controle Automático do Mecanismo de Frenagem de um Veículo Não Tripulado**

**Tiago Mendonça da Silva**

Monografia relativa ao Projeto Final de Curso, apresentado ao Colegiado do Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Antônio Borges Tôrres, DELT/UFMG  
Supervisor: Prof. Dr. Guilherme Augusto Silva Pereira, DEE/UFMG

Belo Horizonte  
Outubro de 2009

# Resumo

---

---

**Palavras chave:** Veículos Autônomos, Controle de Freio, Controle de Motores CC.

O desenvolvimento de um veículo autônomo envolve, primordialmente, o controle automático de seus mecanismos básicos de condução: aceleração, frenagem, direção e câmbio. O Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos da Universidade Federal de Minas Gerais tem trabalhado na automatização de um automóvel de passeio com o objetivo de prover ao mesmo completa autonomia, ou seja, a capacidade de percorrer determinadas trajetórias sem a presença de um condutor.

Este trabalho descreve o projeto e a implementação de um sistema de controle para o mecanismo de frenagem do automóvel em questão. Um motor de corrente contínua, acoplado à uma caixa de redução e a uma alavanca, é responsável por transmitir ao pedal do freio o torque necessário à desaceleração do veículo. Identificadas as características deste conjunto de acionamento, um controlador de torque é implementado em um microcontrolador digital e um circuito de potência, configurado como ponte-H, entrega ao motor, por meio da modulação PWM da tensão aplicada ao mesmo, a corrente de armadura necessária à produção de um dado torque. Tal dispositivo fornece ainda uma medida desta corrente garantindo a realimentação da malha de controle. O sistema é então finalmente integrado ao veículo a partir de sua comunicação com um computador mestre e com o sistema de emergência.

Ao longo desta monografia são detalhadas as técnicas de controle digital adotadas e a configuração dos circuitos de acionamento e sensoriamento necessária ao adequado funcionamento da malha de controle. Cada solução é previamente analisada via simulação e validada em testes com o sistema em bancada e integrado ao veículo.

# Abstract

---

---

**Keywords:** Autonomous Vehicles, Brake Control Systems, DC Motors Control.

The development of autonomous vehicles involves, essentially, the automatic control of their main driving features: acceleration, braking, steering and gear selection. The group Research and Development of Autonomous Vehicles (PDVA), from the Federal University of Minas Gerais, has been working with the adaptation of an automobile so that it could perform general pathways with no human driver steering it, i.e., turning it into an autonomous vehicle.

This work describes the project and implementation of a control system to the braking mechanism designed to the referred automobile. A direct current motor, connected to a gear box and a lever, is used to apply the required torque to the brake pedal in order to stop the car. Once identified the parameters of this driving group, a torque PID controller is implemented in a digital microcontroller and a power circuit, configured as an H-bridge, delivers to the motor, through a PWM modulation of the applied voltage, the armature current needed to produce a specific torque. This latter device also features a current sensor used to feedback the control loop. Finally, the system is embedded in the vehicle communicating with a master computer and an emergency system.

Throughout this text the used digital control techniques are presented, as well as the suitable configuration for the driving and sensing circuits. Each solution is firstly debugged via simulation and, afterwards, validated in the physical system.

# Agradecimentos

---

---

A execução de um projeto de engenharia usualmente demanda o trabalho conjunto de vários profissionais. O desenvolvimento de um veículo autônomo e a concretização deste trabalho de monografia não poderiam se dar de maneira diferente. Agradeço aos colegas do Laboratório de Sistemas de Computação e Robótica (CORO) e do Centro de Estudos Aeronáuticos da Universidade Federal de Minas Gerais (CEA) por todo o auxílio e suporte durante os diversos experimentos realizados ao longo deste trabalho. Em especial aos alunos Elias José, Michele Santos, Vitor Brandão e Guilherme Castro, diretamente envolvidos na automatização do veículo em questão.

Agradeço aos Mestres Leonardo Tôrres, Guilherme Pereira e Paulo Iscold por todos os conhecimentos teóricos e práticos a mim transmitidos e principalmente por confiarem a mim uma tarefa tão importante. Obrigado também ao professor José Carlos Rodrigues pelas dicas e ferramentas disponibilizadas para a redação desta monografia.

E com muito carinho agradeço e dedico esta realização à minha família e amigos, pela compreensão de minha ausência e pelas palavras de conforto e incentivo nos momentos de grande desafio. Por fim, e devotamente, a Deus, por tornar tudo isto possível.

# Sumário

---

<b>Resumo</b>	i
<b>Abstract</b>	ii
<b>Agradecimentos</b>	iii
<b>Sumário</b>	v
<b>Lista de Figuras</b>	viii
<b>Siglas e Abreviaturas</b>	ix
<b>1 Introdução</b>	1
1.1 Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos . . . . .	1
1.2 Motivação e Relevância do Projeto . . . . .	2
1.3 Escopo e Objetivos do Projeto . . . . .	4
1.4 Revisão Bibliográfica . . . . .	4
1.5 Organização do Texto . . . . .	8
<b>2 Descrição do Processo</b>	9
2.1 Automóvel Astra: Plataforma de Desenvolvimento . . . . .	9
2.2 Sistema de Acionamento Automático do Freio . . . . .	12
2.3 Sistemas de Freio Veiculares . . . . .	14
2.3.1 Princípio de funcionamento . . . . .	15
2.3.2 Sistemas de freio ABS . . . . .	16
2.4 Controle de Motores de Corrente Contínua . . . . .	17
2.4.1 Descrição matemática . . . . .	17
2.4.2 Estratégias de controle . . . . .	19
2.4.3 Modulação em pulsos da tensão $V_a$ . . . . .	21
2.4.4 Reversão de sentido de rotação . . . . .	23
<b>3 Modelagem e Controle do Acionamento do Freio</b>	24
3.1 Modelagem do Sistema de Acionamento do Freio . . . . .	24
3.1.1 Determinação da resistência de armadura $R_a$ . . . . .	25
3.1.2 Determinação da indutância de armadura $L_a$ . . . . .	26
3.1.3 Determinação das componentes de atrito viscoso e seco . . . . .	28

3.1.4	Determinação da constante de fluxo $K_\phi$	30
3.1.5	Determinação do momento de inércia $J$	30
3.2	Simulação e Validação de um Modelo do Processo	33
3.3	Projeto e Simulação de um Controlador de Torque	37
3.3.1	Sintonia dos parâmetros do controlador	37
3.3.2	Simulação do sistema de controle proposto	41
3.4	Projeto e Simulação de um Controlador Digital	45
<b>4</b>	<b>Implementação e Validação do Sistema de Controle</b>	<b>50</b>
4.1	Círculo Digital/Analógico de Controle	50
4.2	Configuração do Dispositivo Simple-H como Ponte-H	51
4.3	Sensoriamento da variável de processo $I_a$	53
4.4	Implementação Digital do Controlador de Torque	55
4.5	Validação do controlador de corrente	59
4.6	Análise das perturbações de torque no sistema	62
4.6.1	Capacidade de torque do conjunto de acionamento	62
4.6.2	Compensação das perturbações de atrito	66
<b>5</b>	<b>Conclusões Finais</b>	<b>68</b>
5.1	Dos resultados obtidos	68
5.2	Propostas de continuidade	69
<b>A</b>	<b>Control Design Form (CDF)</b>	<b>71</b>
<b>B</b>	<b>Manual de Operação do Sistema</b>	<b>74</b>
<b>Referências</b>		<b>79</b>

# Lista de Figuras

---

1.1	Automatização de um automóvel Chevrolet Astra pelo PDVA - adaptada de [30]. . . . .	3
1.2	Mecanismo de um sistema de freio eletromecânico, contendo: estator (1), rotor (2), engrenagem planetária (3), eixo (4), pistão (5) e pastilhas de freio (6) [14]. . . . .	7
2.1	Arquitetura do sistema de automação e controle do veículo Astra - adaptada de [7]. . . . .	10
2.2	Arquitetura do sistema de acionamento do freio. . . . .	12
2.3	Diagrama esquemático do fluxo de controle para o sistema de acionamento. . . . .	12
2.4	Amplificação de força em um sistema de alavancas (a) [25] e em um macaco hidráulico (b). . . . .	15
2.5	Dinâmica de um sistema básico de freio hidráulico [25]. . . . .	16
2.6	Sistema ABS de 4 canais [24]. . . . .	16
2.7	Desenho ilustrativo do funcionamento de um motor CC — adaptado de [1]. . . . .	17
2.8	Círculo equivalente de um motor CC de ímã permanente. . . . .	18
2.9	Diagrama em blocos simplificado de um motor CC. . . . .	19
2.10	Controle de motores CC via variação da tensão de armadura. . . . .	19
2.11	Controle de corrente de motores CC: (a) indica a realimentação da corrente $I_a$ , (b) uma transformação quanto à posição do controlador, e (c) apresenta uma malha de corrente ideal quando desprezando-se a dinâmica elétrica do motor. Nestes diagramas, a variável $T_e$ representa o torque eletromagnético $T_m$ . . . . .	20
2.12	Modulação em pulsos da tensão aplicada a um motor CC (a) e corrente resultante, em regime permanente (b). . . . .	21
2.13	Diagrama de um circuito Ponte-H. . . . .	23
3.1	Regressão linear para determinação da resistência de armadura. A reta identificada pela legenda “Mínimos Quadrados” refere-se à aplicação da Equação (3.2). . . . .	26
3.2	Círculo equivalente quando na determinação de $L_a$ (a) e esboço do diagrama de Bode (assintótico) do sistema resultante (b). . . . .	27
3.3	Regressão quadrática para determinação das componentes de atrito. . . . .	29
3.4	Determinação das componentes de atrito (sentido reverso). . . . .	30

3.5 Regressão linear para determinação da constante $K_\phi$ . A reta identificada pela legenda “Mínimos Quadrados” refere-se à aplicação da Equação (3.2).	31
3.6 Regressão linear para determinação da constante $K_\phi$ (sentido reverso). A reta identificada pela legenda “Mínimos Quadrados” refere-se à aplicação da Equação (3.2).	31
3.7 Circuito equivalente quando na determinação de $J$ (a) e comportamento da velocidade angular quando interrompida a excitação do sistema de acionamento (b).	32
3.8 Queda da força contra-eletromotriz $E$ [Impressão da tela de um osciloscópio Tektronix TDS 2002B].	33
3.9 Modelo analítico do sistema de acionamento em ambiente Simulink.	34
3.10 Tensão aplicada ao modelo analítico do sistema, simulação de um ensaio a vazio.	34
3.11 Comportamento da corrente de armadura $I_a$ , simulação de um ensaio a vazio.	35
3.12 Comportamento da velocidade angular $\omega$ , simulação de um ensaio a vazio.	35
3.13 Comportamento da corrente $I_a$ , simulação de um ensaio a vazio (sentido reverso).	36
3.14 Comportamento de $\omega$ , simulação de um ensaio a vazio (sentido reverso).	36
3.15 Diagramas de Bode da dinâmica elétrica do motor (SYSA) e do produto da mesma com a filtro RC (SYSAH).	38
3.16 Representação simplificada da malha de controle projetada.	39
3.17 Projeto do sistema em malha fechada via Sisotool. Restrições indicadas: percentual de overshoot $< 1.10^{-6}$ e tempo de acomodação $< 200$ ms.	40
3.18 Comportamento da variável manipulada para uma excitação em degrau unitário.	40
3.19 Respostas ao degrau unitário dos sistemas em malha fechada e aberta.	41
3.20 Diagrama de simulação, em ambiente Simulink, do sistema de controle projetado.	42
3.21 Projeto do controlador de corrente, conforme sugerido em [4].	42
3.22 Simulação do sistema de controle para um deslocamento de aproximadamente $40^\circ$ e variação de set-point.	44
3.23 Diagrama em blocos do sistema de controle digital proposto.	45
3.24 Erros de módulo e fase decorrentes dos métodos de integração numérica.	46
3.25 Representação da malha de controle digital após discretização.	47
3.26 Projeto do sistema de controle digital via Sisotool. Restrições indicadas: percentual de overshoot $< 1.10^{-6}$ e tempo de acomodação $< 200$ ms.	48
3.27 Comportamento das variáveis manipulada e de processo do sistema mediante simulação, em ambiente Matlab, do sistema de controle digital proposto.	49
4.1 Diagrama de interligação do sistema de acionamento do freio.	51
4.2 Configuração do dispositivo Simple-H como uma ponte-H [28].	52
4.3 Retorno de corrente provido pelo dispositivo Simple-H.	54

4.4	Forma de onda de corrente, ao longo do tempo, provido pelo dispositivo Simple-H para um ciclo de trabalho D = 40% aplicado ao motor de acionamento do sistema [Recorte da impressão da tela de um osciloscópio Tektronix TDS 2002B]. . . . .	54
4.5	Mapeamento das entradas e saídas do microcontrolador programado. . . . .	56
4.6	Máquina de estados implementada. . . . .	58
4.7	Comparação entre as respostas ao degrau das malhas dos sistemas de controle de corrente implementado e projetado/simulado. . . . .	59
4.8	Comportamento estático da malha de controle implementada. . . . .	60
4.9	Diagrama de simulação do sistema de controle, incluso comportamento do dispositivo Simple-H. O restante do diagrama, referente à dinâmica mecânica do sistema de acionamento, confere com o apresentado na figura 3.20. . . . .	61
4.10	Comparação entre os comportamentos real e simulado (normalizado) do retorno de corrente provido pelo dispositivo Simple-H, para um degrau de corrente. . . . .	61
4.11	Capacidade de torque do conjunto de acionamento (experimento 1). . . . .	63
4.12	Capacidade de torque do conjunto de acionamento (experimento 2). . . . .	63
4.13	Exemplos de modelos de atrito: (a) atrito de Coulomb, (b) atrito de Coulomb + viscoso, (c) atrito estático + Coulomb + viscoso, (d) força de atrito decrescendo continuamente a partir da região de atrito estático [6] [26]. . . . .	64
4.14	Modelo para as perturbações de atrito presentes no sistema de acionamento. . . . .	64
4.15	Simulação das perturbações de torque de atrito sobre o sistema. . . . .	65
4.16	Validação do modelo proposto para as perturbações de atrito. . . . .	65
4.17	Simulação de um controlador de posição externamente ao controlador de corrente. . . . .	66
4.18	Torque produzido mediante o uso de um controlador externo de posição. <i>Set-points:</i> 5 N.m para $0 \leq t < 3$ , e 10 N.m $3 \leq t \leq 6$ . . . . .	67
4.19	Comportamento do sistema mediante o uso de um controlador externo de posição. . . . .	67
B.1	Máquina de estados implementada no microcontrolador. . . . .	74

# Siglas e Abreviaturas

---

<b>DARPA</b>	Do inglês, <i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
<b>PDVA</b>	Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos
<b>UFMG</b>	Universidade Federal de Minas Gerais
<b>CORO</b>	Laboratório de Computação e Robótica
<b>CC, DC</b>	Referente a motores de corrente contínua
<b>CAN</b>	Do inglês, <i>Controller-Area Network</i>
<b>PWM</b>	Do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>
<b>GPS</b>	Do inglês, <i>Global Positioning System</i>
<b>PCB</b>	Do inglês, <i>Printed Circuit Board</i>
<b>USB</b>	Do inglês, <i>Universal Serial Bus</i>
<b>CDF</b>	Do inglês, <i>Control Design Form</i>
<b>LED</b>	Do inglês, <i>Light Emitting Diodes</i>
<b>PID</b>	Controlador Proporcional Integral Derivativo
<b>PI</b>	Controlador Proporcional Integral

# CAPÍTULO

## 1

# Introdução

---

---

O Projeto Final de Curso apresentado nesta monografia trata do projeto e desenvolvimento de um sistema de controle para o mecanismo de frenagem de um veículo terrestre não-tripulado. Para tanto, o pedal do freio de um automóvel é acionado por meio de uma alavanca acoplada a um motor CC, o qual deve prover o torque desejado.

## 1.1. Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos

O Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos (PDVA) da Universidade Federal de Minas Gerais é formado por um grupo de professores e alunos engajados no desenvolvimento de sistemas embarcados de instrumentação e controle para veículos aéreos e terrestres tripulados ou autônomos.

Atualmente, um dos principais trabalhos em desenvolvimento pelo grupo envolve a construção de um sistema de instrumentação e controle para prover completa autonomia à um veículo de passeio terrestre (a saber, um automóvel Chevrolet Astra 2003/2004) de modo que o mesmo possa percorrer determinadas trajetórias sem a presença de um condutor [30]. Neste projeto estão envolvidos o Laboratório de Sistemas de Computação e Robótica (CORO) e o Centro de Estudos Aeronáuticos (CEA) da Universidade Federal de Minas Gerais, ambos localizados no Campus Pampulha da referida instituição e ligados ao PDVA.

O Laboratório de Sistemas de Computação e Robótica (CORO) do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais é um laboratório de pesquisa e desenvolvimento que atua nas áreas de robótica, visão computacional, pro-

cessamento de imagens digitais, sistemas integrados de hardware e software, sistemas a eventos discretos, instrumentação e controle por computador [2]. Coordenado pelo Professor Guilherme A. S. Pereira, o laboratório proveu todos os recursos necessários ao desenvolvimento do Projeto Final de Curso em questão.

## 1.2. Motivação e Relevância do Projeto

O desenvolvimento de veículos autônomos tem sido explorado em diversas universidades e empresas automobilísticas no mundo [16] [32]. Segundo [16], apesar da lenta convergência dos esforços realizados nesta área de pesquisa em direção a uma eventual produção em massa de veículos autônomos, os estudos e progressos realizados proporcionam avanços no setor automobilístico no que se refere, principalmente, a aspectos ergonômicos e segurança. Em [30], Santos e colaboradores prevêem ainda, como contribuição à segurança dos passageiros, a concepção de sistemas capazes de detectar situações de perigo e alertar o condutor. Também pode ser proporcionado ao motorista maior conforto, a partir do desenvolvimento de sistemas de localização do veículo facilitando a condução do mesmo, e também acessibilidade, por meio de soluções para usuários com necessidades especiais.

O automóvel Astra, plataforma de desenvolvimento e testes utilizada pelo PDVA para concepção de um veículo autônomo, já dispõe de alguns sistemas de automação e localização permitindo a condução do veículo sem a presença de um motorista [30]. A Figura 1.1 exibe o interior do carro e os acionamentos automáticos já implementados. O volante é rotacionado por meio de um motor de corrente contínua, o qual transmite, por meio de uma correia, o torque necessário à referência de posição desejada. O câmbio do veículo (automático) é manuseado por um braço robótico. A aceleração do automóvel, por sua vez, é comandada pelo envio direto de um sinal de potência PWM ao sistema de controle interno do veículo.

Com exceção do volante, todos estes sistemas de automação utilizam-se de um microcontrolador PIC<sup>1</sup> para execução da lógica de controle de cada acionamento. As referências de posição do volante e aceleração podem ser determinadas pelo manuseio de um *joystick* e enviadas aos sistemas embarcados de controle por intermédio de um computador. Um painel de chaves permite a desabilitação individual ou coletiva dos mesmos, retornando o veículo ao modo manual. Por fim, o sistema de localização faz uso de um sensor GPS<sup>2</sup> e de uma unidade de medição inercial (IMU) para aquisição de informações da posição geográfica do veículo.

<sup>1</sup>Microcontrolador PIC18F2550, da fabricante Microchip Technology Inc.

<sup>2</sup>Do inglês, *Global Positioning System*.



Figura 1.1: Automatização de um automóvel Chevrolet Astra pelo PDVA - adaptada de [30].

Para o controle do sistema de freio do veículo propõe-se o acionamento do pedal do freio a partir do torque fornecido por um motor de corrente contínua por intermédio de uma alavanca acoplada a seu eixo. Neste contexto, é necessária a concepção de um sistema de controle para a regulação do torque aplicado ao pedal do freio, em vista de uma determinada desaceleração desejada. Para tanto, faz-se também necessária a descrição das características do referido motor, tal como o projeto de um controlador de corrente para controle do torque provido pelo mesmo. Em seguida, tal sistema, como os demais, deve ser implementado usando-se um microcontrolador PIC.

A formação de um Engenheiro de Controle e Automação pela Universidade Federal de Minas Gerais inclui a realização do chamado Projeto Final de Curso (PFC). Neste, o aluno deve engajar-se na realização de um trabalho que lhe permita aplicar conceitos, métodos e ferramentas estudados ao longo do curso. O desenvolvimento do sistema de controle automático para o mecanismo de frenagem do veículo Astra em questão exige a aplicação de vários desses conhecimentos, dos quais pode-se enumerar:

- Instrumentação eletrônica e digital: calibração e medições;
- Caracterização e simulação de motores de corrente contínua;
- Projeto, simulação e validação de sistemas e estratégias de controle;
- Implementação de controladores digitais em sistemas embarcados.

Este trabalho, enfim, constitui o Projeto Final de Curso descrito nesta monografia.

### 1.3. Escopo e Objetivos do Projeto

Para o controle automático do sistema de freio do veículo Astra objetiva-se o desenvolvimento de um sistema de controle para regulação do torque provido por um motor de corrente contínua aplicado diretamente ao pedal do freio do veículo. Neste contexto, o motor deve ser analisado e seus parâmetros identificados para a então concepção de um controlador de corrente, o qual deve prover diretamente o controle do torque do motor quando a faixa de operação do mesmo não compreender sua saturação magnética [17]. O controlador projetado deve então ser simulado e implementado em um microcontrolador digital para posterior validação e embarcação no veículo.

A realização desses objetivos é cumprida de maneira sequencial e organizada segundo as seguintes etapas:

1. Descrição matemática do mecanismo de acionamento do sistema de freio: identificação em bancada dos parâmetros do motor de corrente contínua e posterior simulação do mesmo em ambiente Matlab/Simulink;<sup>3</sup>
2. Projeto, simulação e implementação digital em hardware de um controlador de corrente/torque para o sistema referido;
3. Validação e integração do sistema de controle desenvolvido à uma rede de sensores e atuadores embarcados no veículo.

### 1.4. Revisão Bibliográfica

Em 2003, a Organização Central de Pesquisa e Desenvolvimento do Departamento de Defesa dos Estados Unidos (DARPA) anunciou o primeiro Desafio DARPA (*DARPA Grand Challenge*), visando ao desenvolvimento de um veículo robótico autônomo capaz de atravessar um terreno inóspito *off-road*. Com o evento, diversos grupos de pesquisas envolvendo empresas e universidades se formaram com o objetivo de desenvolver sistemas veiculares robustos e seguros para aplicações comerciais e militares [16]. O número de participantes a cada edição do desafio (2004, 2005 e 2007) aumentou, refletindo o crescente interesse e progresso na área de pesquisa e desenvolvimento de veículos autônomos.

Em 2005, a Universidade de Stanford venceu o segundo Desafio DARPA [32]. O veículo Stanley, desenvolvido em parceria com as empresas Volkswagen of America, Mohr Davidow Ventures e Intel Research, conta com um sistema embarcado multi-processado

<sup>3</sup>Os softwares The MathWorks Matlab® e Simulink® foram utilizados ao longo de todo o trabalho para a simulação de sistemas.

interligado a uma rede de sensores e atuadores necessários à autonomia do veículo. Com o projeto, novas tecnologias foram criadas e outras expandidas. O veículo abriga um sistema de hardware personalizado capaz de acionar eletronicamente o acelerador e os freios. A rotação do volante é controlada por meio de um motor CC acoplado ao mesmo por uma corrente, e o chaveamento entre as posições do câmbio (automático) é provido por um atuador linear robótico. Informações como velocidade individual das rodas e ângulo de direção são sensoriadas automaticamente e enviadas a um sistema de computação via rede CAN.<sup>4</sup>

Em 2007, para a terceira edição do Desafio DARPA, a Universidade de Stanford entra desta vez com o veículo Junior [22], desenvolvido a partir de um Passat Wagon 2006.<sup>5</sup> Este é equipado com um sistema GPS e um sistema de navegação inercial (INS, do inglês, *Inertial Navigation System*) permitindo ao veículo percorrer trajetórias pré-determinadas com completa autonomia.

Neste contexto, observa-se em especial os avanços no desenvolvimento de sistemas de controle automático para freios de veículos terrestres. Os veículos participantes dos desafios DARPA explicitam o crescente nível de eletrônica embarcada nos veículos hoje disponibilizados no mercado. O veículo Stanley, por exemplo, desenvolvido a partir de um Volkswagen Touareg R5 2004, já dispunha de um sistema de freio eletrônico. Após sua automatização um controlador de velocidade fornecia ao sistema interno o valor da pressão de freio desejada.

Destacam-se igualmente os investimentos em sistemas anti-colisão CW/CA (do inglês *Collision Warning/Collision Avoidance*), como apresentado em [35]. Em [9], Ioannou e Zu descrevem algumas técnicas de controle desenvolvidas para permitir que um veículo terrestre siga um outro veículo mestre com segurança e precisão. Algumas configurações de controladores PID são propostas para os sistemas de aceleração e frenagem do veículo seguidor, além de uma lógica de chaveamento entre os mesmos. Para o sistema de freio, os autores relacionam o torque aplicado ao pedal do freio  $T_b$  e a velocidade  $V$  do veículo a partir da equação dinâmica:

$$\dot{V} = \frac{1}{M} (-c_1 T_b - f_0 - c_2 V - c_3 V^2) , \quad (1.1)$$

na qual  $M$  é a massa do veículo,  $c_1 T$  descreve a força de frenagem,  $f_0$  representa a força de atrito estático,  $c_2 V$  a força de atrito de rolamento, e  $c_3 V^2$  a força de resistência do ar. O modelo baseia-se na suposição de que as rodas do veículo não serão travadas, o

<sup>4</sup>O barramento CAN (do inglês, *Controller-Area Network*) é usualmente utilizado em veículos para permitir a comunicação entre dispositivos e microcontroladores sem a necessidade de um computador [16] [32].

<sup>5</sup>O desafio DARPA de 2007 consistiu de uma corrida em meio urbano (*DARPA Urban Challenge*).

que permite a aproximação da força de frenagem como sendo proporcional ao torque de frenagem. Como estratégias e restrições de controle, deseja-se que a velocidade do veículo seguidor seja a mais próxima da velocidade do veículo mestre, e que a distância dos mesmos seja determinada em função dessa velocidade (*constant time headway policy*). Focando em maior eficiência e segurança, para altas velocidades a distância entre os carros deve ser maior do que para pequenas velocidades. Esta técnica é alternativa à implementação de um sistema de comunicação entre os veículos em questão.

Em [11], Lennon e Passino apresentam o projeto de dois controladores aplicados a um sistema de freio de um veículo da montadora General Motors. Objetiva-se manter o torque no sistema de frenagem igual ao torque gerado no pedal do freio, rejeitando-se, em especial, perturbações geradas pela variação de temperatura no sistema, ocorridas, por exemplo, em virtude de uma alta frequência de uso dos freios. Segundo os autores, a força de desaceleração aplicada às rodas é função da pressão aplicada às pastilhas de freio e do coeficiente de atrito entre as pastilhas de freio e o rotor de cada roda. À medida que as pastilhas e rotores se aquecem, o coeficiente de atrito entre os mesmos aumenta. Como resultado, uma pressão menor no pedal de freio é exigida para se obter a mesma força de desaceleração. O modelo enfim proposto para o sistema de freio inclui uma estimativa das perturbações estudadas e é utilizado para validação dos controladores: um baseado em lógica nebulosa (*fuzzy model reference learning control*) e o outro em algoritmos genéticos (*genetic model reference adaptive control*). O torque no sistema pode ser medido por um sensor presente no veículo, também modelado. Por fim, limites de saturação — exigidos pelas limitações do sistema físico — e uma taxa de amostragem adequada permitem a implementação digital dos controladores.

Em [14], Chris Line e colaboradores descrevem o modelo dinâmico de um sistema de freio eletromecânico (EMB<sup>6</sup>) e discutem o projeto e implementação de alguns possíveis controladores para o mesmo. A Figura 1.2 ilustra um mecanismo de freio EMB. Neste, a corrente circulante em um motor proporciona, inicialmente, um torque entre o estator (1) e o rotor (2), girando a engrenagem planetária (3) e eixo (4), empurrando o pistão (5) e, por fim, aproximando as pastilhas de freio (6), transmitindo às rodas do veículo uma força  $F_{cl}$ . Este sistema de freio oferece diversas vantagens em relação aos freios de mecanismo hidráulico como, por exemplo, menor dimensão e peso, e melhor desempenho. Do ponto de vista da automatização de veículos, este acionamento permite-se integrar facilmente a sistemas do tipo *drive-by-wire*.<sup>7</sup> Comandos de freio provenientes do motorista ou de um eventual sistema de controle automático são transmitidos por meio de uma rede de comunicação interna ao veículo.

<sup>6</sup>Do inglês, *Electromechanical Brake*.

<sup>7</sup>Sistemas *drive-by-wire* permitem o comando eletrônico dos diversos atuadores de um veículo por meio de um sistema de software e uma rede de comunicação.

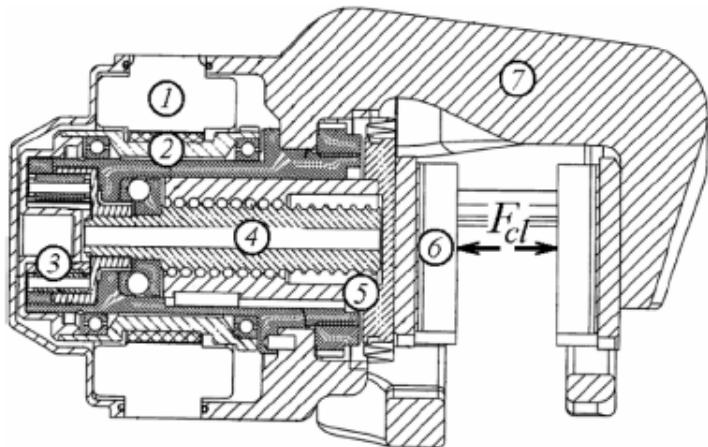


Figura 1.2: Mecanismo de um sistema de freio eletromecânico, contendo: estator (1), rotor (2), engrenagem planetária (3), eixo (4), pistão (5) e pastilhas de freio (6) [14].

O modelo dinâmico do sistema descreve a relação entre a força exercida pelas pastilhas de freio na roda e a corrente de quadratura circulante no motor presente no EMB. Determinados experimentalmente os parâmetros deste modelo, são projetados controladores PI (Proporcional-Integral) e MDC (Controle por Modelo Preditivo). Melhorias em um modelo em cascata de controle de corrente, velocidade e força, tais como escalonamento de ganho, compensação de atrito e linearização por realimentação, permitem aos autores obter um controlador de melhor desempenho em vista das não-linearidades presentes no sistema de freio, a saber: saturação do atuador, atrito dependente da carga, e coeficiente de elasticidade não-linear.

Neste contexto, destacam-se igualmente os avanços no desenvolvimento de estratégias de controle de motores de corrente contínua, estes frequentemente utilizados para o controle de sistemas de frenagem nos veículos autônomos participantes dos Desafios DARPA [21] [33]. Em especial, controladores PID são implementados em microcontroladores digitais fornecendo ao motor a intensidade de corrente necessária à produção de um torque eletromagnético desejado. A literatura também reporta o emprego de controladores não-lineares para o mesmo fim, como em [17]. Para a excitação dos motores de corrente contínua, tem sido também frequente a modulação em pulsos (PWM<sup>8</sup>) da tensão aplicada [27] [34]. Esta solução permite um controle mais eficiente do sistema ao reduzir a ondulação e harmônicos de corrente [36].

<sup>8</sup>Do inglês, *Pulse-width modulation*.

## 1.5. Organização do Texto

Esta monografia está organizada em 5 capítulos. O presente capítulo apresenta os objetivos, motivação e relevância do Projeto Final de Curso em questão. É também apresentada uma revisão bibliográfica apontando o atual estado da arte do tema abordado. O Capítulo 2 apresenta o processo para o qual é desenvolvido o sistema de controle proposto, ou seja, o automóvel Chevrolet Astra 2003/2004 e o sistema de acionamento automático do freio. Neste contexto, são também apresentadas estratégias de controle para motores de corrente contínua (equipamento este chave do sistema de acionamento).

O Capítulo 3 descreve inicialmente os procedimentos realizados para a identificação dos parâmetros do sistema de acionamento do freio. O modelo resultante é então validado via simulação e posteriormente aplicado ao projeto de um controlador de torque. Em seguida, são apresentadas as técnicas aplicadas na concepção e implementação do controlador digital equivalente. O Capítulo 4 descreve, em detalhes, a configuração e integração do sistema de hardware utilizado para a implementação do sistema de controle. Este é então validado e embarcado ao veículo Astra. Por fim, como conclusões finais, avaliam-se, no último capítulo, os resultados obtidos e são apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

---

CAPÍTULO

2

---

## Descrição do Processo

---

O Projeto Final de Curso em questão visa à implementação de um sistema de controle para o sistema de acionamento automático do freio de um veículo de passeio Chevrolet Astra. Um motor de corrente contínua atuará, por meio de uma alavanca acoplada a seu eixo, sobre o pedal do freio do carro, entregando-lhe o torque necessário à uma desaceleração desejada. O controlador de torque projetado é implementado em um microcontrolador digital e integrado ao sistema de automação já presente no veículo.

Este capítulo apresenta o processo em questão. Inicialmente, é descrito o atual estágio de automatização do veículo Astra e discute-se a arquitetura dos sistemas de acionamento e controle do freio. Para melhor compreensão destes, são brevemente abordados, em seguida, o princípio de funcionamento de sistemas de freio veiculares e algumas estratégias de controle de motores de corrente contínua.

### 2.1. Automóvel Astra: Plataforma de Desenvolvimento

O Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos da UFMG tem trabalhado no desenvolvimento de um veículo autônomo a partir de um automóvel Chevrolet Astra. Como introduzido no capítulo 1, o projeto visa à automatização de todos os elementos que permitem a locomoção e condução do veículo, a saber: volante, câmbio, acelerador e freio. A Figura 2.1 apresenta a arquitetura do sistema de automação em desenvolvimento. As conexões em linha tracejada indicam a alimentação do sistema, e as demais representam a comunicação (análogica/digital) entre os elementos.

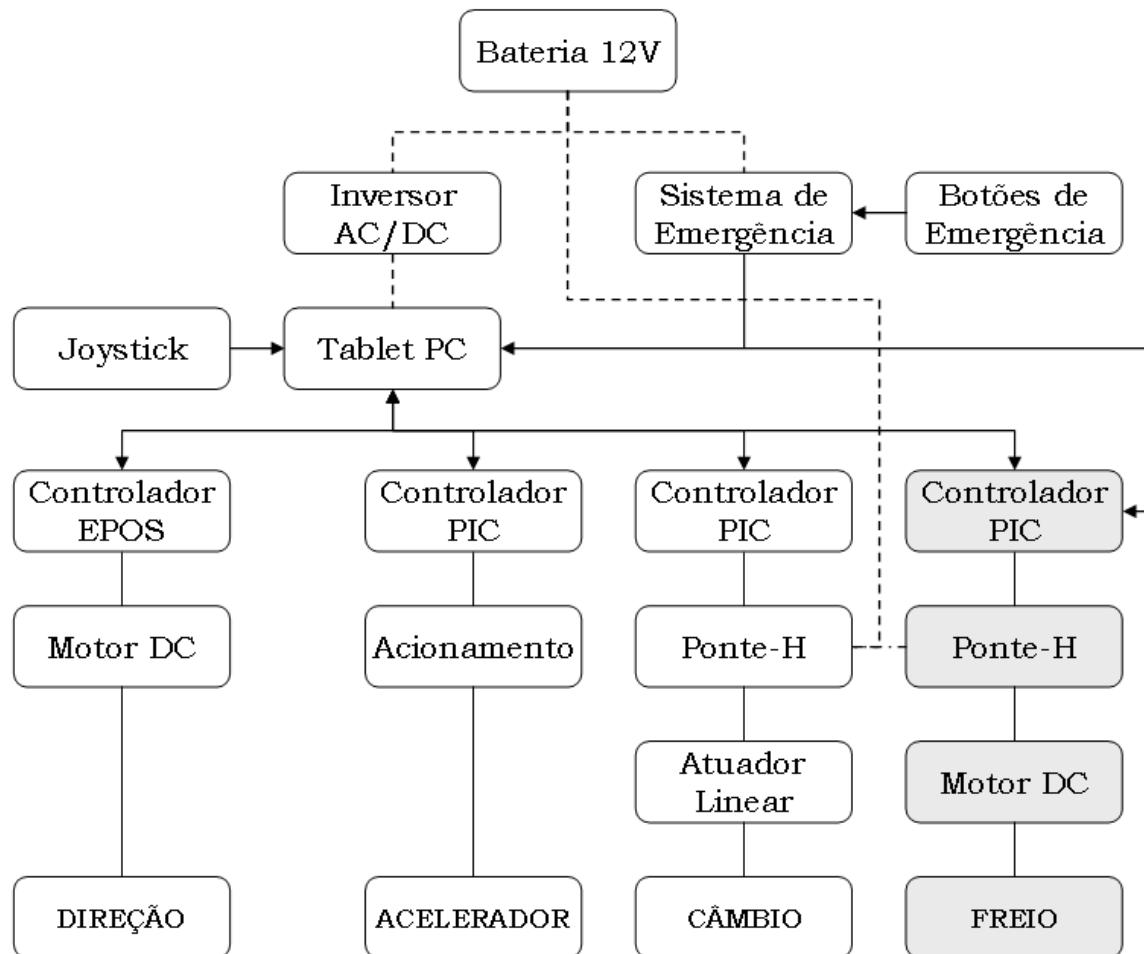


Figura 2.1: Arquitetura do sistema de automação e controle do veículo Astra - adaptada de [7].

Primeiramente, é importante ressaltar que o automóvel dispõe, originalmente, de vários recursos que facilitam consideravelmente sua automatização, a saber: sistemas de direção e freio hidráulicos, acelerador eletrônico (sistema *drive-by-wire*) e câmbio automático. O sistema de freio conta ainda com um sistema ABS de 4 canais dispondendo de um sensor de velocidade em cada roda. Ressalta-se igualmente que todo o sistema de automação e instrumentação é inserido no veículo de modo a possibilitar que um motorista o conduza livremente, se necessário. O painel de chaves localizado à frente do câmbio permite a troca entre os modos automático e manual para cada elemento.

Em modo automático, as malhas de controle de cada sistema recebem de um computador central (Tablet PC) os respectivos valores de referência (*set-point*) para suas variáveis controladas. Estes valores podem ser determinados a partir da manipulação de um joystick, por exemplo. O computador em questão é ainda responsável por comunicar a todos os sistemas de acionamento de uma eventual situação de emergência. Esta comunicação é estabelecida via interface serial RS-232 (no caso do controlador de direção) ou USB (para os microcontroladores PIC).

Para o controle da direção, um motor de corrente contínua Maxon RE40 é acoplado ao volante por meio de uma corrente de redução 2:1. Este motor conta com um *encoder* de posição e é controlado por meio de um controlador EPOS 24/5, do mesmo fabricante. A posição do motor é associada a um ângulo de direcionamento desejado para cada roda.

A aceleração do veículo, por sua vez, é obtida mediante atuação direta sobre o sistema eletrônico *drive-by-wire*, interno ao veículo. Este sistema é controlado por uma Unidade de Comando Eletrônico (UCE) responsável pelo avanço da ignição, pelo controle da mistura ar/combustível e ventilador de arrefecimento. Em modo automático, um microcontrolador PIC18F2550 envia à UCE um sinal PWM correspondente à aceleração desejada. Em modo manual, o controle de aceleração é devolvido ao veículo, sendo o sinal elétrico referente à aceleração desejada traduzido por um sensor de posição do pedal do acelerador.

A posição da alavanca do câmbio do veículo Astra, a exemplo da solução adotada pelo veículo Stanley [32] durante o Desafio DARPA 2005, é alterada por meio do acionamento de um atuador linear (braço robótico) acoplado à mesma. Um microcontrolador PIC18F2550 [20] implementa uma malha de controle de posição recebendo como realimentação o sinal de tensão proveniente de um potenciômetro interno ao atuador linear. O acionamento do dispositivo é provido por um sinal de tensão, modulado em PWM pelo microcontrolador e amplificado por um circuito de potência Simple-H, da fabricante Robot Power [28]. Configurado como uma ponte-H este circuito permite a extensão e retração do braço robótico.

Por fim, um motor de corrente de contínua ocupa-se do acionamento automático do freio do veículo. Para o controle deste motor, utiliza-se igualmente um microcontrolador PIC e um amplificador de potência Simple-H para conversão de um sinal de controle modulado em pulsos. O sistema de acionamento do freio, alvo de desenvolvimento deste trabalho (em destaque na Figura 2.1), é detalhado na próxima seção.

Esta solução — acionamento do sistema de frenagem por um motor CC — também vai ao encontro da adotada por alguns veículos participantes dos Desafios DARPA, a exemplo do carro competidor da Universidade de Cornell [21], no Desafio DARPA 2005, e do campeão do Desafio Urbano DARPA 2007, Boss [33]. Por questões de segurança, é desejável que o pedal do freio do automóvel possa sempre ser acionado mecanicamente para que o motorista possa manter o controle do veículo em situações de emergência e eventuais panes do sistema eletrônico embarcado.

Completando a descrição do diagrama apresentado na Figura 2.1, destaca-se a alimentação de todo o sistema de automação embarcado a partir de uma bateria de 12V, sendo esta a bateria já presente no próprio veículo e responsável pela alimentação de seu circuito eletrônico. Os dispositivos de controle, no entanto, são alimentados por meio das conexões serial e USB (0 a 5V). O sistema de emergência, ativado por meio de botões de emergência espalhados pelo interior e exterior do veículo, conta com um acionamento elétrico independente dos demais sistemas, garantindo seu funcionamento mesmo em caso de falhas de comunicação.

## 2.2. Sistema de Acionamento Automático do Freio

A Figura 2.2 apresenta a arquitetura funcional básica do sistema de acionamento automático do freio do veículo Astra. Nela, as ligações em linha tracejada indicam conexões elétricas e a ligação em linha cheia refere-se a uma conexão USB. Em complemento, a Figura 2.3 apresenta um diagrama esquemático do fluxo de controle do sistema.

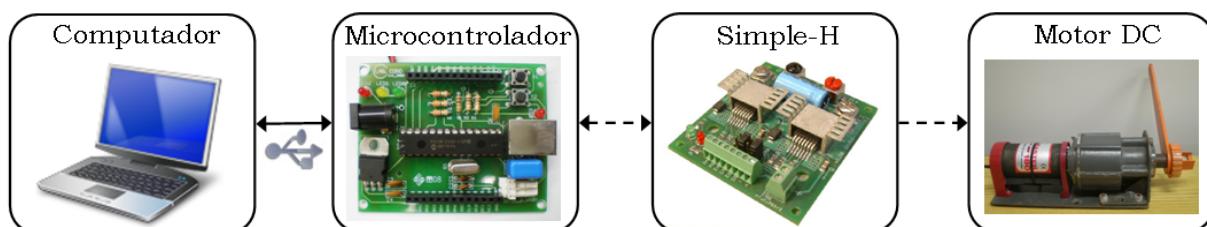


Figura 2.2: Arquitetura do sistema de acionamento do freio.

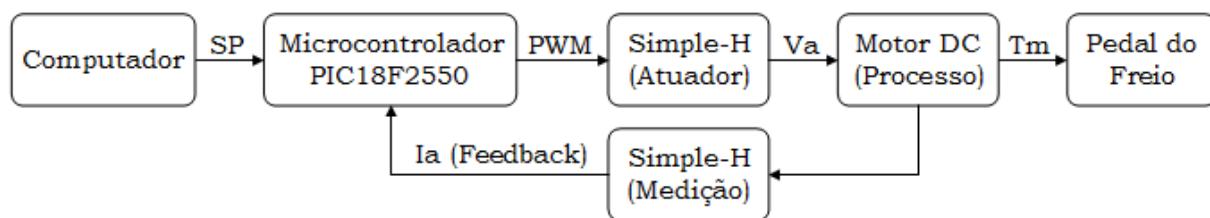


Figura 2.3: Diagrama esquemático do fluxo de controle para o sistema de acionamento.

Para o acionamento do pedal do freio do veículo Astra, o sistema conta com um motor de corrente contínua *Hobbico TorqMaster 180 Heavy Duty 12 Volt Starter*. Trata-se de um motor de partida de tensão nominal 12 Volts, com excitação de campo via ímã permanente e de dupla armadura (duplo enrolamento em torno do rotor). Para melhor aproveitamento do torque eletromagnético gerado, o eixo do motor é acoplado a uma caixa de redução de velocidade e, em seguida, a uma alavanca de aproximadamente 25

centímetros de comprimento. A solução permite a transmissão da força exercida sobre o eixo do motor para o pedal do freio de maneira pouco intrusiva, permitindo o livre acionamento do pedal por um motorista.

A força aplicada ao pedal do freio é regulada por meio de um controlador de torque. Conforme o princípio de conservação da energia mecânica, a caixa de redução acoplada ao motor permite a multiplicação do torque eletromagnético por um fator  $\omega_1/\omega_2$ , sendo esta a razão entre as velocidades angulares do eixo do motor e da alavanca, respectivamente. Para a modelagem do processo, todo o conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA é considerado como um único sistema. Desta forma, a estimativa dos parâmetros do motor — considerados para o projeto do controlador — leva em conta toda a alteração de dinâmica imposta pela caixa de redução e alavanca.

Um microcontrolador PIC18F2550 constitui-se na unidade central de controle. Ele abriga toda a lógica do controlador de torque, tal como os recursos necessários à geração do sinal PWM utilizado para o controle da corrente de armadura do motor. Este controlador se encontra conectado à uma placa de circuito impresso (PCB<sup>1</sup>) projetada para prover os recursos necessários à comunicação deste módulo com os demais, tal como recursos de controle e monitoração do programa embarcado — botões e LEDs<sup>2</sup>.

O microcontrolador se comunica com o computador central por meio de uma interface serial USB. Através desta conexão o sistema de controle poderá receber valores de referência de torque desejado, tal como receber/enviar informações relativas a situações de emergência. A conexão USB também provê alimentação ao microcontrolador e aos outros componentes da placa de circuito impresso (5V).

Para a adequada excitação do motor, um amplificador de potência Simple-H [28], da fabricante Robot Power, recebe e converte os comandos de PWM enviados pelo microcontrolador em sinais de potência equivalente, entregues aos terminais do motor CC, subsequente. A tensão  $V_a$  aplicada é dada pelo ciclo de trabalho  $D$  do sinal PWM multiplicado pela tensão de alimentação do circuito de potência (12V) devendo o sinal PWM estar compreendido na faixa de 0 a 20 KHz de frequência. Configurado como uma ponte-H, o dispositivo Simple-H permite ainda acionar o motor em sentido reverso.

A capacidade de conjugado do conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA está diretamente relacionada à corrente de armadura do motor. Como suporte à produção do torque requerido pelo sistema de freio, o circuito Simple-H permite que uma

<sup>1</sup>Do inglês, *Printed Circuit Board*.

<sup>2</sup>Do inglês, *Light Emitting Diodes*.

corrente de até 20A fluia por cada um de seus conversores de potência.<sup>3</sup> O circuito pode ainda ser acrescido de um ventilador tendo, segundo o manual do fabricante, sua capacidade de corrente elevada a 25A. Para o sistema de controle projetado, por questões de segurança, é adotado o limite de 20A com o uso de um ventilador.

Como indica a Figura 2.2, a conexão entre o microcontrolador e o circuito de potência também apresenta caráter bidirecional. Para realimentação do controlador de torque, um sinal de tensão correspondente à corrente em circulação nos conversores de potência é fornecido pelo Simple-H. A partir deste retorno obtém-se o valor da corrente  $I_a$  circulante na armadura do motor CC. O sinal em questão é transmitido segundo a frequência do sinal PWM aplicado e deve ser convertido para uma tensão contínua de 0 a 5V (valor máximo de leitura para as entradas analógicas do microcontrolador). Para tanto um filtro RC é utilizado.

Em caso de acionamento de algum dos botões de emergência, um sinal é diretamente enviado ao microcontrolador, permitindo ao mesmo comunicar a presente situação ao computador central. Neste ponto, o sistema de controle é interrompido e um sistema eletrônico paralelo deverá prover o torque máximo ao freio por alguns segundos, visando à frenagem brusca do automóvel. O sistema ABS do veículo, neste instante, auxilia na segurança do procedimento. Ressalta-se também que o sistema de controle interno do veículo (UCE) bloqueia o sinal proveniente do acelerador/controlador de aceleração mediante o acionamento do freio.

Por fim, complementando as informações fornecidas, o Capítulo 4 descreve em detalhes a configuração e integração dos dispositivos e recursos apresentados acima. Em adição, um Formulário para Projeto de Controle (Apêndice A) sintetiza as restrições impostas ao projeto do sistema de controle em questão.

## 2.3. Sistemas de Freio Veiculares

O sistema de freio de um automóvel consiste em um conjunto mecânico/hidráulico capaz de amplificar a força aplicada pelo condutor sobre o pedal de freio, transmitindo às pastilhas de freio o torque necessário para desacelerar, em tempo hábil, as rodas do veículo, reduzindo sua velocidade o quanto desejado pelo motorista.

<sup>3</sup>Segundo [13], para automóveis dispendo de um sistema de servo-freio com assistência a vácuo, a força de pedal máxima varia entre (aproximadamente) 223 e 489 N, de mulheres para homens.

### 2.3.1. Princípio de funcionamento

Tipicamente, a amplificação de força em um sistema de freio baseia-se em dois princípios físicos: sistema de alavancas (princípio de Arquimedes) e pressão hidráulica (princípio de Pascal). O primeiro afirma que o torque  $T_1$  sobre a extremidade de uma alavanca é igual ao torque  $T_2$  produzido na outra extremidade da mesma, sendo este dado pela relação:

$$T_1 = F_1 \times d_1 = F_2 \times d_2 = T_2 , \quad (2.1)$$

em que  $d_i$  indica a distância entre a extremidade e o ponto de apoio da alavanca, e  $F_i$  a força aplicada/resultante. A Figura 2.4(a) exemplifica este fenômeno.

O princípio de Pascal, por sua vez, afirma que o acréscimo de pressão aplicado à um líquido incompressível é transmitido integralmente a todos os outros pontos do mesmo. Sendo assim, para pontos de mesma pressão tem-se:

$$P_1 = \frac{F_1}{A_1} = \frac{F_1}{A_2} = P_2 . \quad (2.2)$$

Como exemplo de aplicação da Equação (2.2), pode-se citar o macaco hidráulico encontrado em oficinas de carros (Figura 2.4(b)). Neste, as intensidades das forças aplicadas são diretamente proporcionais às áreas dos êmbolos.

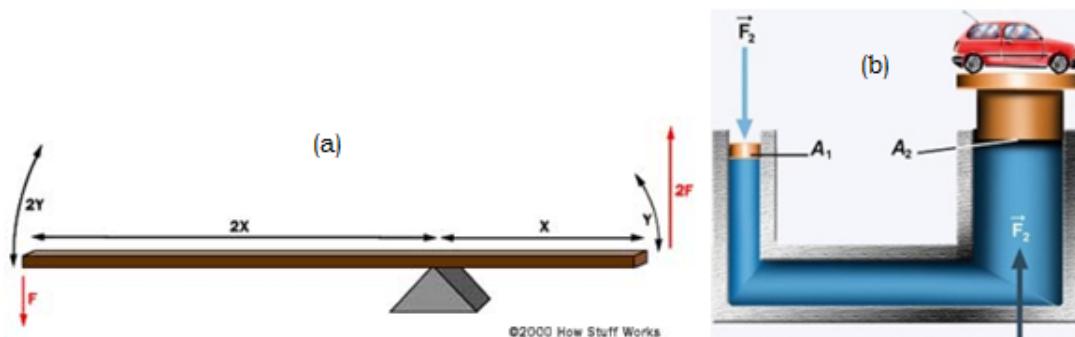


Figura 2.4: Amplificação de força em um sistema de alavancas (a) [25] e em um macaco hidráulico (b).

A Figura 2.5 ilustra o funcionamento de um sistema básico de freio hidráulico, cuja animação se encontra disponível em [25]. A força aplicada ao pedal do freio é inicialmente multiplicada por 4, via sistema de alavancas, e em seguida por 9, em função da diferença entre os diâmetros dos cilindros ligados ao pedal e à pastilha de freio, respectivamente.

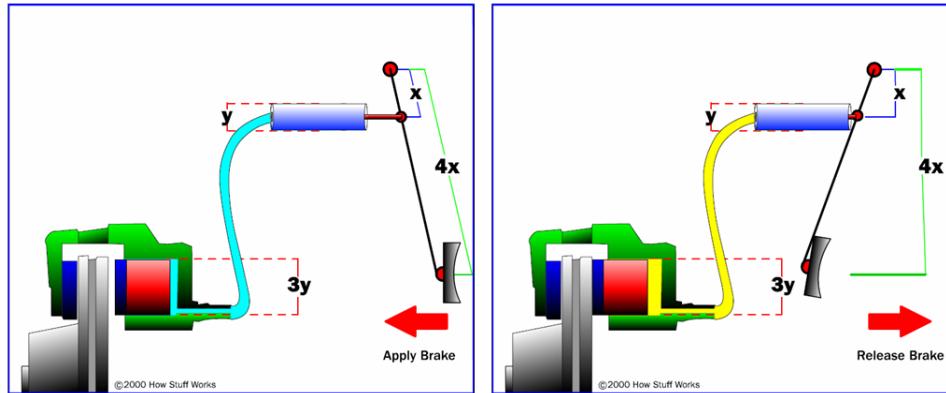


Figura 2.5: Dinâmica de um sistema básico de freio hidráulico [25].

### 2.3.2. Sistemas de freio ABS

O sistema ABS (*Anti-lock Brake System*) atua em situações de frenagem brusca. O mesmo garante um menor tempo de parada do veículo, com maior segurança e controle pelo motorista — ao permitir ao condutor alterar a direção do automóvel durante a frenagem e evitando derrapagem em situações de risco, como a aquaplanagem.

O sistema ABS evita o travamento das rodas “pulsando” a pressão exercida sobre as pastilhas de freio do veículo em uma frequência tal que as rodas desacelerem junto ao veículo. A Figura 2.6 apresenta o desenho esquemático de um sistema ABS de 4 canais (*Advanced Anti-Skid*), no qual cada roda contém um sensor de velocidade e um controlador central atua sobre válvulas individuais. Estas válvulas permitem a interrupção da pressão nas linhas de transmissão de pressão, sendo a recuperação desta provida por meio de bombas.

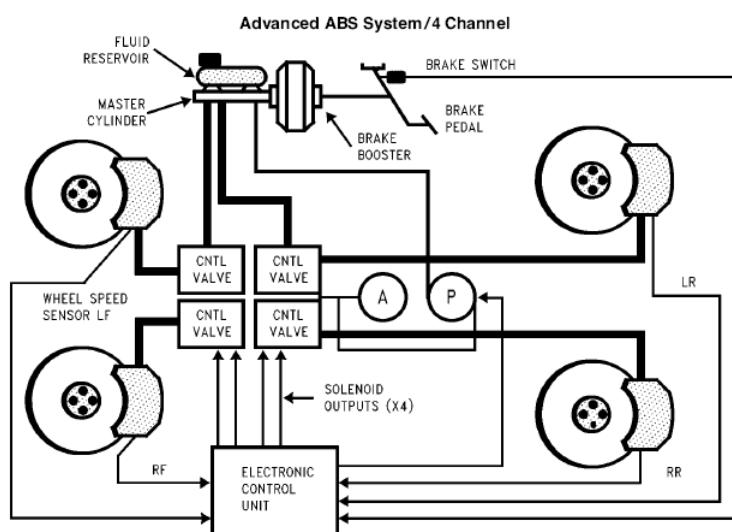


Figura 2.6: Sistema ABS de 4 canais [24].

## 2.4. Controle de Motores de Corrente Contínua

Motores de corrente contínua (CC) constituem-se em máquinas elétricas capazes de transformar energia eletromagnética em energia mecânica a partir do movimento de rotação de bobinas energizadas com corrente contínua. (Figura 2.7). Segundo a lei de Lorentz, a circulação de uma corrente  $i$  ao longo de um fio de comprimento  $l$ , imerso em um campo magnético  $B$ , produz uma força magnética perpendicular ao fio, ou seja:

$$f = \int (i \times B)dl . \quad (2.3)$$

Essa força, no caso de motores, provê o torque necessário ao movimento de seu eixo. Os motores CC são essencialmente compostos de um estator e um rotor (armadura), sendo o primeiro responsável pela geração do campo magnético e o segundo a parte móvel.

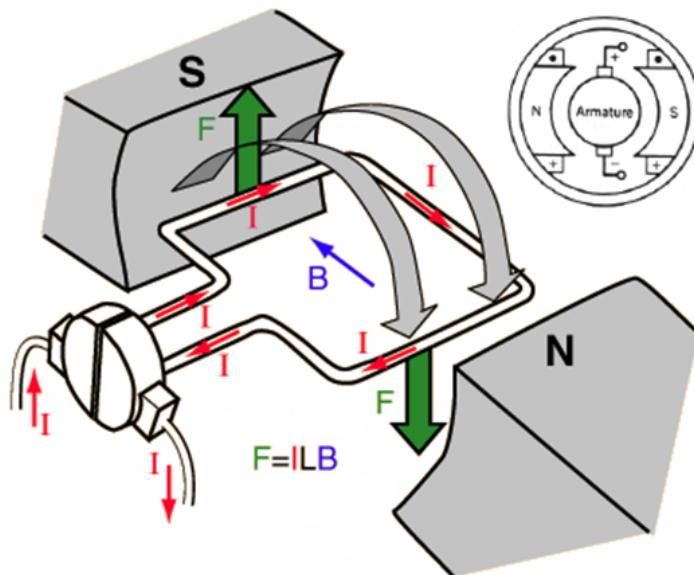


Figura 2.7: Desenho ilustrativo do funcionamento de um motor CC — adaptado de [1].

### 2.4.1. Descrição matemática

O motor utilizado no acionamento do freio do veículo Astra trata-se de um motor de corrente contínua de ímã permanente. Nesse, o campo magnético circulante entre as bobinas da armadura é provido por um ímã permanente (estator) e apresenta valor constante. Logo, o acionamento do motor, tal como o valor de suas características dinâmicas (torque, velocidade e posição), dependem essencialmente da corrente circulante nas bobinas da armadura ( $i_a(t)$ ). A Figura 2.8 apresenta o circuito equivalente de um motor de corrente contínua.

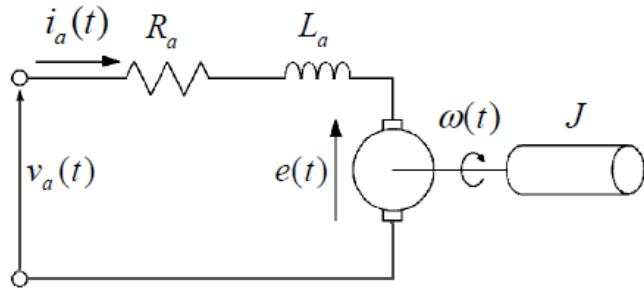


Figura 2.8: Circuito equivalente de um motor CC de ímã permanente.

A tensão  $v_a(t)$  aplicada em seus terminais se distribui sobre  $R_a$  (resistência de armadura) e  $L_a$  (indutância de armadura) e é contraposta pela força contra-eletromotriz  $e(t)$ , esta proporcional à velocidade de rotação  $\omega(t)$ :

$$v_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e(t) , \quad (2.4)$$

$$e(t) = K_\phi \cdot \omega(t) . \quad (2.5)$$

Mecanicamente, o motor pode ser descrito por:

$$T_m - T_L - T_f = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} , \quad (2.6)$$

$$T_m(t) = K_\phi \cdot i_a(t) , \quad (2.7)$$

$$T_f(t) = B \cdot \omega(t) + C . \quad (2.8)$$

O somatório dos torques aplicados sobre o eixo do rotor caracterizam sua aceleração angular. Esta é inversamente proporcional ao momento de inércia  $J$ , o qual indica o grau de dificuldade imposto ao movimento de rotação.  $T_m$  descreve o torque provido pelo motor,  $T_L$  o torque de carga, e  $T_f$  o torque de atrito.  $B$  é denominado coeficiente de atrito viscoso e  $C$  representa o atrito de Coulomb. A constante  $K_\phi$  caracteriza a capacidade de torque do motor. Proporcional ao fluxo presente entre as bobinas da armadura, este parâmetro, para motores ideais, é igual à apresentada na Equação (2.5). Na prática, para motores reais, estas são similares e a aproximação é ainda válida [12].

Para fins de modelagem e controle, as equações do sistema são usualmente representadas no domínio da frequência. Aplicando-se a transformada de Laplace sobre as mesmas, obtém-se:

$$V_a(s) - (R_a + L_a s) I_a(s) + K_\phi \omega(s) \therefore I_a(s) = \frac{V_a(s) - K_\phi \omega(s)}{R_a + L_a s} . \quad (2.9)$$

$$J\omega(s)s + B\omega(s) + C/s + T_L = T_m(s) \therefore \omega(s) = \frac{T_m(s) - T_L - C/s}{Js + B} . \quad (2.10)$$

A Figura 2.9 apresenta, em ambiente Simulink, o diagrama de blocos correspondente. Neste contexto,  $\tau_a = L_a/R_a$  e  $\tau_b = J/B$  são definidas como as constantes de tempo elétrica e mecânica do sistema.

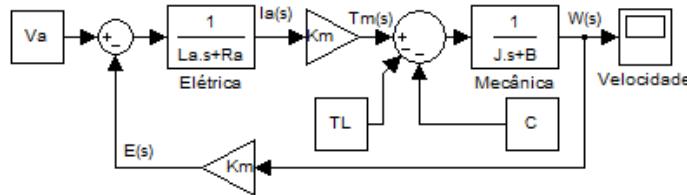


Figura 2.9: Diagrama em blocos simplificado de um motor CC.

## 2.4.2. Estratégias de controle

Em comparação a motores de corrente alternada, motores de corrente contínua podem ser controlados de maneira mais simples, sendo assim utilizados em diversas aplicações que exigem a regulação automática de variáveis dinâmicas. Segundo [12], para a operação de motores abaixo da velocidade nominal, a estratégia de controle mais eficiente para o controle de corrente e velocidade consiste na variação da tensão de armadura  $V_a$ . Nesta situação, a capacidade de conjugado  $T_m$  é garantida.

A partir das Equações (2.4), (2.5) e (2.7), a velocidade de um motor CC, em regime permanente, pode ser descrita por:

$$\omega = \frac{V_a}{K_\phi} - \frac{R_a T_m}{K_\phi^2} . \quad (2.11)$$

Como indicado na Figura 2.10, para um determinado valor de torque, a velocidade  $\omega$  varia linearmente com  $V_a$ .

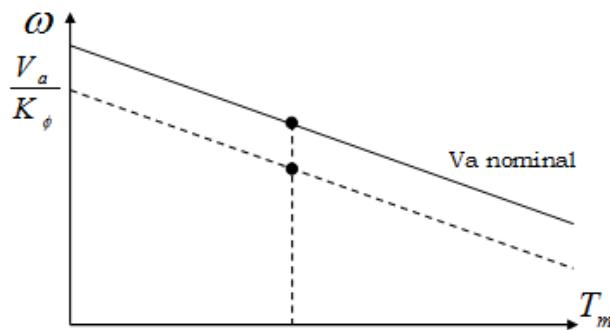


Figura 2.10: Controle de motores CC via variação da tensão de armadura.

Para o controle de velocidade de motores CC, a literatura sugere frequentemente a inserção de uma malha interna de corrente ao sistema [34] [36]. Esta malha deve garantir uma faixa de passagem (velocidade de resposta) maior do que aquela da malha de velocidade, permitindo um rápida regulação de eventuais distúrbios de corrente e melhorando, consequentemente, o desempenho do sistema. Para o controle de torque, entretanto, a malha de corrente passa a ser a malha principal. Conforme a Equação (2.7), o torque  $T_m$  gerado pelo motor é diretamente proporcional à corrente  $I_a$ .

A Figura 2.11(c) descreve uma malha de controle de corrente ideal, onde a dinâmica elétrica é desprezada para altos valores de  $K_I$  e considerando-se  $\tau_a \ll \tau_b$ .<sup>4</sup>  $K_I$  representa o ganho proporcional de um controlador PID. Para malhas de controle de torque, entretanto, a dinâmica elétrica deve ser considerada (Figura 2.11(a)). Além disso, quando operando com rotor bloqueado, a força contra-eletromotriz  $e(t)$  é nula e a dinâmica mecânica não afeta a malha de corrente.

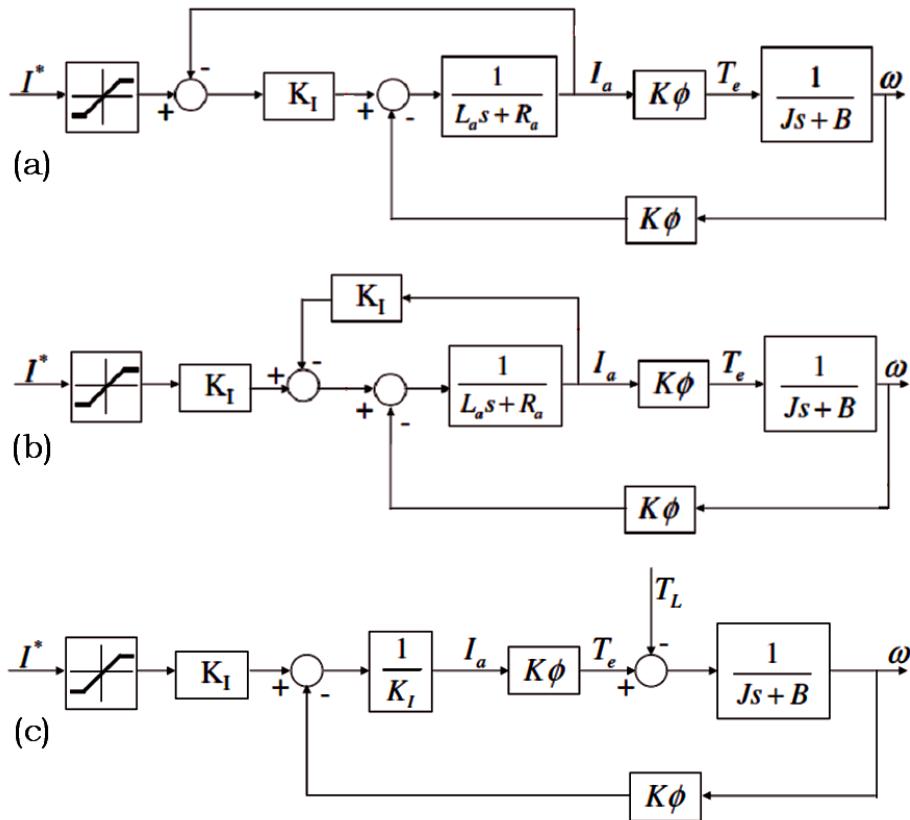


Figura 2.11: Controle de corrente de motores CC: (a) indica a realimentação da corrente  $I_a$ , (b) uma transformação quanto à posição do controlador, e (c) apresenta uma malha de corrente ideal quando desprezando-se a dinâmica elétrica do motor. Nestes diagramas, a variável  $T_e$  representa o torque eletromagnético  $T_m$ .

<sup>4</sup>Modelagem descrita nas notas de aula da disciplina Acionamentos Elétricos, de autoria do Professor Selênia Rocha Silva, do Departamento de Engenharia Elétrica da UFMG (2007).

### 2.4.3. Modulação em pulsos da tensão $V_a$

A crescente utilização de microcontroladores digitais para o controle de motores CC tem facilitado a operação destes via sinais PWM. Microcontroladores podem gerar com facilidade, por meio de temporizadores, trens de pulsos de período e ciclo de trabalho bem definidos. Este sinal de controle deve, em seguida, ser fornecido a um amplificador de potência.

A utilização da modulação PWM permite, de maneira eficiente e prática, variar a tensão aplicada sobre um motor em situações onde a fonte de tensão provê um valor fixo  $V_s$  — baterias, por exemplo. A tensão efetivamente aplicada ao motor corresponde ao valor médio de tensão  $V_a$  (Figura 2.12(a)), determinado em função do intervalo  $t_p$  de aplicação da tensão máxima  $V_s$ , ou seja:

$$V_a = V_s \cdot \frac{t_p}{T_p} = V_s \cdot D , \quad (2.12)$$

em que  $D$  refere-se ao ciclo de trabalho (variante entre 0 e 100%) e  $T_p$  o período do sinal PWM envolvido.

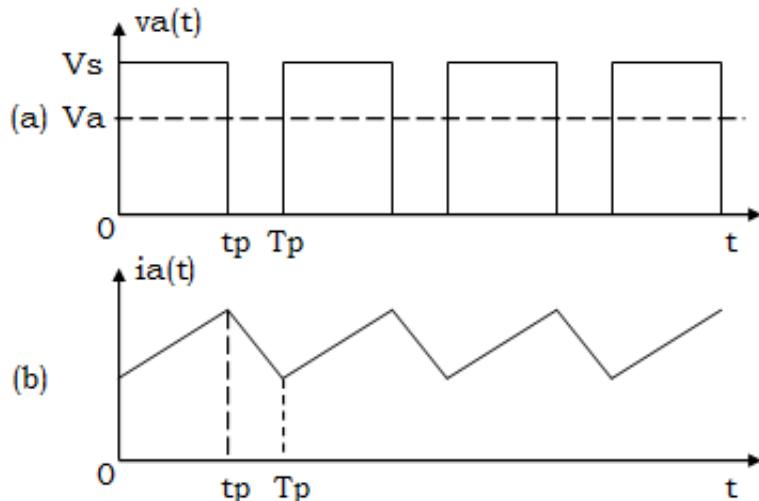


Figura 2.12: Modulação em pulsos da tensão aplicada a um motor CC (a) e corrente resultante, em regime permanente (b).

Neste ponto, avalia-se o comportamento da corrente de armadura de um motor de corrente contínua quando excitado por uma tensão modulada em PWM. A Figura 2.12(b) apresenta tal comportamento em regime permanente e para uma frequência de PWM consideravelmente superior à constante de tempo elétrica do motor. Conforme descrito em [36], o incremento de corrente  $\Delta I_{a1}$ , no intervalo  $0 \leq t < t_p$ , e a queda  $\Delta I_{a2}$ , no intervalo  $t_p \leq t < T_p$ , possuem o mesmo valor e estão diretamente relacionados à indutância  $L_a$ , ao ciclo de trabalho  $D$  e ao período  $T_p$ . Esta relação é expressa

pela Equação (2.14), desenvolvida a seguir. Para tanto, o comportamento das correntes  $i_{a1}(t)$  e  $i_{a2}(t)$  é aproximado por uma reta.

Em regime permanente, o valor médio da corrente de armadura  $I_a$  é dado por:

$$I_a = \frac{V_a - E}{R_a} = \frac{V_s \cdot D - E}{R_a} . \quad (2.13)$$

Para  $0 \leq t < t_p$ :

$$\begin{aligned} V_s &= E + \frac{L_a di_{a1}}{dt} + R_a i_{a1} = \frac{L_a di_{a1}}{dt} + V_a , \\ \frac{L_a di_{a1}}{dt} &= V_s - V_a , \\ i_{a1}(t) &= i_{a1}(0) + \frac{(V_s - V_a)t}{L_a} , \\ \Delta I_{a1} &= i_{a1}(t_p) - i_{a1}(0) = \frac{V_s(1 - D)t_p}{L_a} . \end{aligned}$$

Para  $t_p \leq t < T_p$ :

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{L_a di_{a2}}{dt} + E + R_a i_{a2} = \frac{L_a di_{a2}}{dt} + V_a , \\ \frac{L_a di_{a2}}{dt} &= -V_a , \\ i_{a2}(t) &= i_{a2}(t_p) + \frac{V_a(t - t_p)}{L_a} , \\ \Delta I_{a2} &= i_{a2}(T_p) - i_{a2}(t_p) = \frac{V_s(1 - D)t_p}{L_a} . \end{aligned}$$

Enfim:

$$\Delta I_{a1} = \Delta I_{a2} = \frac{V_s T_p (D - D^2)}{L_a} . \quad (2.14)$$

Quanto maior a frequência do PWM, menor a ondulação de corrente — por consequência, mais uniforme o torque — e melhor o desempenho do motor. Usualmente, utiliza-se também um filtro capacitivo entre o provedor da tensão modulada e o motor, auxiliando na redução da variação da corrente de armadura.

#### 2.4.4. Reversão de sentido de rotação

Para a reversão do sentido de rotação de um motor de corrente contínua de excitação independente é necessária a inversão da polaridade da tensão  $V_a$  aplicada em seus terminais. Para este fim, um circuito eletrônico Ponte-H é usualmente utilizado.

A Figura 2.13 apresenta o diagrama de um circuito Ponte-H. Por meio do acionamento alternado de chaves (usualmente transistores ou relés), altera-se o sentido da corrente fornecida ao motor. Acionando-se simultaneamente as chaves S1 e S4 a corrente  $i_a(t)$  flui do terminal positivo para o negativo do motor. Por outro lado, acionando-se simultaneamente as chaves S2 e S3 a corrente  $i_a(t)$  fluirá em sentido contrário.

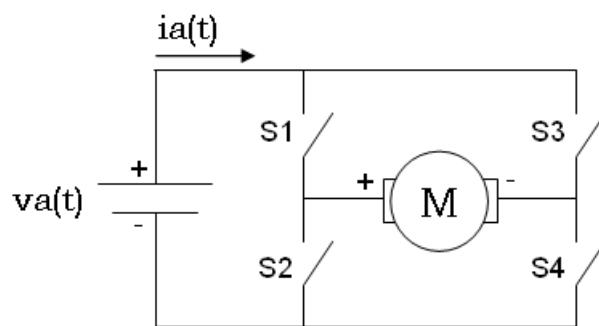


Figura 2.13: Diagrama de um circuito Ponte-H.

Conhecidos o processo referente ao sistema de acionamento do freio do veículo Astra e os recursos e ferramentas disponíveis para a automação e controle do mesmo — apresentados no presente capítulo — segue-se a identificação dos parâmetros do sistema de acionamento e o projeto do sistema de controle desejado, descritos no capítulo seguinte.

---

CAPÍTULO

3

---

# Modelagem e Controle do Acionamento do Freio

---

---

A qualidade do projeto de um controlador está diretamente relacionada à qualidade do modelo do processo o qual se deseja controlar. Neste contexto, para o desenvolvimento do controlador em alvo, é desejável que se obtenha primeiramente os parâmetros do motor CC em questão, responsável pelo acionamento do freio do veículo Astra.

Este capítulo apresenta, inicialmente, os procedimentos realizados para a determinação das características elétricas e mecânicas do sistema de acionamento do freio, ou seja, do conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA. Em seguida, são apresentados o modelo analítico do processo bem como o projeto e a simulação de um sistema de controle. Um controlador PI é então sintonizado para o controle da corrente do motor de corrente contínua. Em complemento, um resumo dos parâmetros determinados é disponibilizado no Apêndice A.

## 3.1. Modelagem do Sistema de Acionamento do Freio

Como apresentado no Capítulo 2, o sistema de acionamento do freio do veículo Astra é composto de um motor de CC acoplado a uma caixa de redução e a uma alavanca. O controlador de corrente projetado deve prover o controle do torque exercido pela alavanca no pedal do freio. Desta forma, o processo de modelagem do sistema de acionamento deve considerar a dinâmica de todo o conjunto. Apesar das características elétricas do sistema estarem relacionadas apenas com o motor CC, a caixa de redução e a alavanca contribuem fortemente na magnitude de suas características dinâmicas.

### 3.1.1. Determinação da resistência de armadura $R_a$

A resistência de armadura de motores de corrente contínua é normalmente muito baixa para ser medida com precisão por meio de um ohmímetro. Um dos possíveis métodos experimentais para a determinação desse parâmetro consiste na aplicação de uma corrente contínua nos terminais do motor, estando este bloqueado. Nestas condições, a queda de tensão em função da indutância no enrolamento de armadura é nula, tal como a força contra-eletromotriz induzida  $E$ , uma vez que a velocidade angular do rotor é igualmente nula. Desta forma,  $R_a$  pode ser obtido pela medição das grandezas  $V_a$  e  $I_a$ , uma vez que a Equação (2.4) é reduzida à:

$$v_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e(t) = R_a \cdot i_a(t) . \quad (3.1)$$

Uma vez que o contato elétrico entre os enrolamentos da armadura e os terminais do motor se dá por meio de escovas, a resistência vista por estes terminais varia conforme a posição angular do rotor, à medida que um menor ou maior número de espiras entra em contato com as escovas. Para a estimativa de  $R_a$  pode-se realizar um ajuste linear sobre um conjunto de valores de  $V_a$  e  $I_a$  medidos para diferentes posições.

A Tabela 3.1 apresenta os valores de tensão e corrente obtidos utilizando-se uma fonte de tensão variável. Em função da inércia provida pela caixa de redução acoplada ao motor, a condição de rotor bloqueado pode ser mantida para baixos valores de tensão (insuficientes para vencer o atrito estático e, por consequência, rotacionar o motor). A Figura 3.1 exibe o ajuste (regressão) linear realizado, para o qual obteve-se  $R_a \approx 0,365\Omega$ , dado pelo coeficiente angular da reta obtida.

O coeficiente linear da reta resultante da regressão linear pode ser interpretado como o erro de regressão  $\xi$ , ou como fruto de erros de medição. Este erro pode ser minimizado mediante a aplicação do Método de Mínimos Quadrados. Conforme descrito em [3], a minimização da soma dos erros quadráticos, para um sistema linear dado por  $\mathbf{Y} = \mathbf{X}\hat{\Theta} + \xi$ , sendo  $\hat{\Theta}$  a estimativa do vetor de parâmetros de interesse, implica na multiplicação da matriz pseudo-inversa de  $\mathbf{X}$  (variável independente) pelo vetor  $\mathbf{Y}$  (variável dependente), ou seja,  $\hat{\Theta} = [\mathbf{X}^T \mathbf{X}]^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{Y}$ . Sendo  $\hat{\Theta}$  o parâmetro  $R_a$ , tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_a &= \mathbf{I}_a R_a \\ \mathbf{I}_a^T \mathbf{V}_a &= \mathbf{I}_a^T \mathbf{I}_a R_a \\ [\mathbf{I}_a^T \mathbf{I}_a]^{-1} \mathbf{I}_a^T \mathbf{V}_a &= [\mathbf{I}_a^T \mathbf{I}_a]^{-1} [\mathbf{I}_a^T \mathbf{I}_a] R_a = R_a \end{aligned} \quad (3.2)$$

Aplicando-se o Método de Mínimos Quadrados, obtém-se  $R_a = 0,384 \Omega$ .

Tabela 3.1: Medições para determinação de  $R_a$ .

Ângulo	$V_a(V)$	$I_a(A)$	Ângulo	$V_a(V)$	$I_a(A)$
$\approx 0^\circ$	0,5	1,17	$\approx 180^\circ$	0,9	2,29
$\approx 0^\circ$	0,7	1,62	$\approx 180^\circ$	1,0	2,57
$\approx 45^\circ$	0,8	2,08	$\approx 225^\circ$	0,2	0,30
$\approx 45^\circ$	1,1	2,73	$\approx 225^\circ$	1,3	3,54
$\approx 90^\circ$	0,3	0,65	$\approx 270^\circ$	1,5	3,79
$\approx 90^\circ$	0,6	1,52	$\approx 270^\circ$	1,8	4,72
$\approx 135^\circ$	1,2	3,10	$\approx 315^\circ$	2,0	5,40
$\approx 135^\circ$	1,4	3,68	$\approx 315^\circ$	0,4	0,90

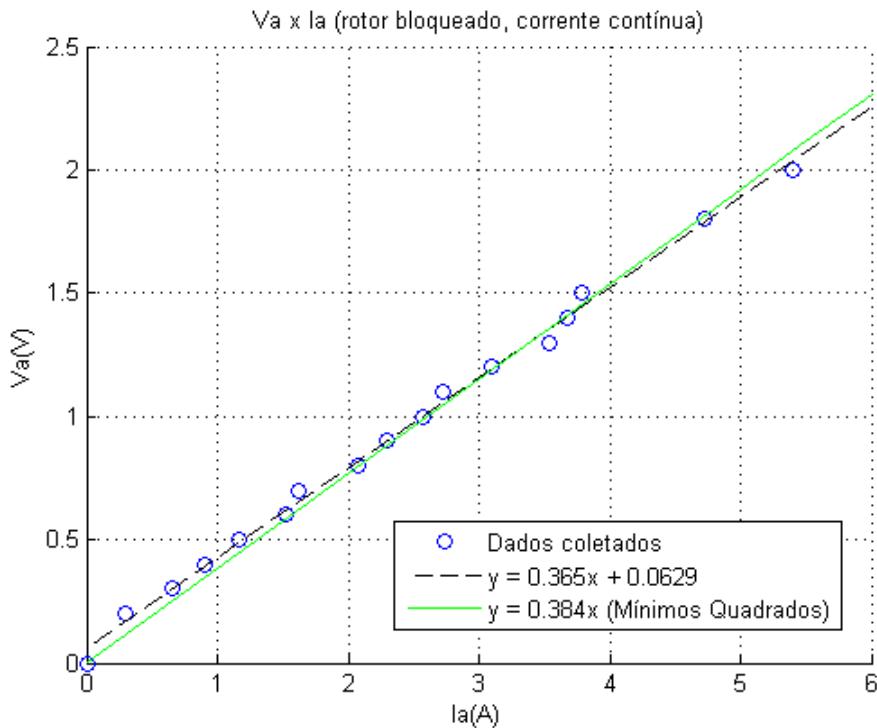


Figura 3.1: Regressão linear para determinação da resistência de armadura. A reta identificada pela legenda “Mínimos Quadrados” refere-se à aplicação da Equação (3.2).

### 3.1.2. Determinação da indutância de armadura $L_a$

Para a determinação da indutância de armadura  $L_a$ , pode-se, por meio da aplicação de ondas senoidais aos terminais do motor, avaliar o comportamento da reatância  $X_a$ . A Figura 3.2(a) apresenta o circuito equivalente do sistema para o procedimento descrito.

Aplicando-se um tensão alternada  $V_s$  com média nula garante-se a não rotação do rotor, de modo que  $E = 0$ . Devido a alta intensidade de corrente requerida pela armadura — em vista do baixo valor de  $R_a$  — uma resistência  $R$  é ligada em série ao

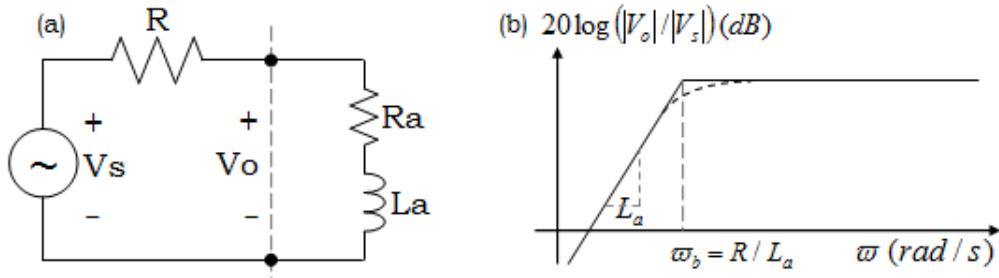


Figura 3.2: Circuito equivalente quando na determinação de  $L_a$  (a) e esboço do diagrama de Bode (assintótico) do sistema resultante (b).

motor, de modo a respeitar o limite máximo de corrente fornecida pelo gerador de sinal utilizado para prover a tensão alternada  $V_s$ . Para  $R \gg R_a$ , o sistema pode então ser descrito pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} V_o &= I_a X_a, \\ |V_o| &= \frac{|V_s|}{R + j\omega L_a} |j\omega L_a|, \\ \frac{|V_o|}{|V_s|} &= \frac{\omega L_a}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_a^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L_a^2}}}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{sL_a}{R + sL_a}. \quad (3.4)$$

A Equação (3.4) e a Figura 3.2(b) descrevem o comportamento do sistema resultante no domínio da frequência. Para valores de frequência inferiores à frequência de corte  $\omega_b$ ,  $L_a$  pode ser determinado pela inclinação da reta ascendente no diagrama de Bode. A partir deste valor, o pólo  $R/L_a$  passa a contribuir para a dinâmica do sistema.

O valor de  $R$  deve ser o menor possível para manter a reta  $j\omega L_a$  em baixas frequências, mas alto o suficiente para atender o limite de corrente fornecido pelo gerador de sinal.<sup>1</sup> Para um valor apropriado de  $R$ , avalia-se então o menor valor de frequência onde o módulo de  $V_o$  é metade do módulo de  $V_s$ . Desta forma, para  $R = 121,3 \Omega$  e  $\omega = 112,35 \text{ KHz}$ , obtém-se  $L_a$  conforme:

$$\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L_a^2}} = 2 \therefore L_a \approx 99,5 \mu\text{H}. \quad (3.5)$$

A constante de tempo elétrica do motor é dada portanto por:

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{99,5 \mu\text{H}}{0,384 \Omega} \approx 2,6 \times 10^{-4} \text{ s}. \quad (3.6)$$

<sup>1</sup>Em altas frequências o sistema é mais propenso a sofrer os efeitos de eventuais capacitâncias parasitas.

### 3.1.3. Determinação das componentes de atrito viscoso e seco

Para a determinação das características mecânicas do sistema de acionamento, todo o conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA é considerado. Considerando o princípio de conservação da energia mecânica e desprezando folgas no acoplamento entre os eixos do motor e da caixa de redução, todo o conjunto é descrito como um único motor. Esta abordagem permite unificar em um único conjunto de parâmetros as características dinâmicas dos três elementos do sistema.

Quando na rotação do motor, o eixo central do conjunto e a alavanca sofrem a ação de um torque de atrito, contrário a seu movimento. Este torque é descrito por:

$$T_f(t) = B.\omega(t) + C.\text{sgn}(\omega) , \quad (3.7)$$

em que  $B$  é denominado coeficiente de atrito viscoso e  $C$  representa o atrito de Coulomb (atrito seco), sempre contrário ao torque eletromagnético  $T_m$  imposto pelo sistema. O comportamento dinâmico do sistema é igualmente descrito por:

$$T_m - T_L - T_f = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} , \quad (3.8)$$

sendo  $T_L$  o torque de carga imposto à alavanca,  $J$  o momento de inércia do conjunto e  $\omega$  a velocidade angular do eixo central.

Para a determinação de  $B$  e  $C$ , realizou-se um ensaio a vazio ( $T_L = 0$ ). Em regime permanente (velocidade constante),  $\dot{\omega} = 0$  e o conjugado do sistema se iguala ao torque de atrito. Multiplicando-se ambos pela velocidade angular  $\omega$ , obtém-se os parâmetros desejados a partir do cálculo da potência mecânica  $P_m$  fornecida pelo sistema:

$$T_m = T_f \therefore \omega T_m = \omega^2 \cdot B + \omega \cdot C = P_m . \quad (3.9)$$

$P_m$ , contudo, é equivalente à potência fornecida ao eixo pelo circuito de armadura:

$$P_m = V_a \cdot I_a - R_a \cdot I_a^2 . \quad (3.10)$$

Logo, a partir da medição das grandezas  $V_a$ ,  $I_a$  e  $\omega$ , determina-se os parâmetros desejados por meio de um ajuste quadrático sobre os pontos obtidos (conforme explicita a Equação (3.9)). A Tabela 3.2 apresenta os valores obtidos. Para cada valor de tensão  $V_a$  são considerados valores médios de  $I_a$  e  $\omega$  observados.<sup>2</sup> A Figura 3.3 apresenta o ajuste quadrático realizado, do qual extrai-se:  $B \approx 0,117$  N.m.s e  $C \approx 3,07$  N.m.

<sup>2</sup>Média entre os valores mínimos e máximos observados.

Tabela 3.2: Medidas para determinação de  $B$  e  $C$ .

$V_a$ (V)	$I_a$ (A)	$P_m$ (W)	$\omega$ (rpm)	$\omega$ (rad/s)
6,0	1,99	10,42	30,25	3,17
7,0	2,06	12,76	36,10	3,78
8,0	2,13	15,27	40,10	4,20
9,0	2,20	17,90	45,85	4,80
10,0	2,25	20,51	53,10	5,56
11,0	2,37	23,87	59,50	6,23
12,0	2,34	25,98	65,10	6,82

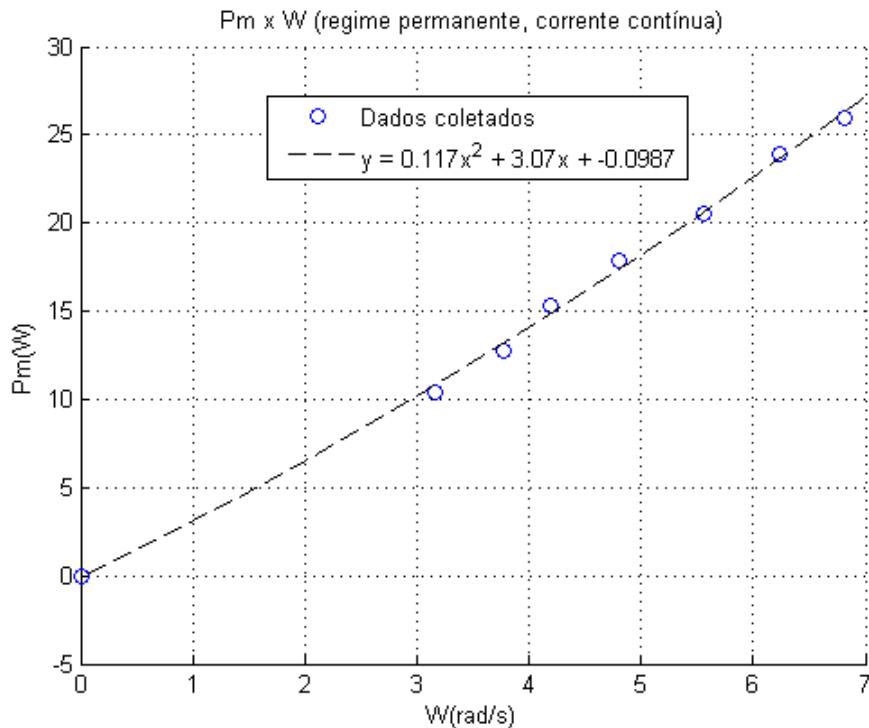


Figura 3.3: Regressão quadrática para determinação das componentes de atrito.

A Tabela 3.3 e a Figura 3.4 descrevem o mesmo procedimento para o motor rotacionando em sentido reverso. Deste, obtém-se:  $B \approx 0,145$  N.m.s e  $C \approx 3,68$  N.m. A aplicação de torque ao pedal do freio exige o acionamento direto do motor. O mesmo então deve ser acionado em sentido inverso para o relaxamento do pedal.

Tabela 3.3: Medidas para determinação de  $B$  e  $C$  (sentido reverso).

$V_a$ (V)	$I_a$ (A)	$P_m$ (W)	$\omega$ (rpm)	$\omega$ (rad/s)
6,0	2,26	11,60	27,75	2,91
7,0	2,41	14,64	32,50	3,40
8,0	2,50	17,57	38,30	4,01
9,0	2,41	19,46	44,00	4,61
10,0	2,50	22,56	48,70	5,10
11,0	2,52	25,28	54,30	5,69
12,0	2,63	28,85	59,45	6,23

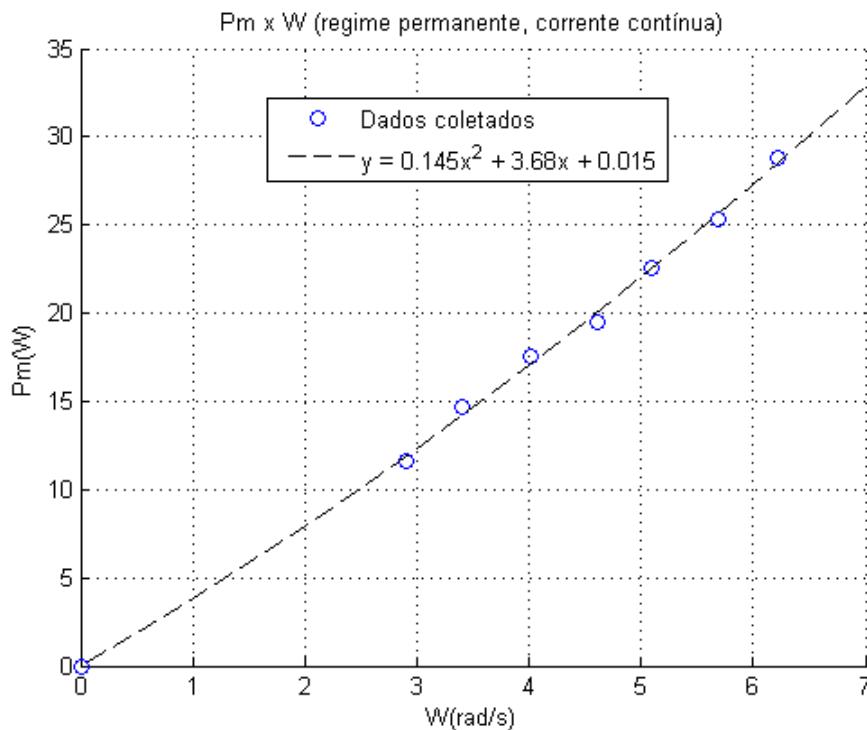


Figura 3.4: Determinação das componentes de atrito (sentido reverso).

### 3.1.4. Determinação da constante de fluxo $K_\phi$

A constante de fluxo  $K_\phi$  pode ser obtida a partir do mesmo experimento realizado para a determinação das componentes de atrito. Em posse das medições de  $V_a$ ,  $I_a$  e  $\omega$ , pode-se calcular o valor da força contra-eletromotriz  $E$ , conforme a equação:

$$E = V_a - R_a \cdot I_a = K_\phi \cdot \omega . \quad (3.11)$$

A Figura 3.5 apresenta um ajuste linear realizado sobre os pontos obtidos. Aplicando-se o Método de Mínimos Quadrados, obtém-se  $K_\phi = 1,65$  V.s.

O mesmo procedimento é aplicado ao sistema acionado em sentido inverso (Figura 3.6). Aplicando-se o Método de Mínimos Quadrados, obtém-se  $K_\phi = 1,77$  V.s.

### 3.1.5. Determinação do momento de inércia $J$

Para a determinação do momento de inércia do conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA, o motor é excitado por uma fonte de tensão contínua  $V_a$ , conforme ilustra a Figura 3.7(a). Aguarda-se que o sistema, rodando a vazio, entre em regime permanente e interrompe-se bruscamente a alimentação do motor pela abertura da chave S.

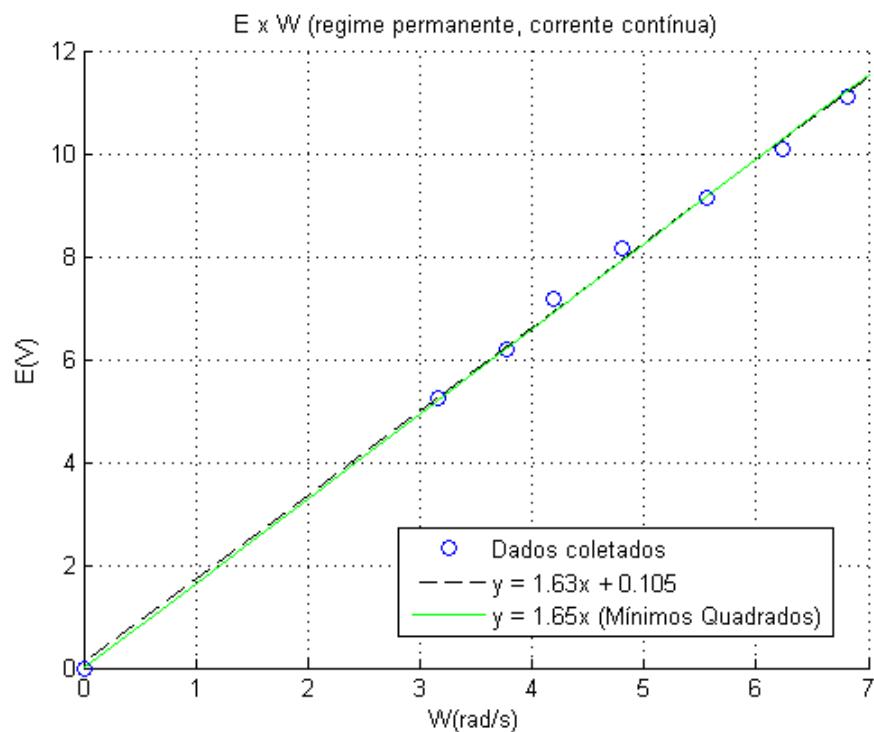


Figura 3.5: Regressão linear para determinação da constante  $K_\phi$ . A reta identificada pela legenda “Mínimos Quadrados” refere-se à aplicação da Equação (3.2).

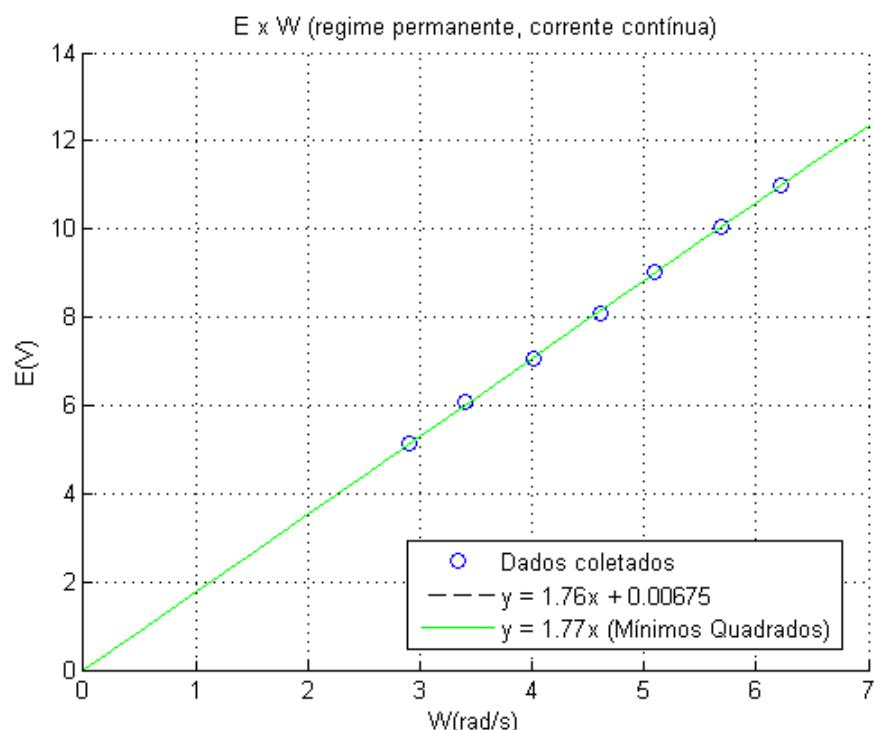


Figura 3.6: Regressão linear para determinação da constante  $K_\phi$  (sentido reverso). A reta identificada pela legenda “Mínimos Quadrados” refere-se à aplicação da Equação (3.2).

Neste instante o conjugado eletromagnético se anula e o sistema é desacelerado sobre ação única das forças de atrito, ou seja:

$$\mathcal{T}_m^0 - \mathcal{T}_L^0 - T_f = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} = -B\omega - C . \quad (3.12)$$

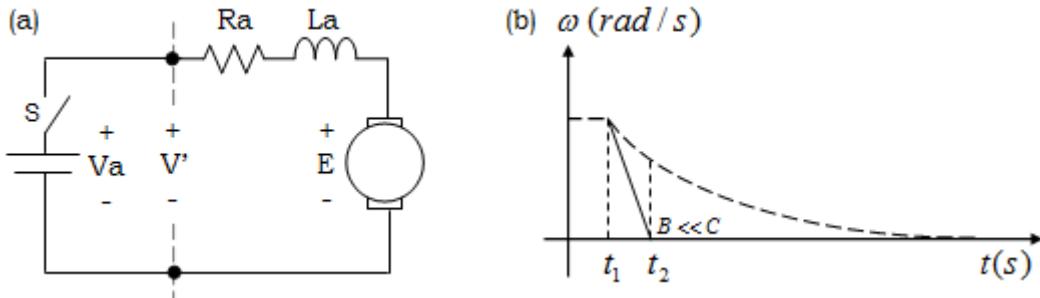


Figura 3.7: Circuito equivalente quando na determinação de  $J$  (a) e comportamento da velocidade angular quando interrompida a excitação do sistema de acionamento (b).

Multiplicando ambos os termos da Equação (3.12) por  $\omega$ , obtém-se  $J$  a partir de:

$$J = \left( \frac{-P_P}{\omega \frac{d\omega(t)}{dt}} \right) , \quad (3.13)$$

em que  $P_P$  indica a potência a ser perdida pelo sistema no momento do chaveamento de S. O valor de  $P_P$  coincide com o valor da potência mecânica  $P_m$  fornecida ao eixo pelo circuito de armadura.

Quando a chave S é aberta, a corrente de armadura cessa e a tensão  $V'$  — vista pelos terminais de um osciloscópio ligado ao circuito — se iguala à força contra-eletromotriz  $E$ . Como  $E$  é diretamente proporcional a  $\omega$ , pode-se estimar a curva de desaceleração da velocidade do eixo a partir do comportamento de  $E$ , ou seja:

$$e(t) = K_\phi \omega(t) \therefore \frac{dE}{dt} \cdot \frac{1}{K_\phi} = \frac{d\omega}{dt} . \quad (3.14)$$

Para motores submetidos a valores negligenciáveis de torque de Coulomb, a velocidade decresce exponencialmente. Entretanto, quando  $C$  é expressivo, o motor pára mais rapidamente. Para o conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA, o atrito de Coulomb é tal que promove a parada do eixo em um curto intervalo de tempo, segundo uma reta, como sugere a Figura 3.7(b) e a Equação (3.13) para  $B \ll C$ . A Figura 3.8 apresenta a leitura de  $V'$  quando o circuito é aberto, inicialmente em regime permanente para uma tensão  $V_a = 12$  V. Observa-se que cerca de 1 V ostentado pela resistência  $R_a$  desaparece quase instantaneamente — a menos do atraso imposto pela indutância  $L_a$  — e a força contra-eletromotriz cessa após cerca de 500 ms.

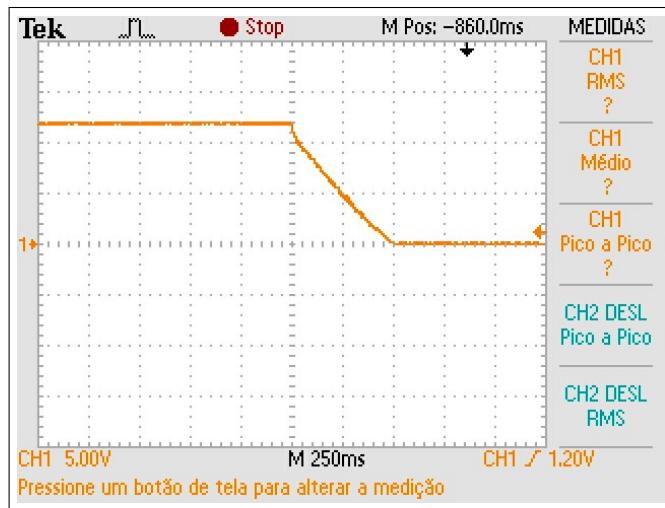


Figura 3.8: Queda da força contra-eletromotriz  $E$  [Impressão da tela de um osciloscópio Tektronix TDS 2002B].

De posse da taxa de variação  $dE/dt$  — dada pela inclinação da reta observada — e dos dados de potência e velocidade da Tabela 3.2, para  $V_a = 12$  V, estima-se  $J \approx 0,297$   $\text{Kg.m}^2$  e, portanto, a constante de tempo mecânica  $\tau_b \approx 2,539$  s:

$$J = \left( \frac{26,98}{(65,1 \cdot \frac{2\pi}{60})(\frac{11}{0,5} \cdot \frac{1}{1,65})} \right) = 0,2968 \text{ Kg.m}^2 . \quad (3.15)$$

Quando em rotação em sentido reverso, a curva de desaceleração do sistema coincide com a apresentada na Figura 3.8. Neste caso, de posse dos dados de potência e velocidade da Tabela 3.3, para  $V_a = 12$  V, estima-se  $J \approx 0,379$   $\text{Kg.m}^2$  e, por consequência,  $\tau_b \approx 2,614$  s. Neste ponto, ressalta-se a incerteza presente no cálculo do momento de inércia em virtude do método utilizado para a estimativa de tal parâmetro. Esta diferença entre os valores determinados para os sentidos direto e reverso se deve à distinção entre os valores de perdas obtidos em cada caso.

## 3.2. Simulação e Validação de um Modelo do Processo

Para a validação dos parâmetros determinados experimentalmente, um modelo analítico do conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA é proposto e simulado em ambiente Matlab/Simulink (Figura 3.9). Blocos saturadores garantem valores positivos de corrente e velocidade. O atrito de Coulomb é imposto conforme o sentido da velocidade, atuando em sentido contrário ao movimento de rotação do motor, ou sendo nulo caso o eixo esteja parado. Aplicados os valores obtidos de cada parâmetro espera-se que o modelo exiba um comportamento semelhante ao sistema físico real.

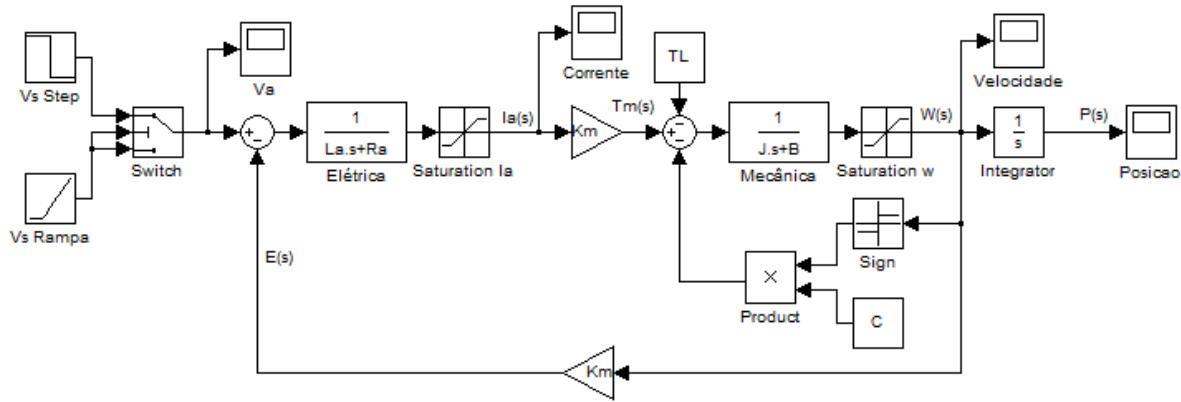


Figura 3.9: Modelo analítico do sistema de acionamento em ambiente Simulink.

Para a simulação de um ensaio a vazio ( $T_L = 0$ ), aplica-se uma tensão de 12 V ao sistema, sendo esta progressivamente elevada (em rampa) à uma taxa de 1 V/s, a partir de 0 V (Figura 3.10). O comportamento de parada do sistema também é avaliado mediante queda súbita da tensão aplicada.

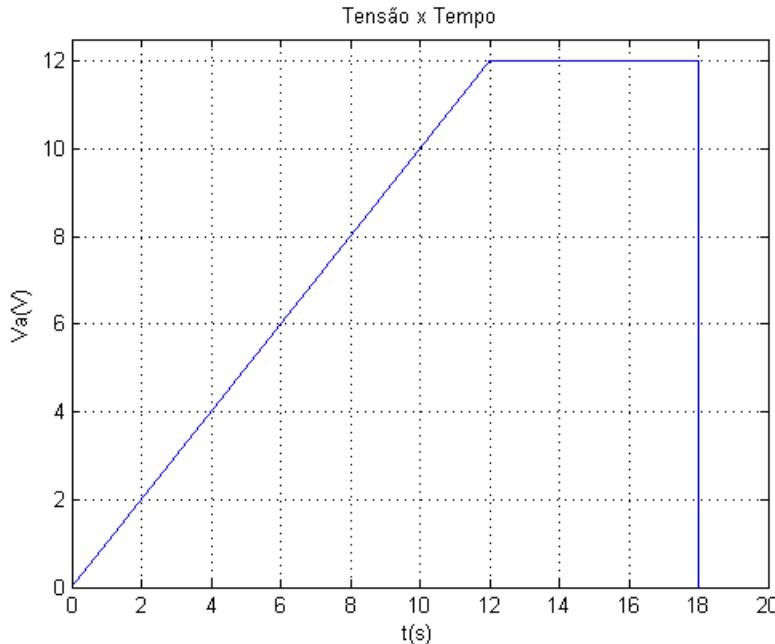


Figura 3.10: Tensão aplicada ao modelo analítico do sistema, simulação de um ensaio a vazio.

As figuras 3.11 e 3.12 apresentam, respectivamente, as curvas temporais da corrente de armadura  $I_a$  e velocidade  $\omega$ . Nota-se que o sistema simulado, em regime permanente, comporta-se, de fato, de maneira semelhante à observada para o ensaio realizado para a determinação das características mecânicas (Tabela 3.2). Destaca-se igualmente o tempo gasto pelo modelo para completa parada do eixo.

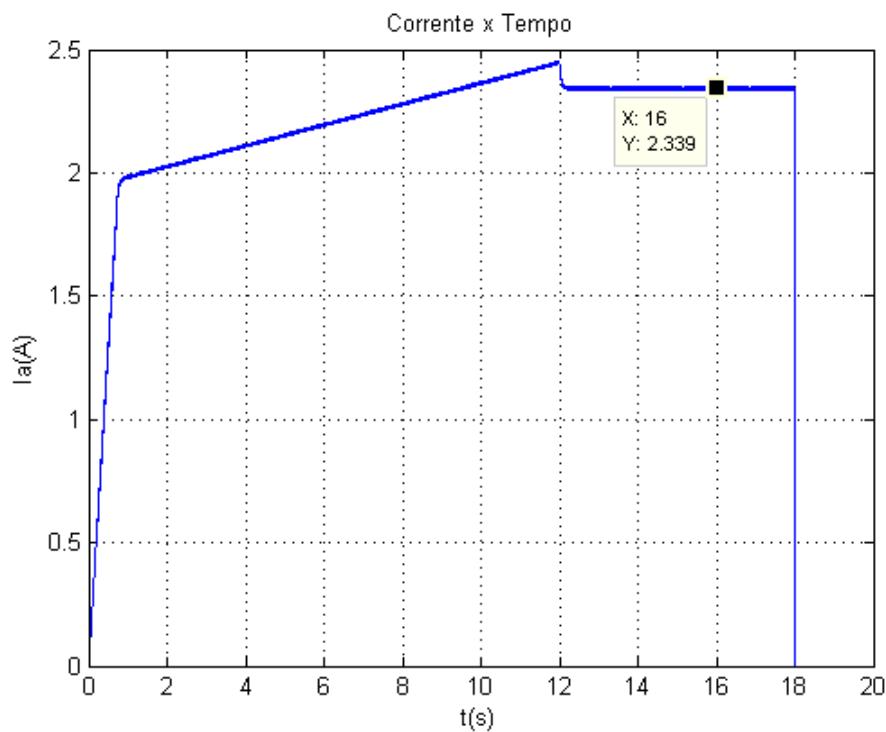


Figura 3.11: Comportamento da corrente de armadura  $I_a$ , simulação de um ensaio a vazio.

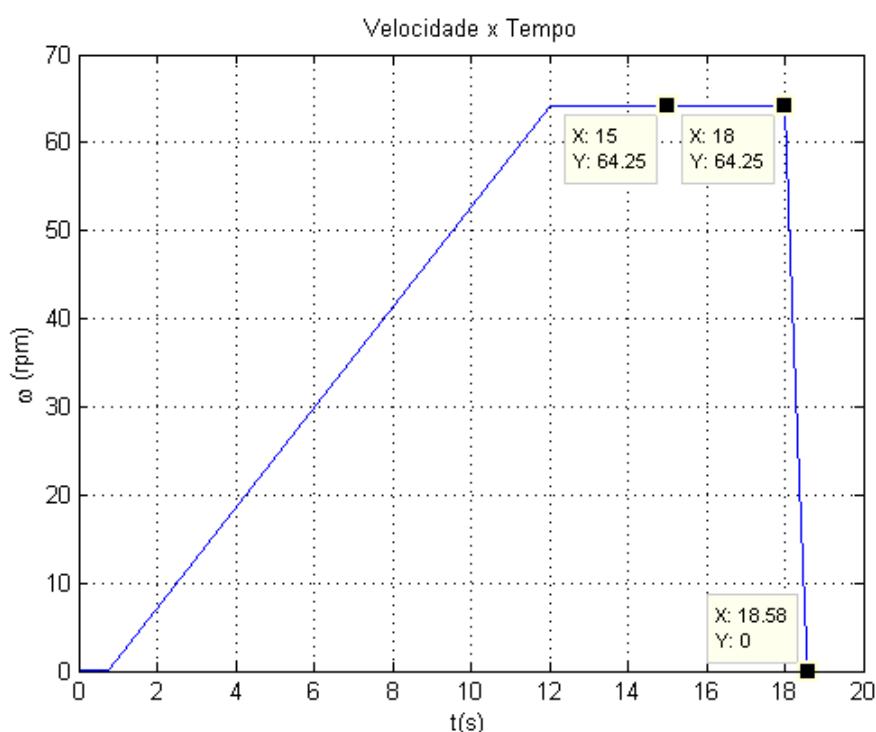


Figura 3.12: Comportamento da velocidade angular  $\omega$ , simulação de um ensaio a vazio.

Para os parâmetros estimados para o sistema em rotação inversa, as figuras 3.13 e 3.14 (comportamento da corrente de armadura  $I_a$  e velocidade  $\omega$ , respectivamente) também permitem validar o modelo construído quando comparadas à Tabela 3.3.

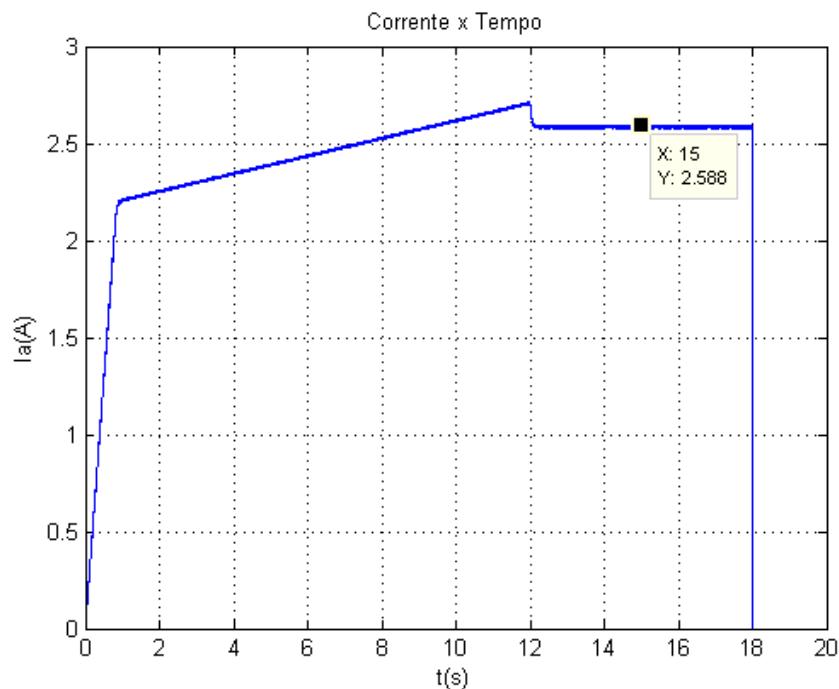


Figura 3.13: Comportamento da corrente  $I_a$ , simulação de um ensaio a vazio (sentido reverso).

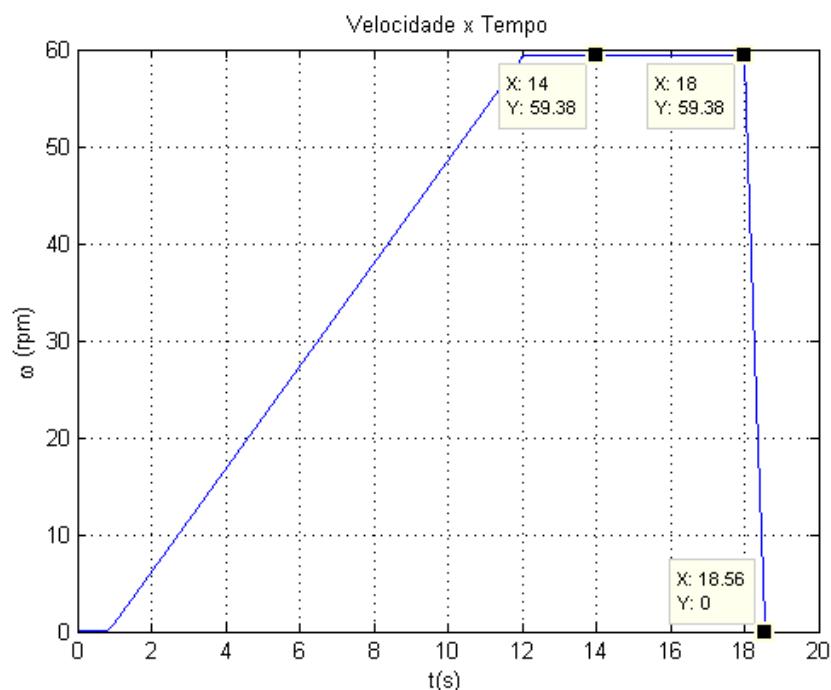


Figura 3.14: Comportamento de  $\omega$ , simulação de um ensaio a vazio (sentido reverso).

### 3.3. Projeto e Simulação de um Controlador de Torque

Para o controle do torque fornecido pelo sistema de acionamento ao pedal do freio, é necessário o projeto de um controlador de corrente para o motor CC. Como descrito anteriormente, o torque gerado no eixo do conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA é proporcional à corrente de armadura  $I_a$ , por meio da constante  $K_\phi$ .

#### 3.3.1. Sintonia dos parâmetros do controlador

Para o projeto do sistema de controle define-se, inicialmente, o modelo do sistema sobre o qual atua o controlador. O processo alvo de controle, referente à dinâmica elétrica do motor CC do conjunto de acionamento, pode ser descrito pela função de transferência:

$$G(s) = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} = \frac{1/R_a}{(L_a/R_a)s + 1}. \quad (3.16)$$

Ressalta-se, neste ponto, que o projeto se dá para a condição (predominante) de rotor bloqueado e que a dinâmica elétrica do motor é consideravelmente mais rápida que a dinâmica mecânica do conjunto de acionamento ( $\tau_a \ll \tau_b$ ).

Como citado anteriormente, um retorno da corrente circulante no motor em questão é provido pelo dispositivo Simple-H.<sup>3</sup> Este retorno, utilizado para a realimentação do sistema de controle, é, no entanto, modulado conforme o sinal PWM recebido pelo dispositivo e precisa ser filtrado. Para tanto, utiliza-se um filtro RC passa-baixas. Desta forma, a dinâmica do sistema de sensoriamento é descrita pela função de transferência:

$$G_f(s) = \frac{K_f}{\tau_f s + 1} = \frac{1}{(R_f C_f)s + 1}, \quad (3.17)$$

em que,  $R_f$  e  $C_f$  caracterizam, respectivamente, o resistor e o capacitor do filtro.

O valor da constante de tempo  $R_f C_f$  é escolhido de modo que o efeito indutivo do motor possa ser desprezado. Para tanto, a frequência de corte  $\varpi_{RC}$  do filtro é tomada como aproximadamente 10 vezes menor a frequência de corte do sistema que descreve a dinâmica elétrica do motor, dada por  $\varpi_a = R_a/L_a/2\pi \approx 3859$  rad/s  $\equiv 614$  Hz. Para  $C_f = 1\mu\text{F}$  e  $R_f \approx 2,74$  K $\Omega$ ,  $\varpi_{RC} = 1/(2\pi R_f C_f) \approx 364$  s  $\equiv 58$  Hz. Ressalta-se, no entanto, que esta filtragem afeta consideravelmente a dinâmica do sistema em malha fechada. A Figura 3.15 compara os diagramas de Bode da dinâmica elétrica do motor e do produto da mesma com a filtro RC. Verifica-se, portanto, a expressiva redução na velocidade do sistema de medição — característica esta relevante para a determinação do tempo de amostragem do sistema de controle digital.

<sup>3</sup>Na Seção 4.3, o sistema de sensoriamento da corrente do motor CC é detalhadamente descrito.

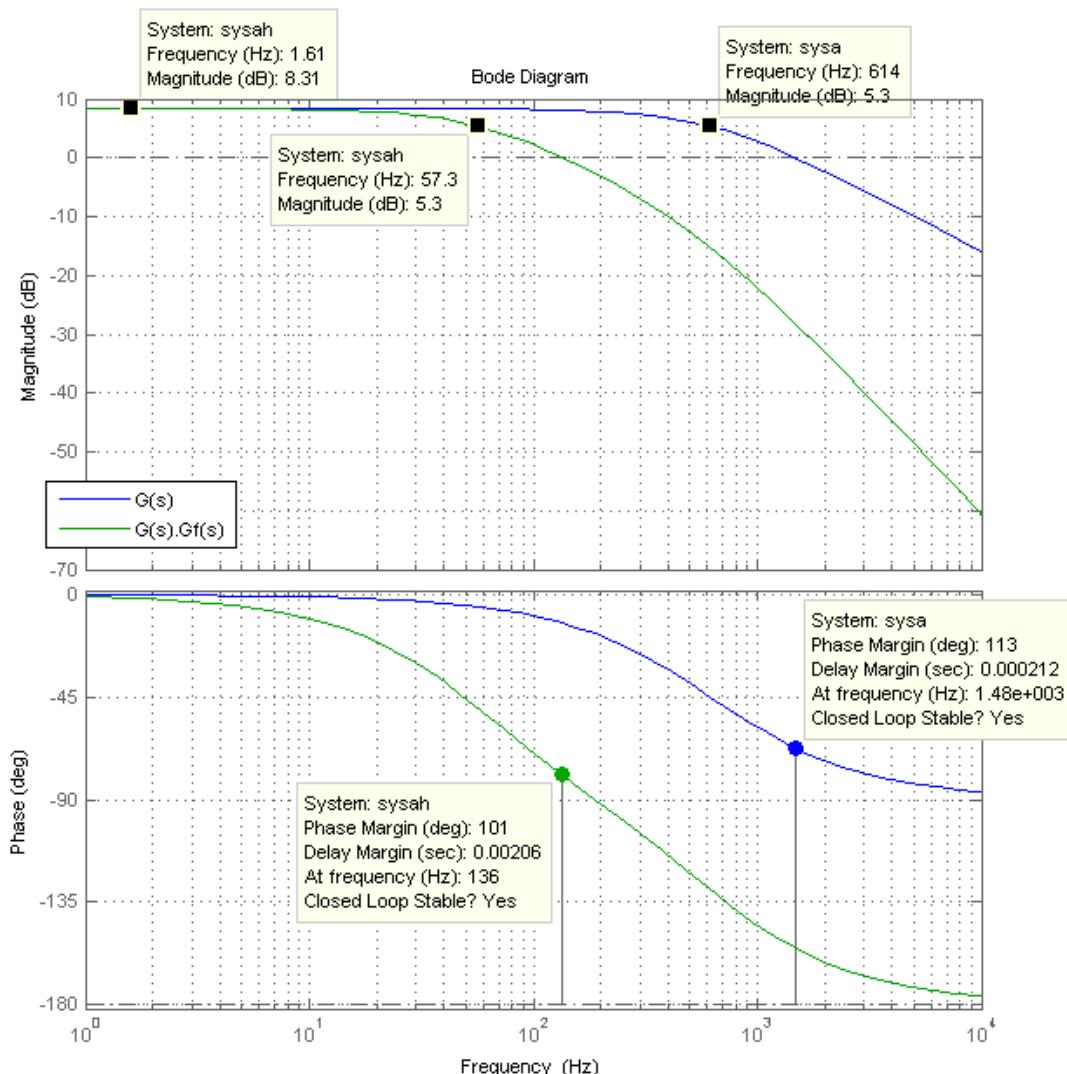


Figura 3.15: Diagramas de Bode da dinâmica elétrica do motor (SYSA) e do produto da mesma com a filtro RC (SYSAH).

A Figura 3.16 apresenta a malha fechada do sistema resultante. Para o projeto do controlador, considera-se, portanto, o produto  $GG_f$ . Como  $G_f$  apresenta ganho unitário, o valor permanente da corrente visto pelo controlador corresponde de fato à magnitude de  $I_a$ , sendo a contribuição do filtro RC expressa apenas em termos da dinâmica do processo.

Para a determinação dos parâmetros do controlador, como apresentado na Seção 2.4.2, um controlador proporcional poderia ser obtido a partir de um processo de primeira ordem, neste caso expresso por um sistema com o ganho de  $G(s)$  e a dinâmica de  $G_f(s)$ , tal que ( $\tau_a \ll \tau_f$ ). Entretanto, como requisito de projeto, opta-se por um

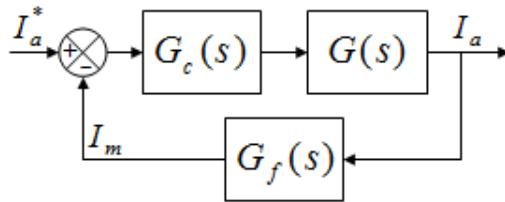


Figura 3.16: Representação simplificada da malha de controle projetada.

controlador PI de modo que o erro estacionário em regime permanente seja nulo.  $G_c$  é portanto descrito por um controlador PI ideal, dado pela função de transferência:

$$G(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) = \frac{K_p}{T_i} \left( \frac{T_i s + 1}{s} \right). \quad (3.18)$$

De modo a se avaliar a contribuição de todos os pólos e zeros presentes no modelo  $GG_f$  apresentado, e garantir as restrições de projeto, optou-se pelo Método do Lugar das Raízes [5] para a determinação dos parâmetros  $K_p$  e  $T_i$ . Por meio deste método, verifica-se visualmente o comportamento dos pólos do sistema em malha fechada resultante, mediante a alocação do pólo e do zero constituintes do controlador. Neste ponto, a ferramenta gráfica Sisotool, integrada ao software Matlab, é utilizada para o projeto.

Impõe-se, também como restrição, a ausência de sobre-elevação (*overshoot*) na resposta do sistema para uma excitação em degrau (i.e. raízes sobre o eixo real) alocou-se o zero do controlador sobre o pólo dominante do processo — atribuído à  $G_f(s)$  — na tentativa de eliminar a contribuição do mesmo, e ajustou-se o ganho proporcional de modo a se obter uma constante de tempo 5 vezes menor que a do sistema em malha aberta. O pólo do controlador foi alocado na origem do plano real-imaginário. Por fim, para  $T_i = 0,0027$  e  $K_p = 0,27$ , obtém-se um tempo de acomodação de aproximadamente 10 ms e uma razão de aproximadamente 5,5 entre as constantes de tempo do sistema em malha aberta e fechada.

A Figura 3.17 apresenta o projeto do controlador em ambiente Sisotool contendo a restrição de *overshoot* citada e uma limitação imposta ao tempo de acomodação<sup>4</sup> de 200 ms. Em seguida, as Figuras 3.19 e 3.18 apresentam, respectivamente, a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada, e o comportamento correspondente da variável manipulada  $V_a$ .

<sup>4</sup>Como solicitado pelo orientador deste trabalho.

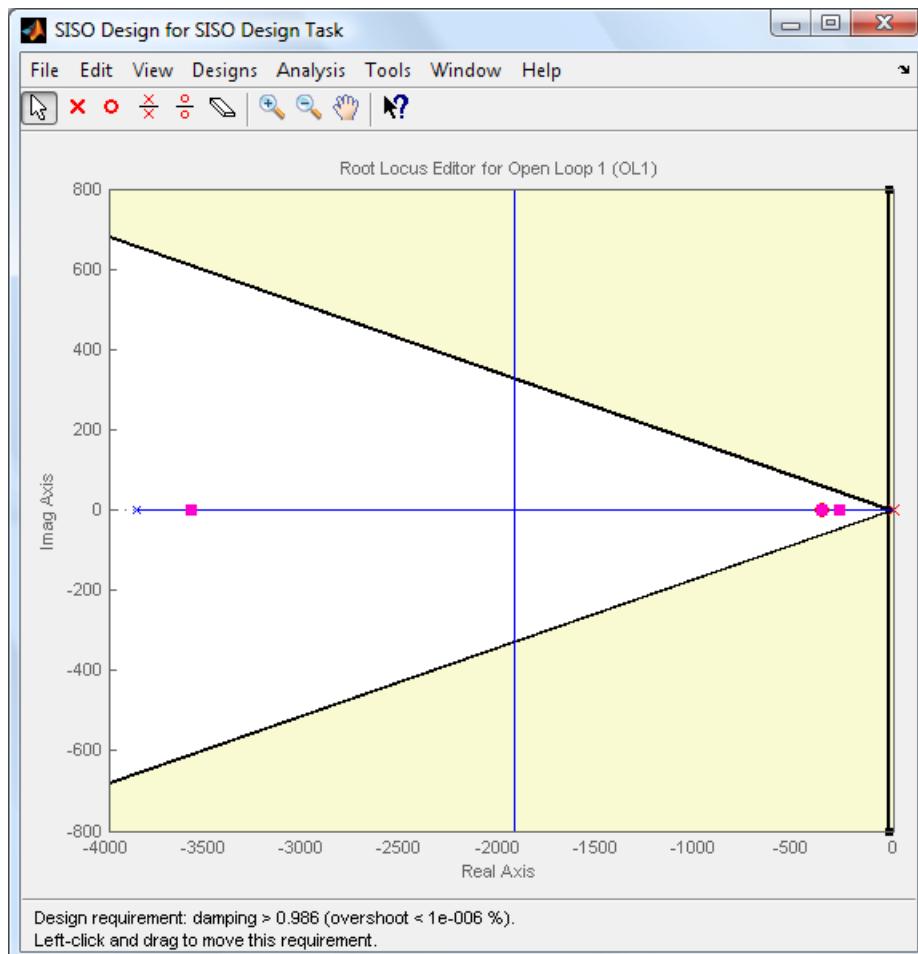


Figura 3.17: Projeto do sistema em malha fechada via Sisotool. Restrições indicadas: percentual de overshoot  $< 1.10^{-6}$  e tempo de acomodação  $< 200$  ms.

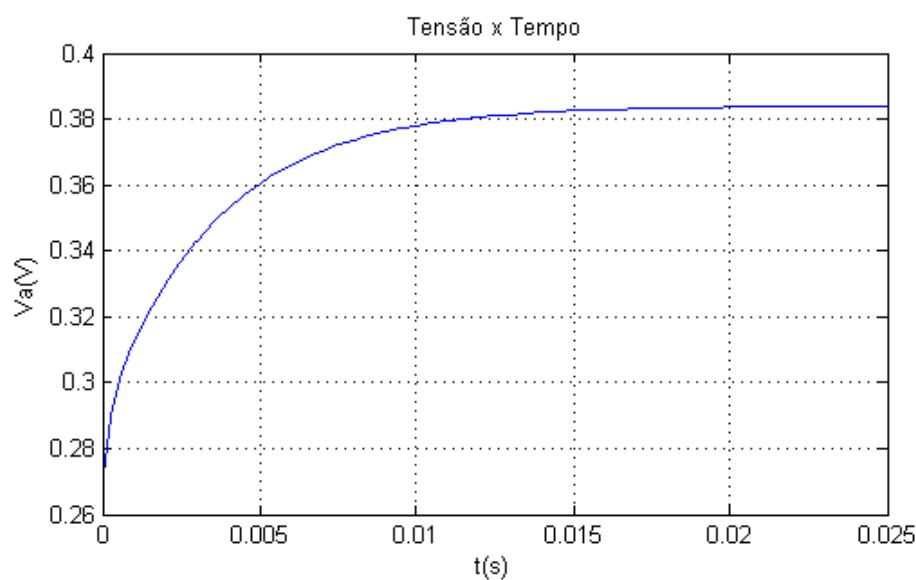


Figura 3.18: Comportamento da variável manipulada para uma excitação em degrau unitário.

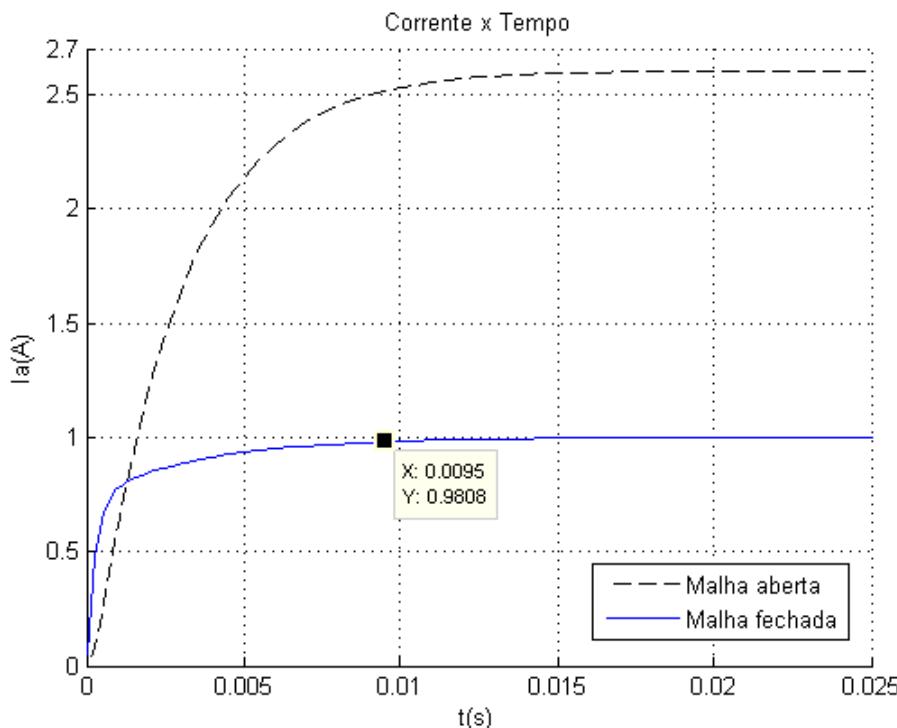


Figura 3.19: Respostas ao degrau unitário dos sistemas em malha fechada e aberta.

### 3.3.2. Simulação do sistema de controle proposto

A Figura 3.20 apresenta um diagrama de simulação, concebido em ambiente Simulink, para o sistema de controle proposto. Neste, o controlador de torque é ligado ao sistema de acionamento. Blocos STEP e RAMP permitem averiguar o comportamento do sistema para diferentes curvas de *set-point* ( $T_m^*$ ). Estas, entretanto, são limitadas no intervalo [-33, 33] N.m, correspondente ao valor máximo de corrente (20 A) a ser provido pelo amplificador de potência Simple-H na implementação do sistema.

A força  $F$  exercida pela alavanca do sistema de acionamento no pedal do freio é dada por  $T_m = F \times d_l$ , em que  $d_l$  indica a distância entre o eixo central e a extremidade da alavanca. Desprezando-se as variações angulares entre a extremidade da alavanca e o pedal do freio, estima-se uma força máxima dada por  $\text{MAX}(T_m)/d_l = 33\text{N.m}/0.25\text{m} = 132\text{N}$ . Valores maiores podem eventualmente ser obtidos pelo aumento da capacidade de corrente fornecida ao motor CC do sistema de acionamento.

A Figura 3.21 destaca a implementação sugerida para o controlador de corrente. Trata-se de um controlador PI implementado com realimentação positiva da variável manipulada. Destaca-se igualmente a localização do bloco de saturação na referida malha. Sugerida em [4], esta estrutura atende duas importantes restrições de projeto para controladores digitais:

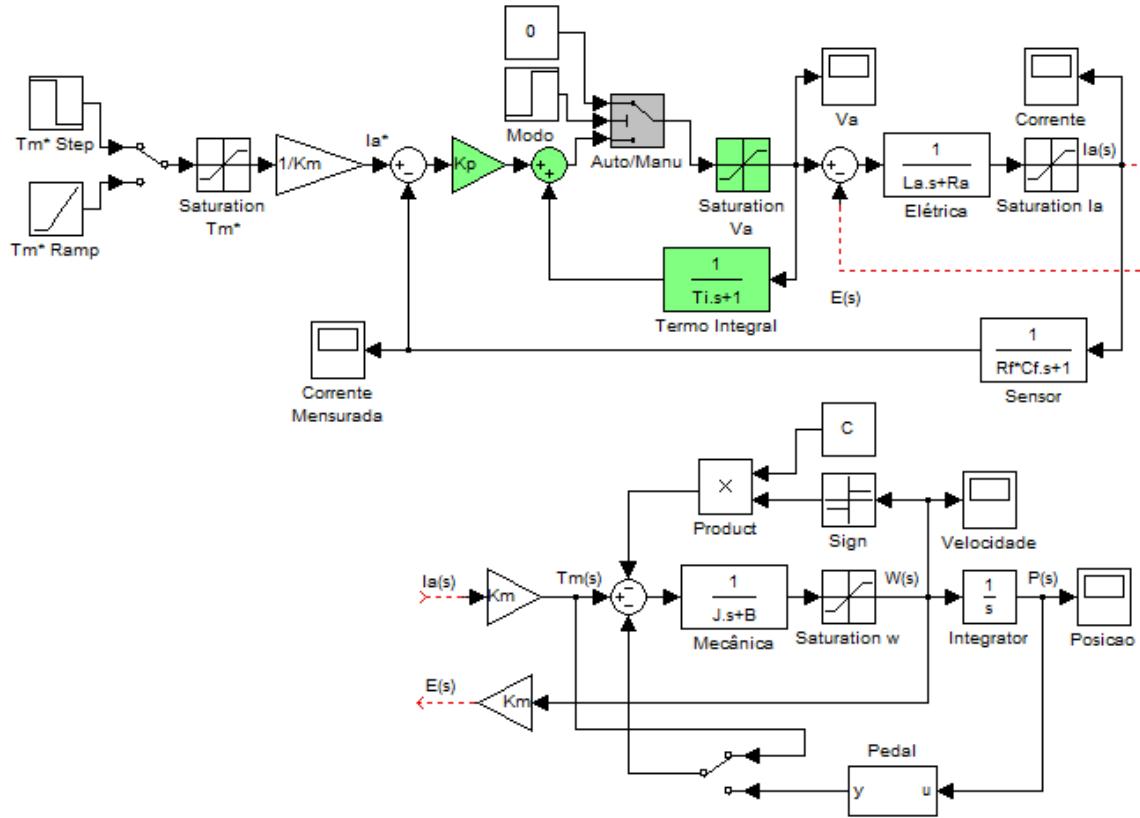


Figura 3.20: Diagrama de simulação, em ambiente Simulink, do sistema de controle projetado.

- Dessaaturação da ação integral: deve-se limitar o valor calculado para a variável manipulada  $u[k]$  e ao mesmo tempo impedir o crescimento ilimitado da variável interna ao controlador responsável pela ação integral.
- Chaveamento suave do modo manual para automático: deve-se atualizar o valor da variável interna do controlador responsável pela ação integral, mesmo quando em modo manual, de maneira que a saída do controlador se torne equivalente ao valor da variável manipulada diretamente pelo operador em malha aberta, permitindo assim uma transição suave do modo manual para o automático.

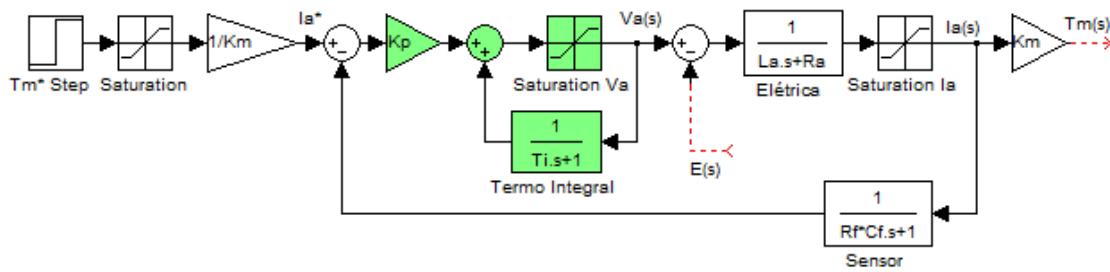


Figura 3.21: Projeto do controlador de corrente, conforme sugerido em [4].

Desenvolvendo-se a função de transferência correspondente à estrutura proposta,

obtém-se um controlador PI ideal:

$$G_c(s) = \frac{K_p}{1 - \frac{1}{1+T_is}} = K_p \underbrace{\left(1 + \frac{1}{T_is}\right)}_{\text{PI IDEAL}}. \quad (3.19)$$

Desta forma, aplicam-se diretamente os parâmetros do controlador determinados anteriormente, via Método do Lugar das Raízes.

Os limites de saturação da variável manipulada  $V_a$  são estipulados conforme o valor máximo de corrente permitido no circuito de potência Simple-H. Para a restrição de corrente de 20 A, e na condição de rotor bloqueado, a tensão aplicada sobre o motor CC deve estar compreendido no intervalo  $[-7,68, 7,68]$  V, correspondente a 64% de ciclo de trabalho do sinal PWM processado pelo dispositivo Simple-H, sendo este ligado a uma bateria de 12 V. Quando em modo manual um valor nulo de tensão é aplicado ao motor, de modo que o sistema de acionamento não aplique torque algum ao pedal do freio.

Para uma maior abrangência de análise do comportamento esperado do sistema físico, a força de reação do pedal do freio é genericamente modelada, conforme sugere [10], a partir de uma função quadrática (de rápido crescimento) da deflexão do mesmo — considerada na simulação como o ângulo de deslocamento da alavanca do conjunto de acionamento. O bloco PEDAL permite ainda definir quando esta força passa a existir, por meio da atribuição de um atraso em relação à posição da alavanca. Este recurso permite verificar o comportamento do sistema de controle no intervalo entre o acionamento do motor e o bloqueio da alavanca pelo pedal do freio. Ou seja, quando no acionamento do sistema, simula-se um breve deslocamento da alavanca (a vazio) até que esta atinja o pedal do freio e eixo do motor seja “travado”.

A Figura 3.22 apresenta o comportamento, em simulação, do sistema quando na solicitação inicial de um torque  $T_m^* = 30$  N.m. Um ângulo de atraso de aproximadamente  $40^\circ$  de deslocamento é imposto. Após 1,5 segundo avalia-se também o comportamento do sistema de controle para uma redução de set-point ( $T_m^* = 15$  N.m). Para as curvas obtidas, destaca-se o esforço de controle realizado (saturação da variável manipulada  $V_a$ ) quando na presença de velocidade. O controlador procura prover o torque desejado, mas a tensão aplicada é subtraída pela força contra-eletromotriz  $E$  presente. Após o bloqueio da alavanca — em torno de 200 ms — nota-se a regulação da variável manipulada para atender ao set-point solicitado e a influência da reação do pedal sobre a mesma. O comportamento do torque eletromagnético e da corrente refletem igualmente esta perturbação, mas atingem seu valor estacionário como desejado. Neste ponto, pequenas oscilações podem ainda ser notadas para uma lenta acomodação da posição.

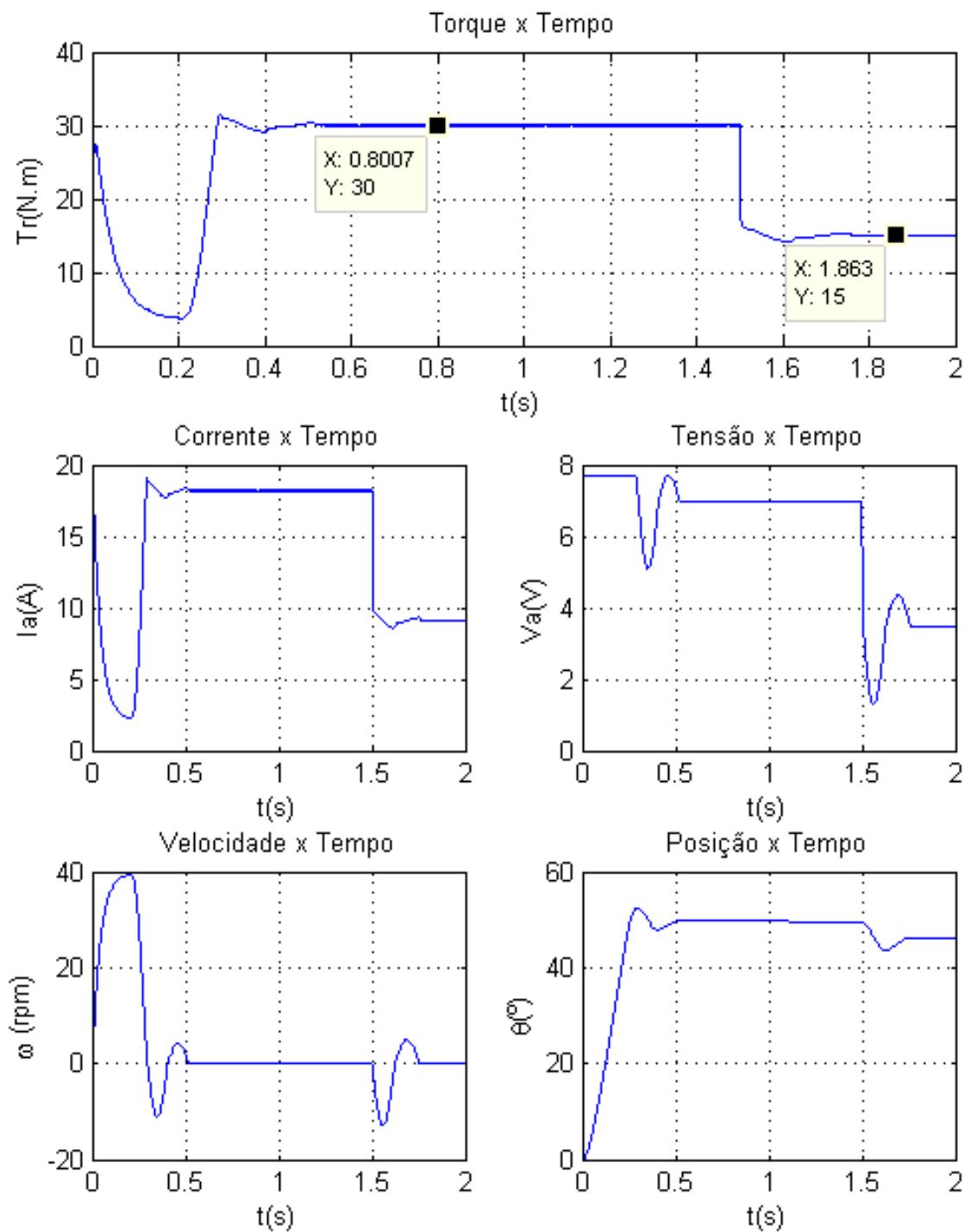


Figura 3.22: Simulação do sistema de controle para um deslocamento de aproximadamente 40° e variação de set-point.

### 3.4. Projeto e Simulação de um Controlador Digital

Para a adequada implementação do controlador projetado em um microcontrolador digital, deve-se primeiramente projetar um controlador digital equivalente. A Figura 3.23 apresenta uma solução para a tarefa em questão [15]. A realimentação da variável de processo é coletada segundo um intervalo de amostragem  $T$  e o controlador discreto  $C(z)$  atua na planta  $G(s)$  a partir de um segurador de ordem zero, o qual retém o valor da variável manipulada nos intervalos entre amostragens. O projeto e implementação do controlador, contudo, podem ser concebidos a partir da discretização das funções contínuas envolvidas. A forma de discretização e o intervalo de amostragem devem ser apropriadamente escolhidos de modo a se obter uma boa aproximação entre os sistemas contínuo e discreto. A estrutura do controlador escolhida, apresentada na Seção 3.3.1, também constitui uma importante decisão de projeto.

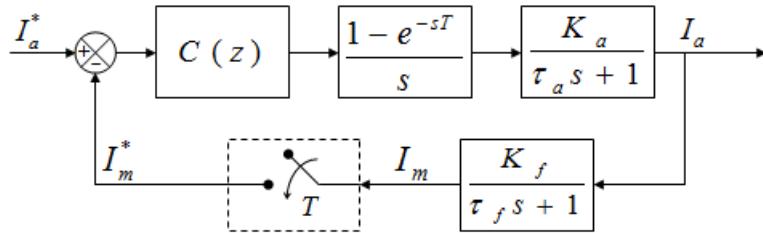


Figura 3.23: Diagrama em blocos do sistema de controle digital proposto.

Para a discretização de funções contínuas, considera-se a variável complexa  $s$  como um operador diferencial e  $1/s$  como um operador integral.<sup>5</sup> Para tanto, Clarke e colaboradores destacam, em [4], dois métodos de integração numérica: integração retangular, na qual o sinal é considerado constante durante todo o intervalo de amostragem  $T$ :

$$s \approx \frac{1 - z^{-1}}{T}, \quad (3.20)$$

e integração trapezoidal (ou bilinear), na qual o sinal é aproximado por uma reta:

$$s \approx \frac{2(1 - z^{-1})}{T(1 + z^{-1})}. \quad (3.21)$$

Ambos os métodos, contudo, constituem-se em uma aproximação introduzindo erros de ganho e/ou fase no sistema de controle digital resultante. A Figura 3.24 apresenta a evolução destes erros ao longo da frequência  $\varpi$  do sistema (sendo  $\varpi_n$  a frequência angular de amostragem). Apesar da aproximação retangular introduzir um erro de módulo de menor amplitude que a aproximação trapezoidal, o atraso de fase introduzido pela mesma tem caráter linear e confere alto risco ao sistema no sentido de aproximá-lo

<sup>5</sup>A variável complexa  $z$  é usada na descrição de sistemas dinâmicos em tempo discreto. Esta se relaciona com a variável  $s$  (domínio contínuo) pela equação  $z = e^{sT}$ .

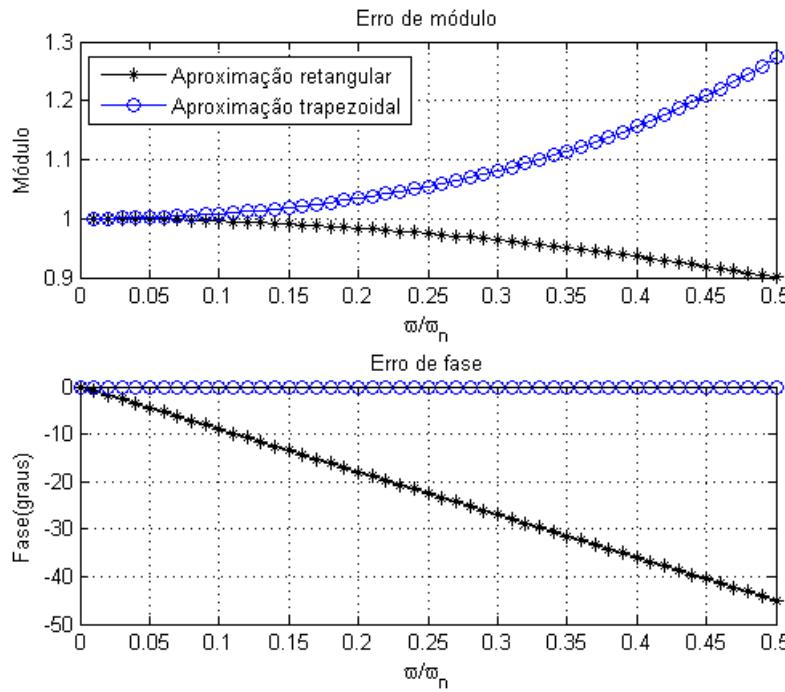


Figura 3.24: Erros de módulo e fase decorrentes dos métodos de integração numérica.

da região de instabilidade.

Sendo  $u(k)$  (variável manipulada) e  $i(k)$ , respectivamente, a entrada e saída da função de transferência estável no laço de realimentação positiva (Figura 3.21), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{I(z)}{U(z)} &= Z \left\{ \frac{1}{T_i s + 1} \right\} = \frac{1}{T_i \left( \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})} \right) + 1} = \frac{T(1+z^{-1})}{2T_i(1-z^{-1}) + T(1+z^{-1})} \\ &= \frac{T(1+z^{-1})}{2T_i(1-z^{-1}) + T(1+z^{-1})} = \frac{T + Tz^{-1}}{(T + 2T_i) + (T - 2T_i)z^{-1}}, \end{aligned}$$

cuja equação de diferença correspondente é expressa por:

$$i[k] = \frac{(2T_i - T)i[k-1] + Tu[k] + Tu[k-1]}{(2T_i + T)}. \quad (3.22)$$

Ressalta-se, no entanto, que a Equação 3.22 não é fisicamente realizável uma vez que o termo  $u[k]$  ainda não se encontra disponível no momento do cálculo de  $i[k]$ . Na prática, neste trabalho, essa equação foi implementada em um microcontrolador substituindo-se os termos  $u[k]$  e  $u[k-1]$  por  $u[k-1]$  e  $u[k-2]$ , ou seja:

$$\begin{aligned} i[k] &= \frac{(2T_i - T)i[k-1] + Tu[k-1] + Tu[k-2]}{(2T_i + T)}, \\ u[k] &= \text{sat}\{e[k] + i[k]\}, \end{aligned}$$

sendo  $e[k]$  o erro entre o *set-point* e a variável de processo, e  $\text{sat}(\cdot)$  uma função de saturação. Como consequência, o controlador implementado sofre uma pequena queda de desempenho, sem prejudicar, entretanto, o correto funcionamento do mesmo (Seção 4.5). Como o coeficiente de  $i[k - 1]$ , para  $T_i > T$ , é positivo e menor do que 1,  $i[k]$  irá sempre convergir para um valor limitado, garantindo a ação *anti-windup* desejada.

De forma semelhante, para fins de projeto e simulação do sistema discreto, aplica-se a transformação trapezoidal sobre um modelo de primeira ordem, correspondente aos sistemas representando o processo  $G(s)$  e o sensor  $G_f(s)$ . Na equação de diferença resultante,  $y[k]$  representa a valor da variável de processo  $y(t)$  amostrada em um instante  $k$ . Esta transformação incorpora aos sub-sistemas analógicos da malha de controle os elementos de discretização (intervalo de amostragem e segurador de ordem zero) de forma que o sistema resultante possa ser descrito como apresentado na Figura 3.25. As funções  $G(z)$  e  $G_f(z)$  podem, portanto, ser obtidas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\frac{Y(z)}{U(z)} &= Z \left\{ \frac{K}{\tau s + 1} \right\} = \frac{K}{\tau \left( \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})} \right) + 1} = \frac{KT(1+z^{-1})}{2\tau(1-z^{-1}) + T(1+z^{-1})} \\ &= \frac{KT(1+z^{-1})}{2\tau(1-z^{-1}) + T(1+z^{-1})} = \frac{KT + KTz^{-1}}{(T+2\tau) + (T-2\tau)z^{-1}} = \frac{A + Bz^{-1}}{C + Dz^{-1}},\end{aligned}$$

em que  $A = B = KT$ ,  $C = (T+2\tau)$  e  $D = (T-2\tau)$ . A equação de diferença correspondente é expressa, portanto, por:

$$y[k] = \frac{-Dy[k-1] + Au[k] + Bu[k-1]}{C}. \quad (3.23)$$

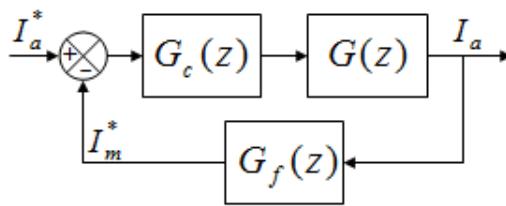


Figura 3.25: Representação da malha de controle digital após discretização.

A definição do intervalo de amostragem do presente sistema deve considerar o tempo necessário à estabilização da variável de processo, a frequência do sensor presente no dispositivo Simple-H e o tempo requerido pelo microcontrolador para a conversão do sinal analógico recebido. Para tanto, é atribuído a  $T$  o valor  $5,4 \times 10^{-4}$  s, correspondente à 1/5 da constante de tempo dominante do processo  $GG_f$  — atribuída ao filtro RC — e suficiente para atender aos demais requisitos.<sup>6</sup>

<sup>6</sup>O tempo de conversão A/D para um microcontrolador PIC18F2550, trabalhando à uma frequência de 48 MHz, é de aproximadamente 16  $\mu$ s. O dispositivo Simple-H trabalhará a uma frequência de 15 KHz.

Por fim, verificam-se os parâmetros e desempenho do sistema digital proposto. Novamente, faz-se uso da ferramenta Sisotool, submetendo os sub-sistemas da malha de controle anteriormente avaliada à transformação trapezoidal, segundo o intervalo de amostragem definido. O Método do Lugar das Raízes é então aplicado para o domínio discreto [15], sobre o plano  $z$  (Figura 3.26). Aplicando-se a transformação trapezoidal sobre a formulação do controlador PI ideal, obtém-se  $G_c(z)$  e, em seguida, o valor do zero  $z_0$  e do ganho  $K_d$  do controlador discreto, ou seja:

$$G_c(z) = Z\{G_c(s)\} = Z \left\{ K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \right\} = \frac{K_p}{2T_i} \left[ \frac{(2T_i + T)z - (2T_i - T)}{z - 1} \right]. \quad (3.24)$$

$$\text{Para } (2T_i + T)z - (2T_i - T) = 0, \text{ tem-se } z_0 = \frac{(2T_i - T)}{(2T_i + T)} = 0,821. \quad (3.25)$$

$$G_c(z) = K_d \left( \frac{z - z_0}{z - 1} \right) = \frac{K_p(2T_i + T)}{2T_i} \left( \frac{z - z_0}{z - 1} \right). \quad (3.26)$$

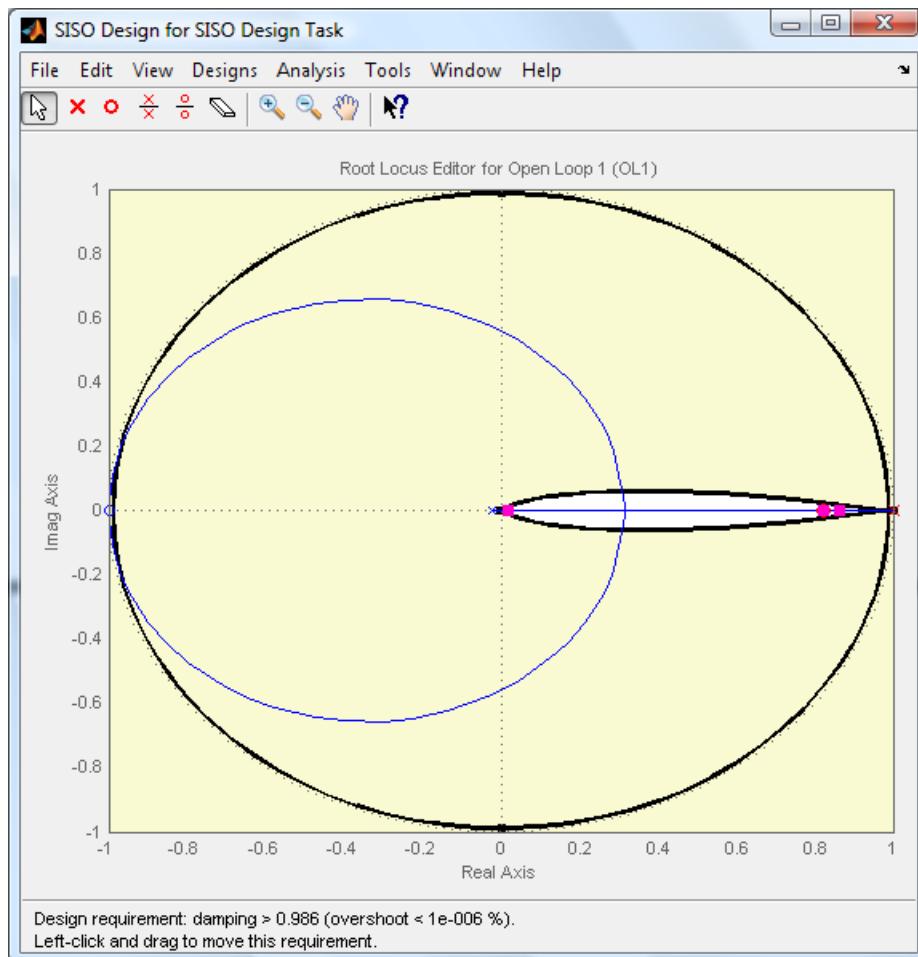


Figura 3.26: Projeto do sistema de controle digital via Sisotool. Restrições indicadas: percentual de overshoot  $< 1.10^{-6}$  e tempo de acomodação  $< 200$  ms.

Conforme demonstra a Figura 3.26, os parâmetros do controlador digital ( $K_d$ ,  $z_0$  e  $T$ ) mantêm satisfatoriamente a obediência às restrições de projeto impostas. Adicionalmente, a Figura 3.27 apresenta o comportamento das variáveis manipulada e de processo em relação ao sistema de controle contínuo. A título de observação, uma melhor aproximação entre as curvas contínua e discreta poderia ser obtida pela redução do intervalo de amostragem, mas este deve prover, como citado anteriormente, o tempo mínimo para o processamento da lógica de controle a cada iteração. As equações de diferença derivadas são igualmente verificadas e validadas, via simulação em ambiente Matlab, exibindo comportamento idêntico ao sistema projetado via Sisotool.

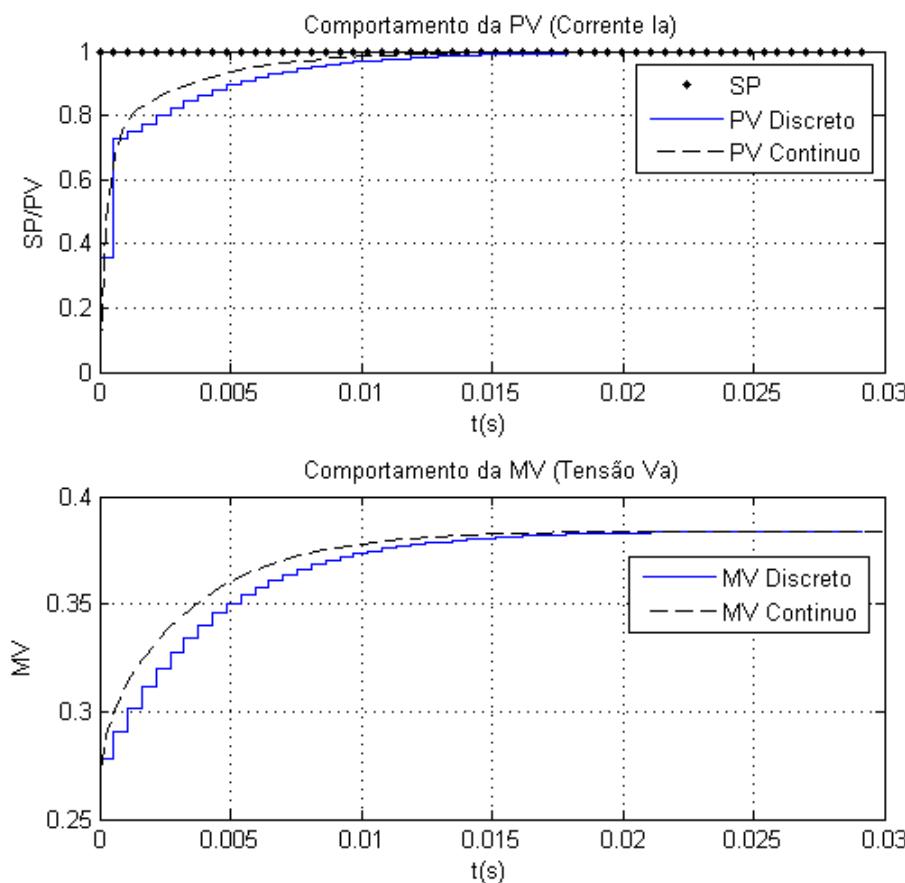


Figura 3.27: Comportamento das variáveis manipulada e de processo do sistema mediante simulação, em ambiente Matlab, do sistema de controle digital proposto.

Uma vez determinados os parâmetros e a estrutura do controlador de corrente desejado, segue-se a implementação lógica/física do sistema de controle projetado. O capítulo seguinte apresenta, em detalhes, a integração entre os diversos recursos utilizados para este fim, tal como os experimentos realizados para a validação do sistema final.

# Implementação e Validação do Sistema de Controle

Para a validação do sistema de controle proposto, são necessárias, inicialmente, a elaboração, configuração e integração dos componentes do circuito digital/analógico correspondente, a saber: controlador, conversores, atuadores e sensores. Posteriormente embarcada ao veículo Astra, a malha de controle de torque projetada é então submetida às reais perturbações de força providas pelo pedal do automóvel.

Neste capítulo, a arquitetura física do circuito de controle é detalhadamente descrita, explicitando-se as configurações e restrições necessárias a seu adequado funcionamento. Em seguida, são apresentados os experimentos realizados para a validação do sistema concebido, acompanhados de uma análise de desempenho. Neste ponto, são também caracterizadas as perturbações sofridas pela malha de controle de torque.

## 4.1. Circuito Digital/Analógico de Controle

A concepção física do sistema de controle proposto demanda a integração de diversos componentes eletrônicos analógicos e/ou digitais. A Figura 4.1 apresenta tais elementos assim como a interligação detalhada entre os mesmos. Toda a lógica do controlador é embarcada em um microcontrolador digital PIC18F2550<sup>1</sup>, desde a leitura da medida disponível da variável de processo até o cálculo da variável manipulada. O microcontrolador também é responsável pela comunicação com o computador central e por interpretar entradas auxiliares do sistema.

<sup>1</sup>Microcontrolador PIC18F2550, da fabricante Microchip Technology Inc.

O acionamento do conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA se dá por meio do circuito de potência Simple-H.<sup>2</sup> Ligado a uma bateria de 12V, o Simple-H provê ao motor a tensão média desejada  $V_a$ , por meio da modulação PWM. Este dispositivo também fornece, de forma indireta, uma medição da corrente circulante no motor. As seções seguintes explanam, em detalhes, a natureza destas variáveis e das ligações entre os elementos apresentados.

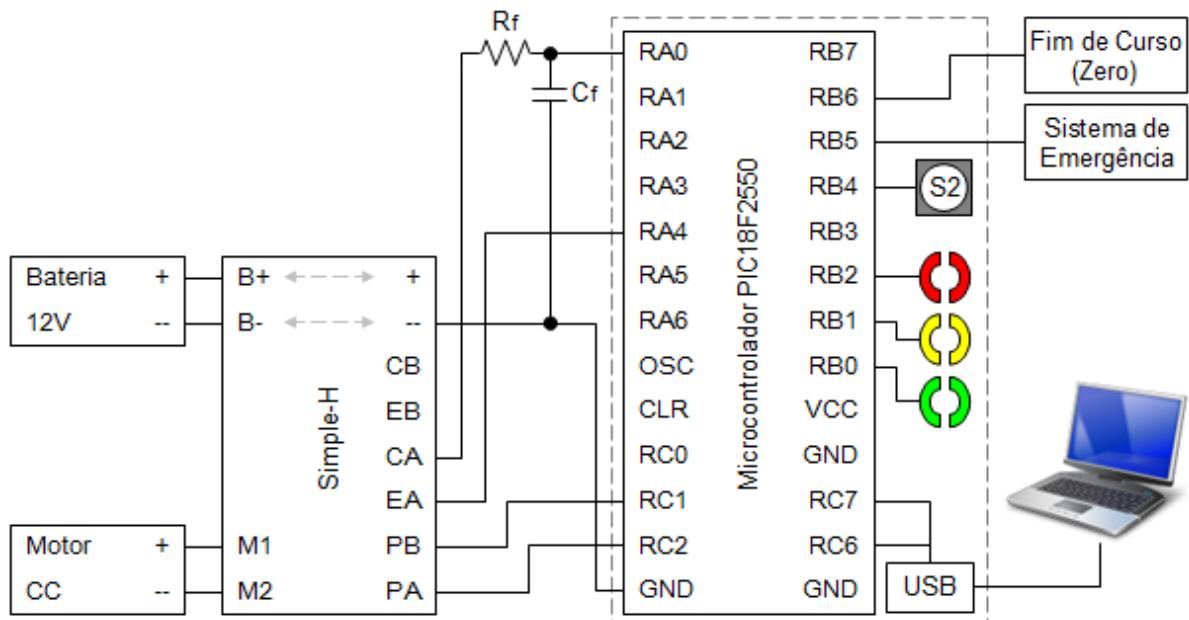


Figura 4.1: Diagrama de interligação do sistema de acionamento do freio.

## 4.2. Configuração do Dispositivo Simple-H como Ponte-H

O dispositivo Simple-H constitui-se em um amplificador de potência construído a partir da integração entre circuitos de chaveamento e outros componentes eletrônicos para controle e proteção [28]. Como principal função, o Simple-H entrega a uma carga uma potência desejada, determinada pelo valor do ciclo de trabalho de um sinal PWM recebido. Dentro da malha de controle, se enquadra como elemento atuador, entre a saída do controlador e o processo (conjunto de acionamento do freio).

Como importante característica para o acionamento de motores, o Simple-H pode ser configurado para operar como uma ponte-H, duas meia-pontes independentes ou em paralelo (aproximadamente dobrando sua capacidade de corrente). Para tanto, ele dispõe de dois circuitos de chaveamento em configuração meia-ponte embarcados em

<sup>2</sup>Amplificador de potência Simple-H, da fabricante Robot Power.

dois chips BTS7960B<sup>3</sup>. Cada um destes chips contém dois transistores MOSFET complementares de baixa resistência e de alta-capacidade de corrente (43A), além de circuitos de proteção contra sobre-temperatura, sobre-corrente e sub/sobre-tensão [31].

Para o controle do motor CC presente no sistema de acionamento do freio, é desejável que o sentido do torque imposto pelo mesmo — e assim o sentido da corrente de armadura — seja reversível. Este comportamento é obtido mediante a configuração do dispositivo Simple-H como uma ponte-H. A Figura 4.2 apresenta tal configuração.

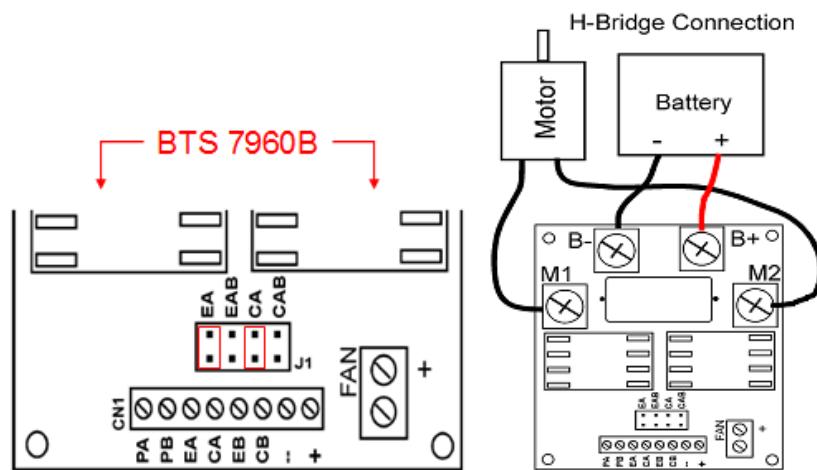


Figura 4.2: Configuração do dispositivo Simple-H como uma ponte-H [28].

Primeiramente os jumpers EA e CA (sobre a régua J1) devem ser conectados. Nesta condição a entrada (digital) EA habilita ambos os chips BTS7960B — sendo os terminais M1 e M2 conectados aos terminais B+ e B- da bateria — e a saída (análogica) CA fornece uma medição combinada da corrente circulante em ambos os chips.<sup>4,5</sup> As entradas PA e PB, alimentadas por sinais de controle modulados em PWM, permitem então a passagem de corrente em ambos os sentidos do motor. Quando PA estiver ativo e PB nulo uma tensão positiva é entregue ao motor de modo que a corrente circule do terminal M1 para o terminal M2. A condição contrária (PB ativo e PA nulo) inverte a polaridade nos terminais do motor sendo a corrente circulante de M2 para M1.

A tensão entregue ao motor é, a menos da queda de tensão sobre os transistores MOSFET ativos, a tensão da bateria modulada conforme o sinal PWM recebido em PA/PB. Para se evitar uma busca inversão de sentido do motor, a lógica de controle desenvolvida visa uma redução gradual do ciclo de trabalho do sinal PWM em uma entrada (até zero), seguida do progressivo aumento deste valor na entrada complementar.

<sup>3</sup>Meia-Ponte PN BTS7960B, da fabricante Infineon Technologies.

<sup>4</sup>A medição de corrente provida pelo dispositivo Simple-H é descrita na Seção 4.3.

<sup>5</sup>Os jumpers EAB e CAB são conectados em configurações onde as entradas EA e EB habilitam individualmente cada chip BTS7960B e as saídas CA e CB disponibilizam medições de corrente também individuais.

Configurado como ponte-H e na presença de refrigeração<sup>6</sup>, o dispositivo Simple-H suporta a circulação de até 25A de corrente em regime permanente, e até 45A de corrente de pico durante 5 segundos. Por questões de segurança adota-se como restrição de projeto do sistema de controle e acionamento em questão o limite de 20A, na presença de refrigeração. Para tanto, além da saturação de corrente imposta a nível de software — lógica desenvolvida no microcontrolador — dois disjuntores de 20A são instalados nos terminais M1 e M2.

### 4.3. Sensoriamento da variável de processo $I_a$

Para a adequada implementação da malha de controle projetada, é desejável que a mesma seja realimentada com uma medição confiável da variável de processo. No caso em questão a corrente de armadura  $I_a$ , circulante no motor CC do conjunto de acionamento, é tomada como tal variável. Todavia, cada um dos chips BTS7960B presentes no dispositivo Simple-H fornece uma leitura da corrente que atravessa seu circuito de chaveamento. O Simple-H, por sua vez, provê, na saída analógica CA, um valor de tensão proporcional à esta corrente, a partir de um circuito resistivo. A tensão de saída CA é de aproximadamente 0,075 V por Ampere de corrente.

A Figura 4.3 apresenta um desenho esquemático do circuito de potência do Simple-H, configurado como ponte-H, e um esboço da corrente circulante no mesmo. Em sentido direto, as chaves S1 E S4 operam conforme o sinal PWM recebido na entrada PA. Quando fechadas ( $T_{ON}$ ), a corrente  $i_s(t)$  entregue ao motor comporta-se conforme impõe o circuito indutivo do mesmo. Quando abertas ( $T_{OFF}$ ), a corrente fluindo pelo motor circula pelos diodos D2 e D3. A corrente média pode então ser dada por  $I_a$ .

No entanto, a leitura de corrente provida pelo Simple-H refere-se a apenas à corrente que atravessa as chaves em sentido direto, ou seja, à corrente exibida no período  $T_{ON}$ , a qual apresenta valor médio  $I_s$  — a Figura 4.4 ilustra esta medição. Contudo,  $I_a$  pode ser obtido a partir do valor de  $I_s$  e do ciclo de trabalho  $D$  do sinal PWM que controla a corrente  $i_s(t)$ . Sendo os valores médios  $I_a$  e  $I_s$  determinados a partir da área sob a curva  $i_s(t)$ , tem-se:

---

<sup>6</sup>O dispositivo Simple-H utilizado é acompanhado de um pequeno ventilador (12V, 0,14A) instalado sobre os chips de chaveamento de potência.

$$\begin{aligned}
 I_a &= \frac{\frac{(a+b)T_{ON}}{2} + \frac{(a+b)T_{OFF}}{2}}{T_{ON} + T_{OFF}}, \\
 I_s &= \frac{\frac{(a+b)T_{ON}}{2}}{T_{ON} + T_{OFF}}, \\
 I_a &= (a + b)/2, \\
 I_s &= I_a D, \\
 I_a &= I_s/D, \quad 0 < D \leq 1.
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

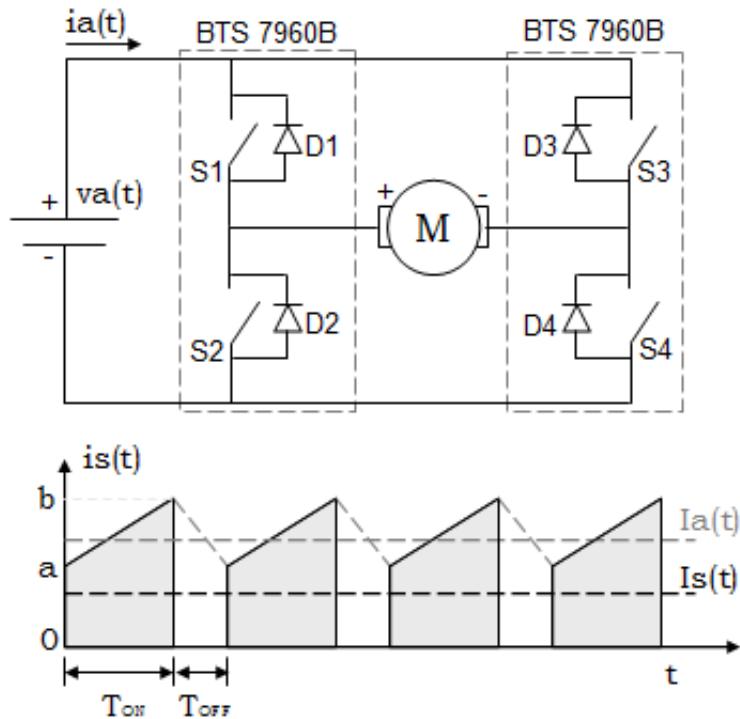


Figura 4.3: Retorno de corrente provido pelo dispositivo Simple-H.

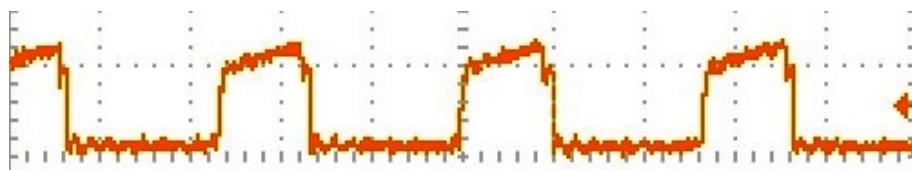


Figura 4.4: Forma de onda de corrente, ao longo do tempo, provido pelo dispositivo Simple-H para um ciclo de trabalho \$D = 40\%\$ aplicado ao motor de acionamento do sistema [Recorte da impressão da tela de um osciloscópio Tektronix TDS 2002B].

Quando estabelecida a conexão do jumper CA, a tensão na saída CA provida pelo dispositivo refere-se a uma combinação das correntes circulantes em ambos os chips que o compõem. Entretanto, apenas a corrente circulante no sentido positivo (\$S1 \rightarrow S4\$

ou S3->S2) é lida pelos chips BTS7960B. Logo, a medição resultante representa corretamente a corrente fluindo pela ponte-H.

Para a obtenção do valor médio  $I_s$ , o filtro RC descrito na Seção 3.3.1 é utilizado de modo a retificar  $i_s(t)$ . Esta prática permite a adequada coleta da medição em questão pelo microcontrolador, uma vez que o filtro atua sobre a tensão retornada pela saída CA do dispositivo Simple-H.

Desta forma, o microcontrolador recebe na porta de entrada RA0 uma tensão entre 0V e  $V_{cc}$  (aproximadamente 5V), a qual, a partir de um conversor analógico/digital embarcado, é convertida para um valor inteiro entre 0 e 1023 (com um erro de  $\pm 0,5$ , de acordo com o fabricante [20]). Este valor, por fim, internamente à lógica de controle, é revertido em tensão, multiplicado pela constante 0,075 — estimando-se  $I_s$  — e, finalmente, dividido pelo valor corrente do ciclo de trabalho do sinal PWM aplicado, obtendo-se  $I_a$ .

Para avaliação da precisão da conversão A/D provida pelo microcontrolador um teste de repetibilidade é aplicado. Dada uma tensão de entrada constante (aproximadamente 1,64 V), dez conversões são realizadas, obtendo-se média = 1,645 V e um desvio padrão de 0,0216 V, equivalente à apenas 0,42% da faixa de leitura considerada.

## 4.4. Implementação Digital do Controlador de Torque

Para a implementação digital do controlador discreto apresentado no Capítulo 3, um microcontrolador PIC18F2550 é utilizado. Otimizado para o desenvolvimento de sistemas de controle, o mesmo embarca diversos recursos importantes para este fim, a saber: temporizadores, conversores A/D, módulos PWM, interrupções, etc. Este microcontrolador também oferece suporte à comunicação com outros dispositivos por meio de conexões serial ou USB.

O tempo de amostragem definido durante o projeto do controlador pode ser garantido por meio de um temporizador (*timer*). O microcontrolador PIC18F2550 dispõe de 4 temporizadores, com diferentes características para atender as mais diversas aplicações. Para a aplicação vigente, o temporizador `TIMER0`, de 16 bits e precisão de aproximadamente 83.3 ns, é configurado para gerar uma interrupção a cada intervalo de tempo correspondente ao tempo de amostragem. Na prática, o tempo de processamento de toda a lógica de controle a cada iteração — leitura da variável de processo, processamento do controlador PID e definição do valor da variável manipulada — é também avaliado, devendo ser o mesmo inferior ao intervalo de amostragem.

A cada iteração, como passo inicial, o microcontrolador deve realizar a leitura e processamento da variável de processo  $I_a$ . O PIC18F2550 dispõe de um conversor analógico/digital (A/D) de 10 bits e de 7 canais para a leitura de entradas analógicas (portas RA0 a RA6). Uma vez definido o canal de leitura e solicitada a conversão A/D, o valor de tensão ativo na entrada é retido por um capacitor de 5pF, e ao fim de aproximadamente  $16\mu$ , um valor entre 0 e 1023, equivalente à faixa de tensão 0 - Vcc, é obtido. Como explicitado na Figura 4.1, a porta RA0 é configurada como canal de entrada para a leitura do sensor de corrente.

O valor de referência da malha de controle — *set-point* de torque — é então lido do computador central e processado para o cálculo do erro na malha de corrente. A troca de informações entre o microcontrolador e o computador central (Tablet PC) se dá usualmente por meio de uma conexão serial RS-232. Na prática, entretanto, esta conexão é emulada por meio de uma interface USB, de modo que um computador executando um sistema operacional Windows estabeleça tal comunicação a partir de uma porta COM.<sup>7</sup> Para tanto a empresa Microchip provê um pacote de funções para a configuração e troca de informações entre um microcontrolador PIC e um computador PC gerenciado por Windows, a saber, MCHPFSUSB Firmware [19] [29]. A Figura 4.5 descreve o mapeamento das portas do microcontrolador programado para a aplicação em questão. Destaca-se a alocação das portas RC6 e RC7 para atender ao protocolo de comunicação serial, sendo RX a porta de entrada de dados e TX a porta de saída.

Retorno de Corrente ►	RA0	RB7	
	RA1	RB6	◀ Fim de Curso (Zero)
	RA2	RB5	◀ Emergência
	RA3	RB4	◀ Botão S2
Enable Simple-H ◀	RA4	RB3	
	RA5	RB2	► Led 2
	RA6	RB1	► Led 1
	OSC	RB0	► Led 0
	CLR	VCC	■
	RC0	GND	■
Sinal PWM Reverso ◀	RC1	RC7	◀ Serial Port RX
Sinal PWM Direto ◀	RC2	RC6	► Serial Port TX
■	GND	GND	■

Figura 4.5: Mapeamento das entradas e saídas do microcontrolador programado.

<sup>7</sup>A emulação de uma conexão serial RS-232 por meio de uma interface USB constitui-se em uma das soluções providas pela empresa Microchip para a atual carência de portas RS-232 em computadores PC.

Após a execução do algoritmo de controle PID e determinação do valor da variável manipulada, o microcontrolador se ocupa, enfim, do envio ao Simple-H do sinal PWM correspondente à tensão  $V_a$  desejada. O PIC18F2550 reserva duas portas para a emissão de sinais PWM: RC2 (CCP1) e RC1 (CCP2). Estas são ligadas respectivamente às entradas PA e PB do Simple-H e são responsáveis pelo acionamento direto e reverso do motor CC do sistema de acionamento. Por meio da porta RA4 (configurada como saída digital) o microcontrolador habilita o Simple-H ao processamento desses sinais.

Os sinais PWM são produzidos pelo microcontrolador a partir da configuração de 4 registradores. Inicialmente, o registrador PR2 deve ser configurado conforme o período de cada sinal. Para a aplicação em questão, uma frequência  $F_{\text{PWM}}$  de 15 KHz é atribuída a ambos os sinais CCP1 e CCP2. Como temporizador, os módulos PWM fazem uso, unicamente, do TIMER2 (registrador TMR2). Por fim, os dois registradores restantes (CCPRxL e CCPRxH, para  $x = 1,2$ ) armazenam um valor de até 10 bits correspondente ao ciclo de trabalho (*duty cycle*) solicitado. O valor máximo destes registradores é determinado a partir da resolução do PWM. Para a frequência  $F_{\text{PWM}}$  escolhida um valor inteiro de 0 a 800 produzirá um ciclo de trabalho de 0 a 100%.

O registrador TMR2 é sempre reiniciado quando seu valor é igual ao valor de PR2. A partir deste ponto, para um ciclo de trabalho não-nulo, a saída CCPx permanece ativa enquanto TMR2 for inferior ao valor armazenado no registrador CCPRxH. A configuração e utilização dos módulos PWM do PIC em questão, assim como a manipulação de outros diversos recursos, é feita por meio de funções da biblioteca de compilação C18, fornecida pela Microchip para a programação de microcontroladores PIC18 [18].

O estado de funcionamento do microcontrolador é regido conforme a máquina de estados apresentada na Figura 4.6, a partir, essencialmente, de comandos provenientes do computador central. Uma vez energizado, o microcontrolador entra automaticamente em estado de conexão e aguarda um caractér de conexão ('c'). Como resposta, o sistema se identifica como responsável pelo controle do mecanismo de freio e passa, em seguida, ao estado de espera. Recebendo um comando de execução (RUN), o controlador PID entra em execução, sendo interrompido mediante um comando de parada (STOP) ou sinalização de emergência (RB5 = 0). Quando a emergência é desativada, o microcontrolador retorna automaticamente ao estado de espera. Os LEDs 0, 1 e 2 — saídas RB0, RB1 e RB2 (Figura 4.5) — são utilizados para indicação dos estados do microcontrolador, respectivamente: espera, execução e emergência.

Uma eventual perda de comunicação entre o microcontrolador e o computador central é também prevista e tratada por meio de um WATCHDOG. Ou seja, durante a execu-

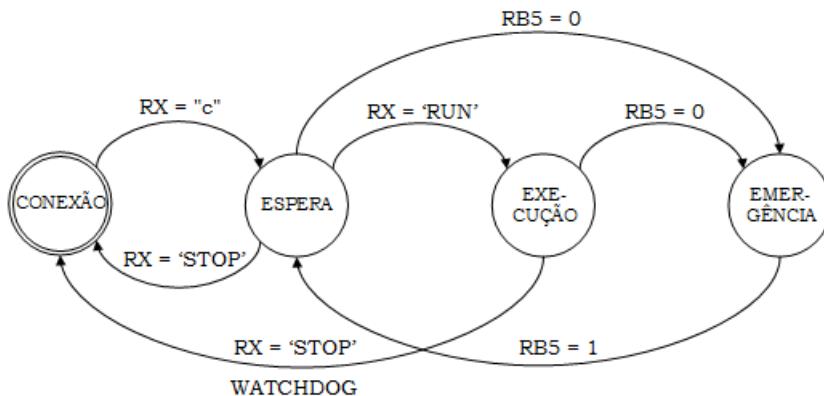


Figura 4.6: Máquina de estados implementada.

ção do controlador PID, caso o microcontrolador não receba um comando de *set-point* após um determinado intervalo de tempo, será considerada uma perda de comunicação, e, para fins de segurança, o freio é imediatamente acionado por alguns segundos sendo a lógica de controle em seguida abortada.

Quando na ativação do sistema de emergência (por meio de botoeiras espalhadas pelo veículo) o circuito de acionamento (Simple-H) é eletricamente “by-passado” e um sistema externo, composto de relés e um banco de capacitores, entrega potência máxima ao motor de acionamento do pedal durante alguns segundos. Neste estado, o microcontrolador informa ao computador central a situação de emergência (por meio de um caractér especial) e cessa o envio de sinais PWM ao dispositivo Simple-H. O monitoramento da emergência é permitida ao microcontrolador por meio de uma interrupção de alta prioridade ativada mediante mudança de estado lógico na porta RB5.

O microcontrolador recebe ainda um comando externo para testes (Botão S2), e um sinal de fim de curso. Este último é utilizado em procedimentos de inicialização do conjunto de acionamento permitindo que a alavanca se posicione a uma determinada distância do pedal do freio (posição “zero”), garantindo ausência de força sobre o mesmo. Trata-se de uma Chave Ótica Refletiva Triangular (C7L3), da fabricante Cromax Eletrônica Ltda. Esta é fixada sobre a caixa de redução, posicionada a uma distância de poucos milímetros da região de excursão da alavanca. Quando solicitada a posição “zero”, o motor é rotacionado em sentido inverso até que que o feixe de luz emitido pelo sensor seja refletido (para tanto, uma superfície espelhada é fixada sobre superfície interna da alavanca). Neste instante, um transistor foto-sensível é excitado indicando a presente situação.

## 4.5. Validação do controlador de corrente

Para a validação do sistema de controle implementado, é avaliada inicialmente a qualidade da malha de corrente. Neste ponto, verifica-se o desempenho do controlador digital implementado em relação ao controlador projetado. Na condição de rotor bloqueado aplicam-se degraus de *set-point* de corrente  $I_a^*$  e, a partir de um osciloscópio e uma ponta de prova de corrente, observa-se o comportamento da corrente no motor cc do conjunto de acionamento.

A Figura 4.7 compara as respostas a um degrau unitário dos sistemas contínuo e discreto projetados e do sistema implementado. Verifica-se o comportamento dinâmico e estático do sistema de maneira satisfatória, em vista às restrições de projeto almejadas: tempo de acomodação, ausência de sobre-sinal (*overshoot*) e erro estacionário nulo. O comportamento estático do sistema pode ainda ser verificado na Figura 4.8, a qual apresenta medições da corrente  $I_a$ , por meio de um amperímetro, para diversos valores de *set-point* de corrente  $I_a^*$ .

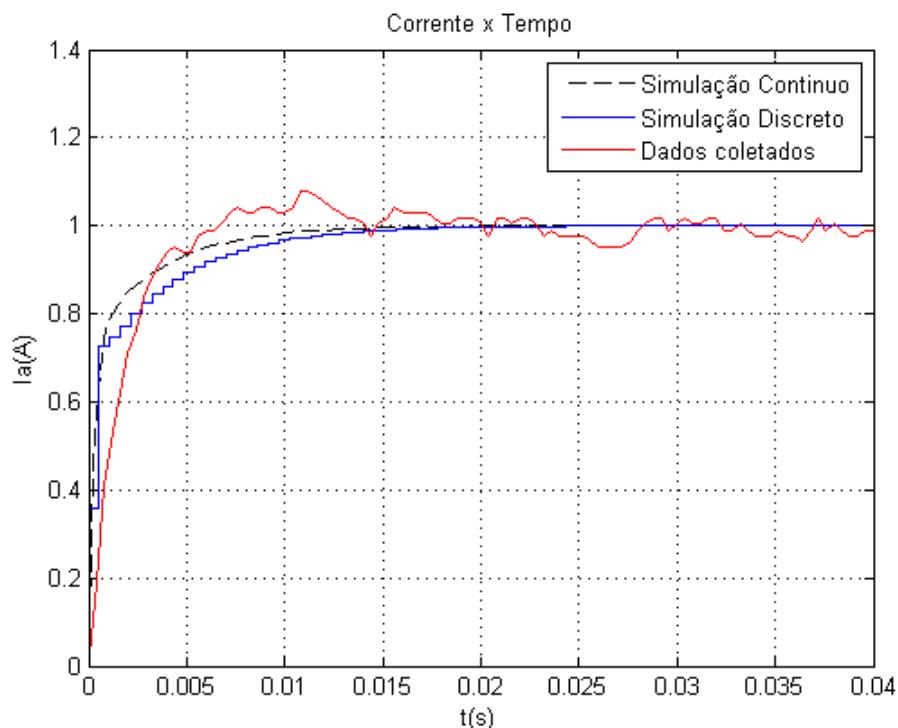


Figura 4.7: Comparação entre as respostas ao degrau das malhas dos sistemas de controle de corrente implementado e projetado/simulado.

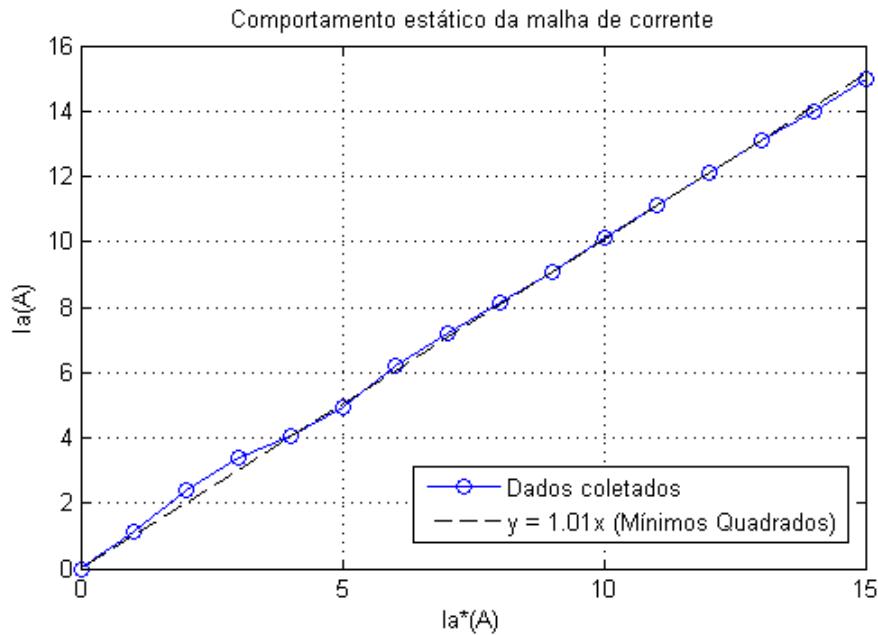


Figura 4.8: Comportamento estático da malha de controle implementada.

Em adição, também a partir de um osciloscópio, o retorno de corrente provido pelo dispositivo Simple-H também é verificado. Uma vez que o mesmo está diretamente relacionado ao ciclo de trabalho do sinal PWM emitido pelo microcontrolador ao fim de cada iteração da lógica de controle, pode-se ainda avaliar indiretamente a atuação do sistema de controle implementado sobre a variável manipulada. Para análise da medição em questão, o diagrama de simulação do sistema é alterado de modo a simular o comportamento do mecanismo do sensor de corrente do Simple-H (Figura 4.9).

Por meio do bloco Gerador de Pulso, a variável manipulada é explicitada em termos do sinal PWM produzido pelo microcontrolador.<sup>8</sup> De posse deste sinal, captura-se a corrente fluindo pelo circuito de chaveamento dos chips BTS7960B do Simple-H, correspondente à corrente fluindo no motor durante a aplicação de Vs ( $PWM \neq 0$ ). Por fim, a tensão de saída equivalente disponibilizada na saída CA do dispositivo é obtida multiplicando-se a constante 0,075 à corrente filtrada pelo circuito RC apresentado.

A Figura 4.10 compara, de maneira satisfatória, para uma mesma excitação em degrau, o comportamento simulado e aquisitado do retorno de corrente em questão.

<sup>8</sup>De autoria do orientador deste trabalho, Prof. Leonardo A. B. Tôrres, o bloco Gerador de Pulso gera pulsos a partir da comparação da reta determinada pelo valor do ciclo de trabalho desejado ( $D$ ) e um sinal dente de serra de frequência  $F_{PWM}$ .

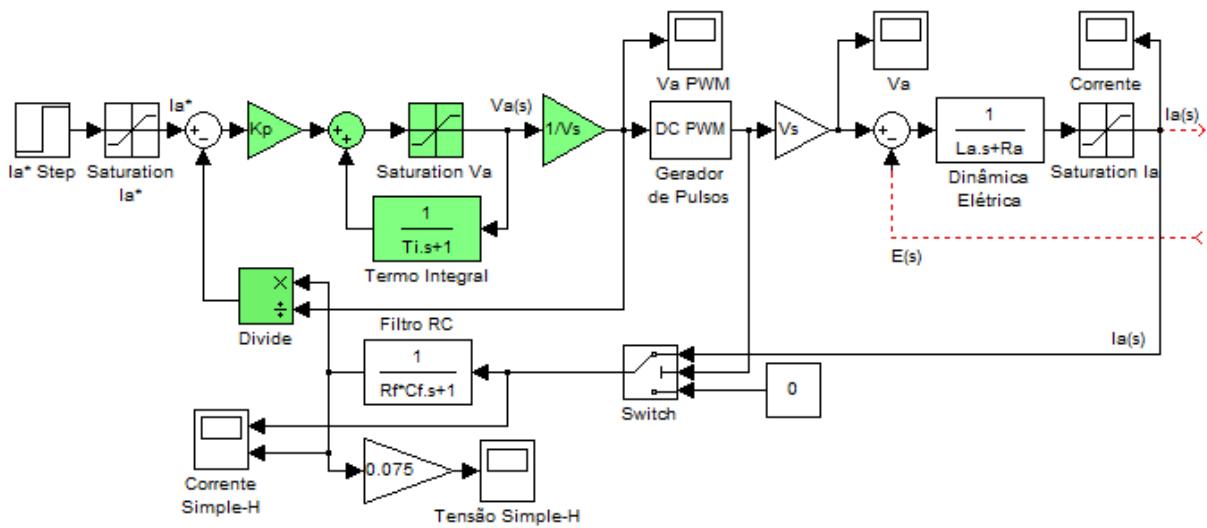


Figura 4.9: Diagrama de simulação do sistema de controle, incluso comportamento do dispositivo Simple-H. O restante do diagrama, referente à dinâmica mecânica do sistema de acionamento, confere com o apresentado na figura 3.20.

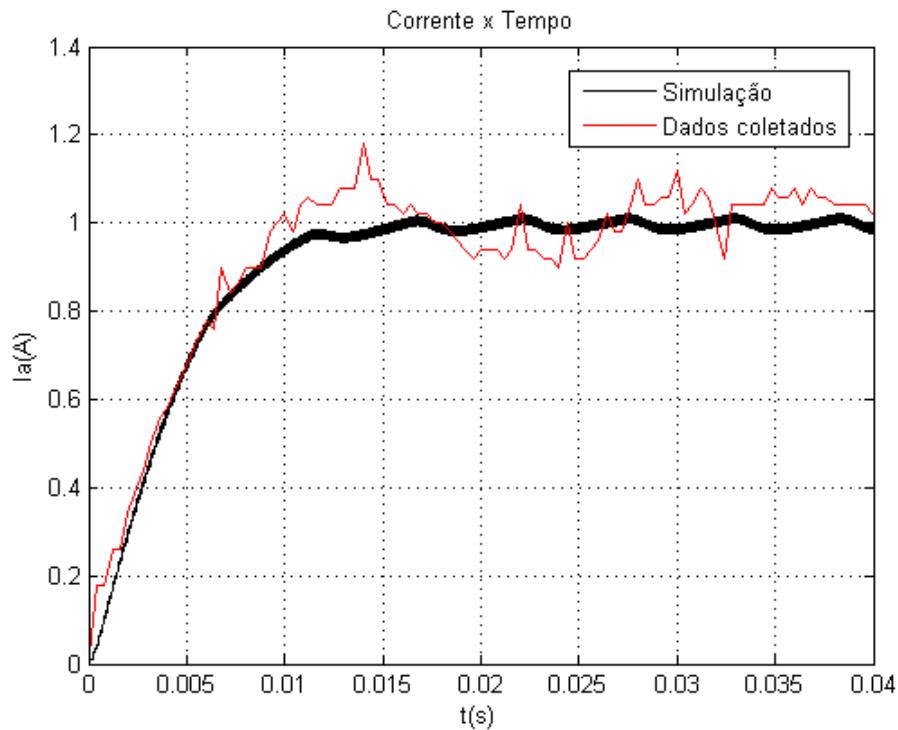


Figura 4.10: Comparação entre os comportamentos real e simulado (normalizado) do retorno de corrente provido pelo dispositivo Simple-H, para um degrau de corrente.

## 4.6. Análise das perturbações de torque no sistema

Validada a malha de corrente, seguem-se experimentos para a avaliação do controle do torque provido pelo conjunto MOTOR + CAIXA DE REDUÇÃO + ALAVANCA. Neste ponto, procura-se também verificar a real capacidade do sistema. Na condição de rotor bloqueado, desprezando-se quaisquer perdas mecânicas, o torque provido pelo conjunto de acionamento coincide com o torque eletromagnético do motor CC envolvido. Na prática, entretanto, deve ser considerada a ocorrência de perturbações de atrito intrínsecas ao sistema.

### 4.6.1. Capacidade de torque do conjunto de acionamento

Inicialmente, é investigado o torque  $T_r$  provido pelo conjunto de acionamento em função da corrente  $I_a$  fornecida ao motor CC. Entende-se  $T_r$  como o somatório entre o torque eletromagnético provido pelo motor e as contribuições da caixa de redução e alavanca. Para a observação do comportamento do sistema em ambos os sentidos de rotação do motor, eleva-se progressivamente  $I_a$  até o valor de 15A e, em seguida, a mesma é reduzida, segundo o mesmo procedimento, até 0. Em paralelo, para determinados valores de corrente (a cada 1A) verifica-se a força  $F$  exercida pela extremidade da alavanca sobre uma balança.

Conhecidos a distância entre o eixo central e a extremidade da alavanca ( $d_l$ ) e o ângulo entre a alavanca e a balança, determina-se  $T_r$  conforme a equação  $T_r = F \times d_l$ . As Figuras 4.11 e 4.12 apresentam curvas  $T_r \times I_a$  obtidas para 4 ciclos consecutivos de corrente, sendo o motor desenergizado do 2º para o 3º ciclo. Objetiva-se, desta forma, avaliar eventuais efeitos de histerese.

Nota-se, todavia, um comportamento de alta não-linearidade. À medida que a corrente no motor é elevada ou reduzida, o conjunto de acionamento, de forma geral, responde de forma expressiva somente para alguns intervalos de  $I_a$ . Neste ponto, é clara a ocorrência de fortes perturbações no sistema. Em adição, a temperatura do motor sobre o conjunto parece também contribuir de forma relevante sobre essas perturbações visto que o valor máximo de torque obtido se eleva a cada ciclo.

Com o objetivo de se compreender o comportamento observado, procura-se descrever o mesmo em termos das contribuições de atrito  $T_f$  inerentes ao conjunto de acionamento, em especial à caixa de redução. Em [6], são apresentados alguns modelos para sistemas com comportamento semelhante (e.g. válvulas industriais com agarramento), onde são considerados a presença de atrito viscoso (proporcional à velocidade  $v$ ), atrito de Coulomb (seco) e atrito estático. Estes modelos são ilustrados na Figura 4.13.

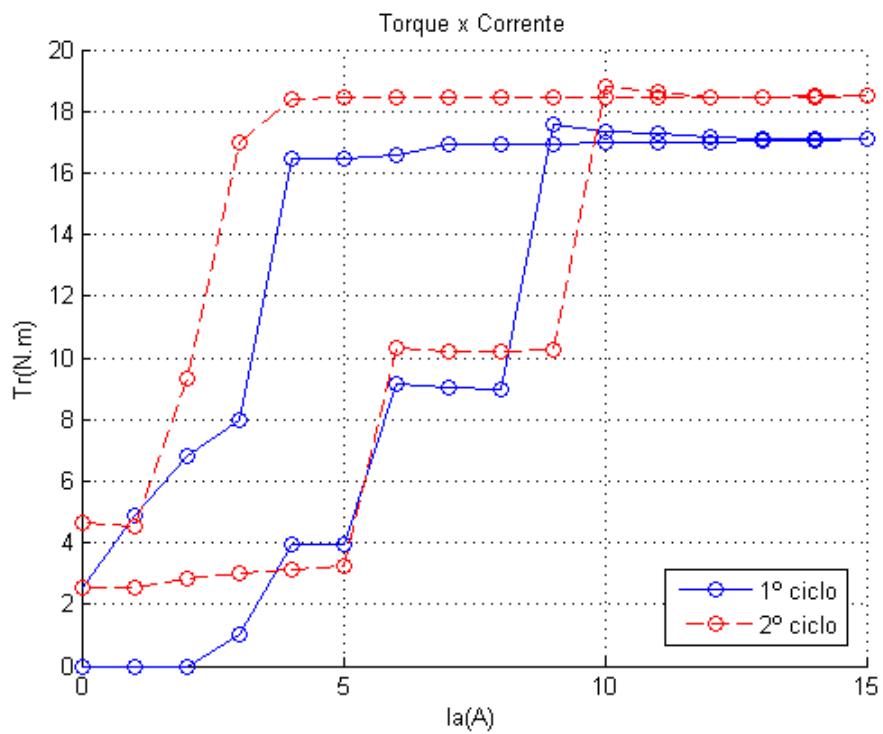


Figura 4.11: Capacidade de torque do conjunto de acionamento (experimento 1).

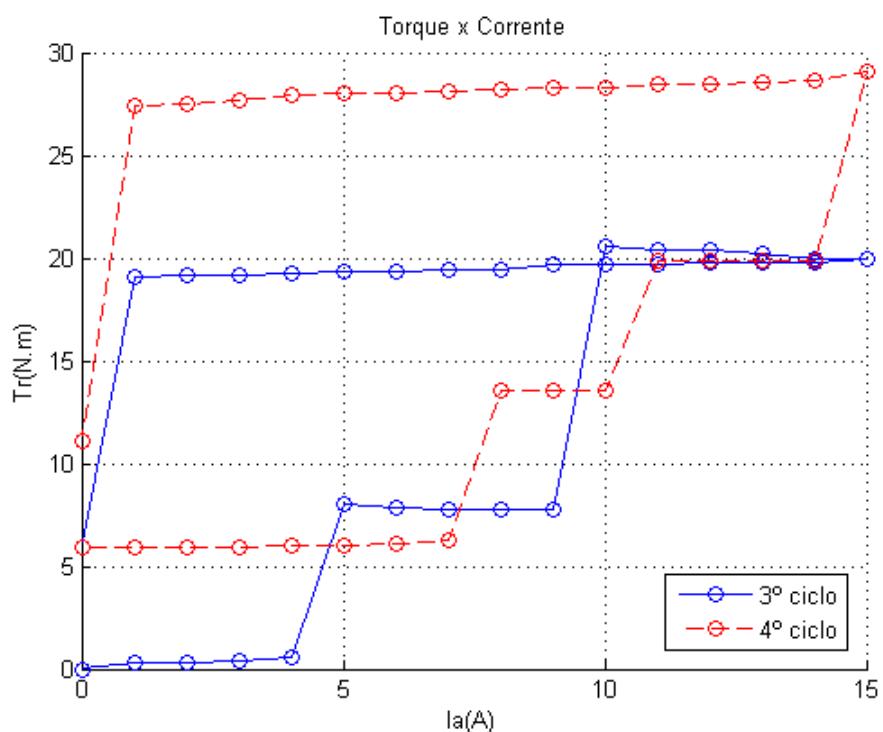


Figura 4.12: Capacidade de torque do conjunto de acionamento (experimento 2).

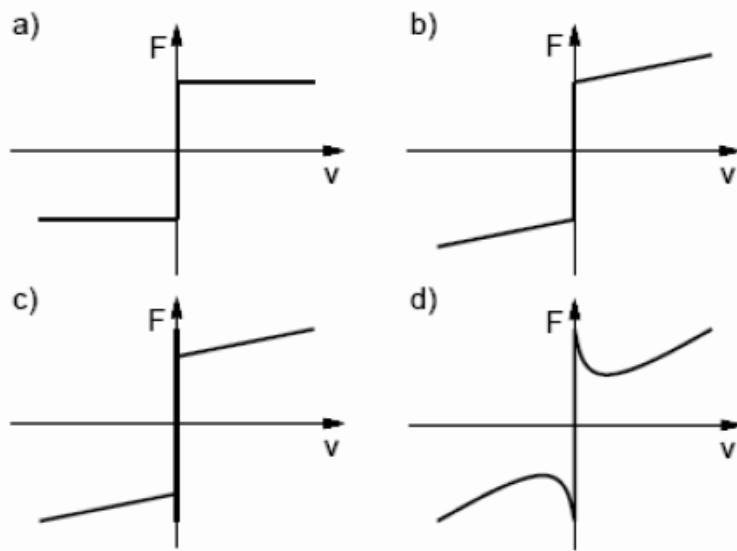


Figura 4.13: Exemplos de modelos de atrito: (a) atrito de Coulomb, (b) atrito de Coulomb + viscoso, (c) atrito estático + Coulomb + viscoso, (d) força de atrito decrescendo continuamente a partir da região de atrito estático [6] [26].

Para o caso em questão, pode-se, no entanto, adotar o modelo exibido na Figura 4.14. Dada a baixa velocidade de rotação da alavanca e o baixo valor de atrito viscoso do sistema (determinado no Capítulo 3), o modelo apresenta contribuições apenas de atrito estático ( $T_{AED}$ ,  $T_{AER}$ ) e seco ( $C_D$ ,  $C_R$ ). Sob uma visão mais detalhada o atrito estático é representado como presente para velocidades em torno de zero sendo substituído pelo atrito seco quando na movimentação da alavanca.

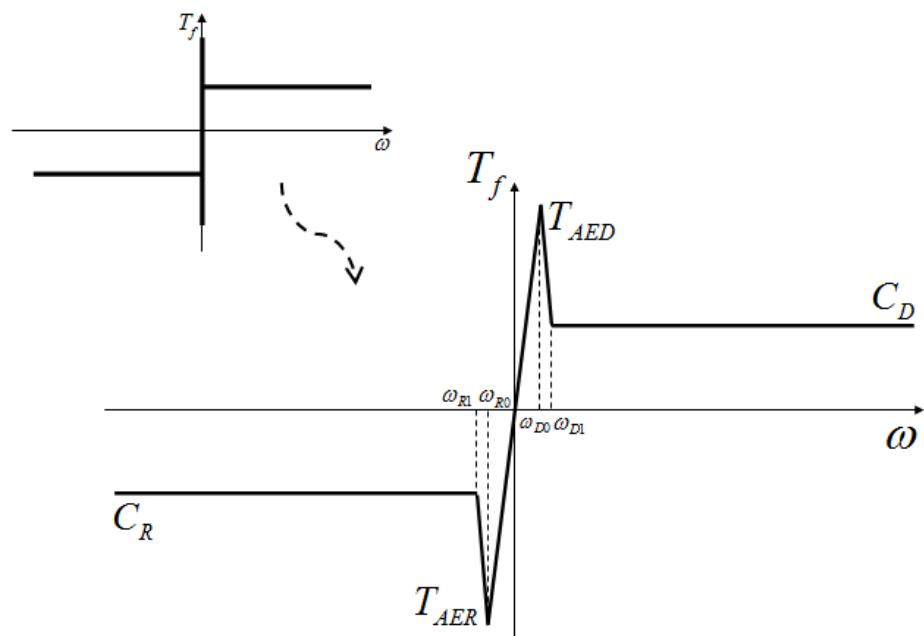


Figura 4.14: Modelo para as perturbações de atrito presentes no sistema de acionamento.

Visando-se avaliar o quanto adequado é o modelo apresentado ao real comportamento do conjunto de acionamento, o diagrama de simulação do sistema de controle é novamente modificado sendo as perturbações de torque de atrito então representadas como sugerido, através de uma *lookup table* (Figura 4.15). O procedimento adotado durante os testes com a balança é então simulado e os melhores resultados são obtidos para  $T_{AED} = 6 \text{ N.m}$ ,  $T_{AER} = -9 \text{ N.m}$ ,  $\omega_{D0} = \omega_{R0} = 0,01 \text{ s}$ ,  $\omega_{D1} = \omega_{R1} = 0,02 \text{ s}$  (Figura 4.16). Os valores de  $C_D$  e  $C_R$  referem-se aos valores de atrito de Coulomb apresentados no Capítulo 3 para o conjunto de acionamento em sentido direto e reverso de rotação, respectivamente. A dinâmica da balança é tomada de forma semelhante à dinâmica sugerida para o pedal.

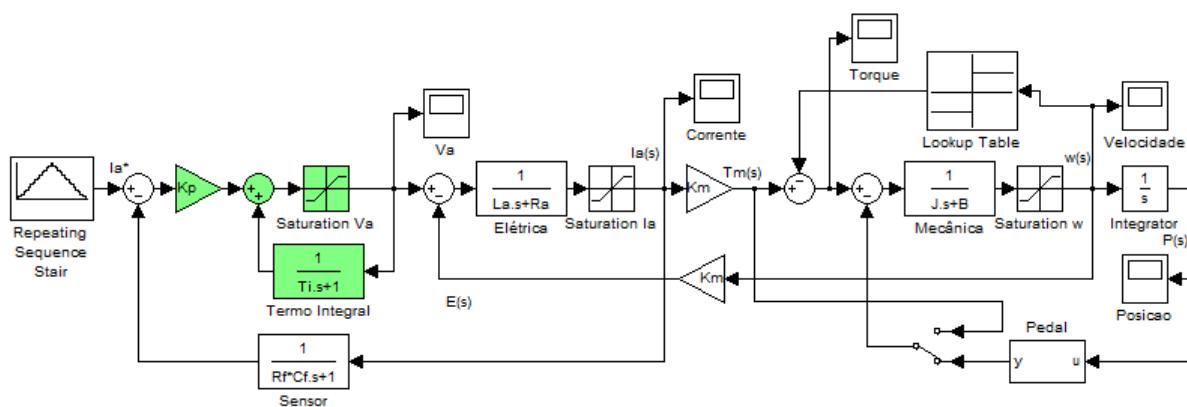


Figura 4.15: Simulação das perturbações de torque de atrito sobre o sistema.

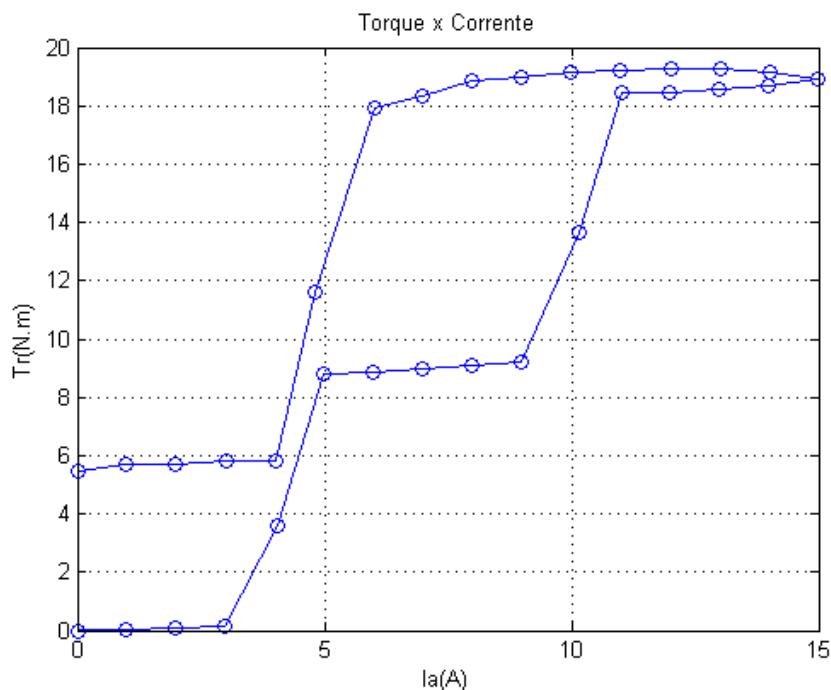


Figura 4.16: Validação do modelo proposto para as perturbações de atrito.

#### 4.6.2. Compensação das perturbações de atrito

Os resultados anteriormente reportados indicam, de fato, uma característica do conjunto de acionamento fortemente negativa para o tipo de controle desejado. O controlador de corrente projetado, apesar do desempenho satisfatório, não é capaz de compensar as perturbações de torque de atrito inerentes ao processo. De fato, como abordado em [6] [23] [26], este problema exige muitas vezes a aplicação de técnicas de controle avançado como a implementação de observadores adaptativos.

Neste ponto, em vista da suposição de que a força imposta ao pedal do freio esteja de fato diretamente relacionada com sua deflexão, avalia-se — ainda como estudo do problema em questão — o efeito da inserção de um controlador proporcional de posição externamente à malha de corrente. Neste caso, dado um valor de torque desejado, o *set-point* deste controlador pode ser calculado a partir da função inversa do modelo sugerido para o torque contrário imposto pelo pedal. Como saída, o controlador determina o valor de *set-point* da malha de corrente. O diagrama de simulação correspondente é apresentado na Figura 4.17.

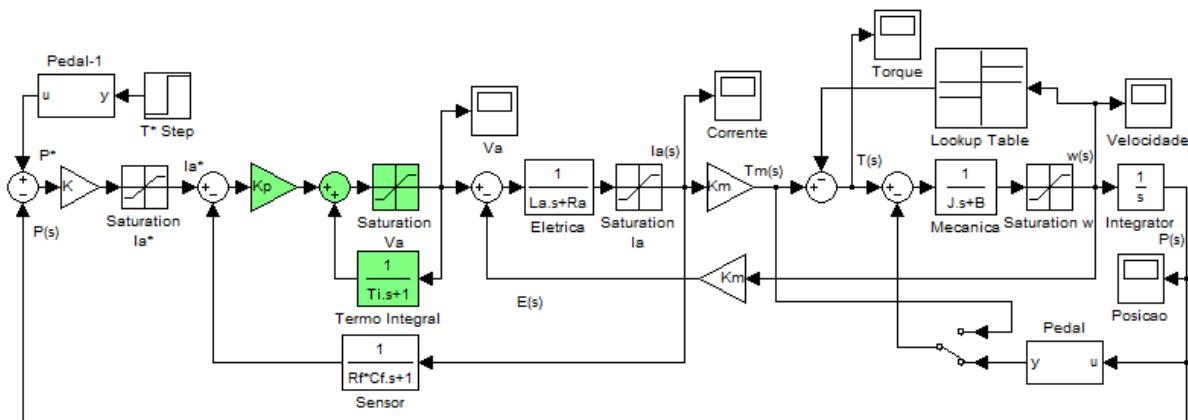


Figura 4.17: Simulação de um controlador de posição externamente ao controlador de corrente.

Segundo os resultados obtidos na simulação, um controlador externo de posição seria capaz de garantir o torque desejado, às custas, entretanto, de uma alta variação da tensão aplicada e corrente de armadura no motor CC, e de um maior tempo de acomodação. As figuras 4.18 e 4.19 apresentam o comportamento do sistema para um ganho proporcional de 500 A/rad. Valores menores de ganho implicam em menor oscilação das variáveis  $V_a$  e  $I_a$  mas um maior tempo de acomodação. O inverso se observa para valores de ganho superiores.

Dados os resultados obtidos, no capítulo seguinte encerra-se este texto apresentando as conclusões finais a respeito do trabalho desenvolvido e dos problemas encontrados.

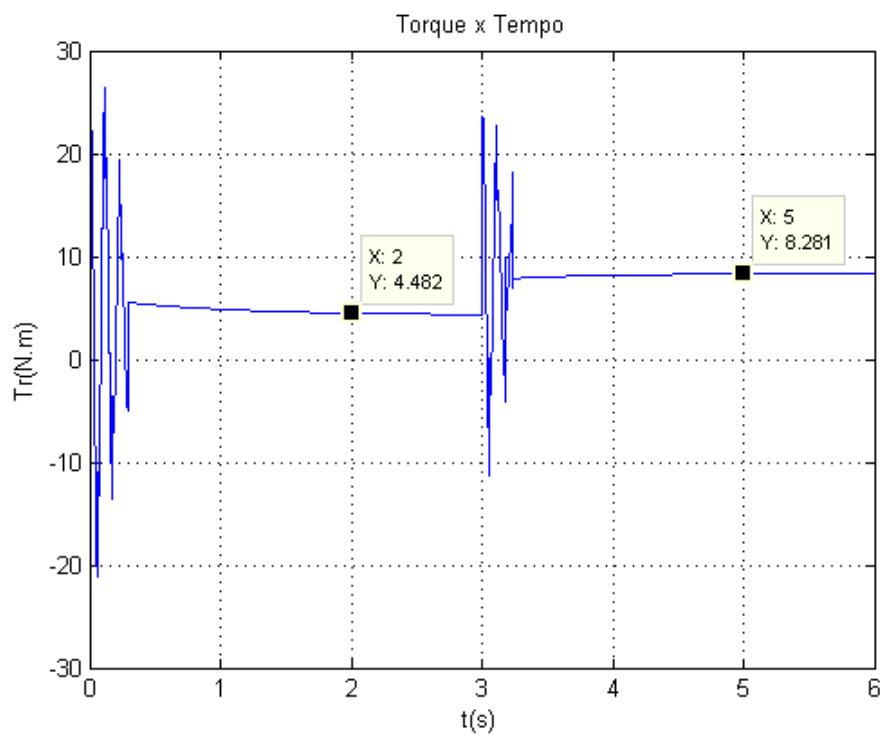


Figura 4.18: Torque produzido mediante o uso de um controlador externo de posição. Set-points: 5 N.m para  $0 \leq t < 3$ , e 10 N.m  $3 \leq t \leq 6$ .

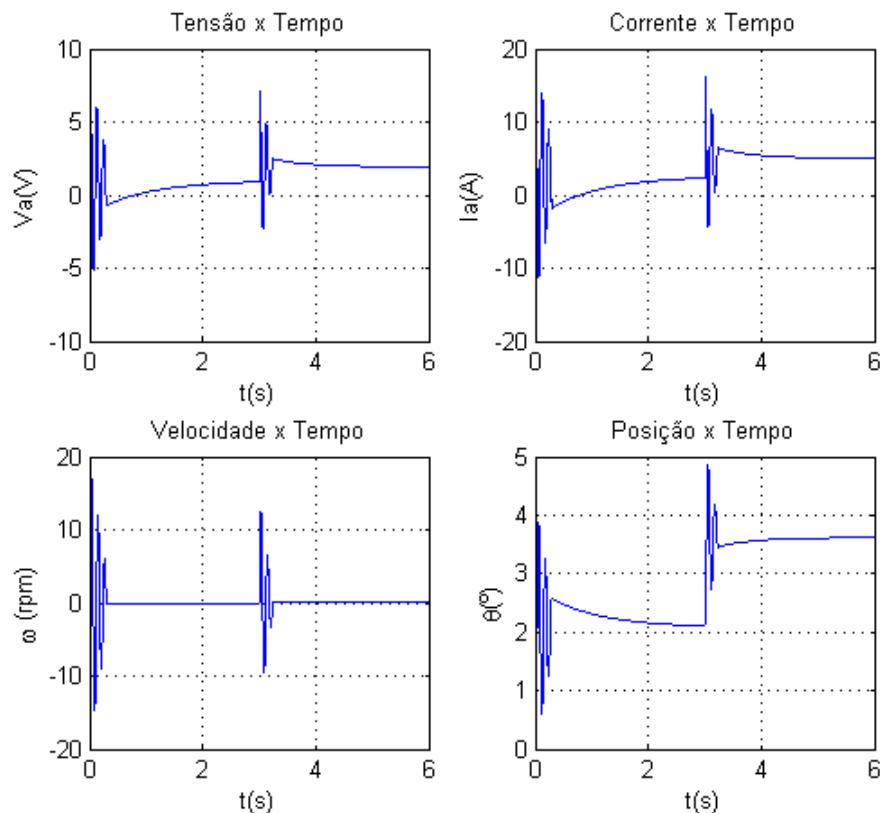


Figura 4.19: Comportamento do sistema mediante o uso de um controlador externo de posição.



CAPÍTULO

5

---

## Conclusões Finais

---

Como considerações finais, avalia-se o trabalho realizado quanto aos resultados obtidos e esperados. Em seguida, como propostas de continuidade, são apresentadas sugestões para o aperfeiçoamento do sistema desenvolvido e possíveis soluções para os problemas encontrados.

### 5.1. Dos resultados obtidos

Os resultados obtidos foram satisfatórios no que concerne à automatização do sistema de acionamento do freio do veículo Astra. O sistema implementado, embarcado com sucesso no veículo, atendeu às demandas de integração e comunicação requisitadas. Todos os dispositivos envolvidos no sistema de controle se comunicam harmonicamente, permitindo-se realizar o controle desejado da corrente do motor e responder aos comandos provenientes do computador central e aos eventos externos (emergência e fim de curso).

Estando no momento todos os elementos básicos necessários à condução do veículo operando de forma automática e ligados ao computador central, o desejo dos membros do PDVA em prover total autonomia ao veículo Astra se aproxima de sua realização. Isto é, o trabalho desenvolvido e os conhecimentos adquiridos acerca das ferramentas utilizadas abrem caminho para a realização de outros projetos voltados à locomoção independente do veículo. Ao aluno, em especial, a realização deste trabalho, no que concerne aos objetivos de um Projeto Final de Curso, permitiu o amadurecimento de conceitos e aprofundamento em diversos conhecimentos adquiridos ao longo do curso de Engenharia de Controle e Automação.

Contudo, apesar do desempenho satisfatório do controlador de corrente, não foi possível garantir um controle gradativo do torque entregue ao pedal do freio do automóvel. O conjunto de acionamento utilizado apresenta um comportamento de alta não-linearidade em função do elevado atrito presente em seu mecanismo de redução. De fato, mediante envelhecimento, uma caixa de redução perde sua eficiência à medida que as superfícies de contato entre suas engrenagens se desgastam. Os efeitos de agarramento e histerese observados conduziram a erros de até 25,8 N.m de diferença em relação ao valor do torque esperado para um determinado valor de corrente (cerca de 15 vezes mais para uma corrente de 1A). Além disso, para a obtenção de um torque mínimo, a partir de zero, é necessária uma corrente de cerca de 4A.

O sistema utilizado também se mostrou inadequado quanto à força necessária à frenagem do veículo. Estudos quanto à ergonomia de um automóvel [10] [13] revelam uma necessidade mínima de cerca de 200N a 400N para uma frenagem abrupta, enquanto o sistema utilizado provê no máximo metade deste valor para uma corrente de 15A. Entretanto, a frenagem do veículo é possível para determinados — mas relativamente altos — valores de corrente demandados ao controlador.

Neste ponto, conclui-se, portanto, que o aprimoramento do sistema desenvolvido deva, preferencialmente, considerar uma reformulação de projeto, reavaliando-se o mecanismo de acionamento utilizado e, se necessário, a estratégia de controle adotada.

## 5.2. Propostas de continuidade

Como sugestão inicial para o aprimoramento do sistema pode-se considerar o redimensionamento do motor de corrente contínua constituinte do conjunto de acionamento e a aquisição de uma nova caixa de redução. Neste ponto, espera-se uma redução expressiva das pertubações de atrito e também uma maior capacidade de torque, por parte do motor, para menores valores de corrente de armadura.

Entretanto, é também conveniente considerarmos a substituição do mecanismo de acionamento e mesmo da estratégia de controle. A partir de uma análise mais profunda do sistema de freio de um automóvel, nota-se a possibilidade de se controlar a força de frenagem do veículo a partir da posição do cursor do pedal de freio. De fato, a força sentida no pedal do freio é intencionalmente provida como realimentação ao motorista, não estando, em muitos sistemas de freio, diretamente relacionada à capacidade de frenagem do veículo [8].

Neste contexto, destacam-se os mecanismos de adaptação de veículos para deficientes físicos. Muitas soluções disponibilizadas no mercado fazem uso de servo-motores para o acionamento de freio, a partir de pequenas alavancas localizadas próximas ao volante, ou seja, realizam o controle de frenagem a partir de uma variável de posição. Segundo a norma NBR 14970, todo equipamento de controle de comando de freio de serviço deve permitir ao motorista deficiente o acionamento gradativo do curso útil de frenagem do veículo, garantido também o retorno da alavanca à posição de frenagem nula quando não mais pressionada.<sup>1</sup> Pressupõe-se, desta forma, que a força aplicada nestes dispositivos seja muito menor à força que uma pessoa não deficiente usaria para acionar o pedal do freio com o pé direito. Esta força deve estar associada a um sistema massa-mola simples, destinado a garantir o retorno da alavanca nas condições citadas, ou mesmo ao próprio retorno do pedal se a adaptação envolver uma comunicação direta entre este e a alavanca.

Desta maneira, propõe-se a adaptação do veículo Astra para acomodar esta forma de acionamento. Nesta condição, o controle gradativo da frenagem do veículo poderia ser facilmente obtido pelo controle da posição da referida alavanca, a partir, por exemplo, de um motor CC de baixo custo e potência, e de um potenciômetro para o sensoriamento da variável controlada. Ademais, a norma NBR 14970 também exige que, quando na adaptação de um veículo, o pedal de freio original do mesmo não sofra alterações quanto à sua estrutura mecânica. Este requisito vai ao encontro da restrição do projeto de automatização do automóvel Astra de se manter os recursos originais do veículo tal que o mesmo possa ser controlado em manual quando necessário.

---

<sup>1</sup>Criada pela ABNT — Associação Brasileira de Normas Técnicas, a norma NBR 14970, que regulamenta a Acessibilidade em Veículos Automotores no Brasil, cita as diferentes necessidades dos motoristas com deficiência física com os diferentes tipos de equipamentos para a adaptação veicular.

APÊNDICE  
A

## Control Design Form (CDF)

---

Neste apêndice é apresentado o Formulário para Projeto de Controle (CDF) do processo descrito neste trabalho. O mesmo tem por objetivo reunir e sintetizar as informações fundamentais para o desenvolvimento do controlador proposto.

<b>Título:</b>	Controle Automático do Mecanismo de Frenagem de um Veículo Não Tripulado
<b>Processo:</b>	Acionamento do freio de um veículo Chevrolet Astra 2003/2004
<b>Escopo:</b>	Projeto Final de Curso (Curso de Graduação em Eng. de Controle e Automação, UFMG)
<b>Instituição:</b>	Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento de Veículos Autônomos (PDVA), UFMG
<b>Projetista:</b>	Tiago Mendonça da Silva (Graduando em Engenharia de Controle e Automação, UFMG)
<b>Orientador:</b>	Prof. Dr. Leonardo Antônio Borges Tôrres (DELT, UFMG)
<b>Supervisor:</b>	Prof. Dr. Guilherme Augusto Silva Pereira (DEE, UFMG)
<b>Data:</b>	Outubro de 2009

### Objetivos de Controle:

- Prover autonomia ao sistema de freio do veículo Astra;
- Controle de torque de um motor de corrente contínua;
- Comunicação do sistema automático com os demais implementados.

**Equipamentos/Instrumentos:**

- Motor de corrente contínua TorqMaster 180 Heavy Duty 12 Volt Starter (Hobbico);
- Microcontrolador digital PIC18F2550 (Microchip Technology Inc.);
- Amplificador de potência Simple-H (Robot Power);

**Elemento final de controle:**

Variável manipulada: Tensão aplicada aos terminais de um motor CC

- Unidade: Volts (V)
- Valor mínimo: -12 V
- Valor máximo: +12 V
- Atuador: Microcontrolador PIC18F2550
- Conversor: Dispositivo Simple-H
- Natureza do sinal: PWM (15 KHz)

**Medições:**

Variável medida: Corrente provida pelo amplificador de potência

- Unidade: Amperes (A)
- Valor mínimo: 0 A
- Valor máximo: 25 A
- Faixa de operação: 0 a 20 A
- Sensor: Dispositivo Simple-H
- Filtro: RC (58 Hz)

**Restrições de projeto (malha fechada):**

- Implementação do controlador de torque em um microcontrolador PIC18F2550;
- Configuração do conversor de potência Simple-H como ponte-H;
- Sinal de comando transmitido via modulação de pulsos (PWM);
- Filtragem do retorno de corrente provido pelo Simple-H;

- Erro estacionário nulo para uma entrada em degrau;
- Ausência de sobre-sinal para uma entrada em degrau;
- Tempo de acomodação da variável de processo inferior a 200 ms.

**Parâmetros do sistema de acionamento:**

- Resistência de armadura  $R_a$ : 0,384 Ω
- Indutância de armadura  $L_a$ : 99,5  $\mu$  H
- Coeficiente de atrito viscoso  $B$ : 0,117 N.m.s
- Atrito de Coulomb  $C$ : 3,07 N.m
- Constante de fluxo  $K_\phi$ : 1,65 V.s
- Momento de inércia  $J$ : 0,297 Kg.m<sup>2</sup>
- Constante de tempo elétrica  $\tau_a$ :  $2,6 \times 10^{-4}$  s
- Constante de tempo mecânica  $\tau_b$ : 2,539 s

**Parâmetros do sistema de controle:**

- Ganho proporcional  $K_p$ : 0,27 Ω
- Termo integral  $T_i$ :  $2,7 \times 10^{-3}$  s
- Intervalo de amostragem:  $5,4 \times 10^{-4}$  s
- Faixa de operação:  $-33 \leq T_m \leq 33$  N.m

# Manual de Operação do Sistema

Para a adequada operação do sistema de controle concebido, deve-se compreender a máquina de estados que rege o funcionamento do mesmo (Figura B.1). Nesta, as transições de estado se dão mediante o recebimento, pelo microcontrolador PIC, de caracteres específicos, via conexão serial (porta RX), ou sinalização de emergência, via entrada digital (porta RB5).

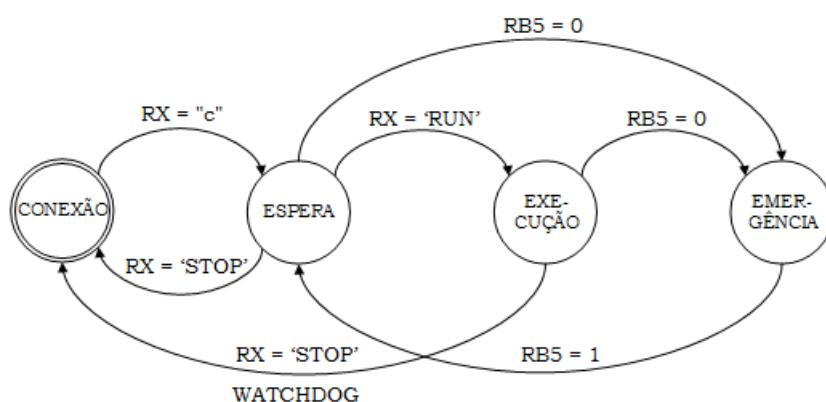


Figura B.1: Máquina de estados implementada no microcontrolador.

A operação do sistema de controle do freio envolve, portanto, os seguintes passos:

1. Quando energizado ou reiniciado (botão RESET) o microcontrolador inicializa os recursos necessários ao funcionamento do sistema e entra em estado de conexão;
2. Enviando-se o caracter 'c' ao microcontrolador, o mesmo deverá retornar o caracter 'C', indicando sucesso no estabelecimento da conexão serial. Neste ponto, o LED 0 será acesso e assim permanecerá até que o microcontrolador seja reiniciado ou desenergizado;

3. Em seguida, deve-se enviar o caracter ‘p’. O microcontrolador retornará o caracter ‘F’, identificando-se como o sistema de controle responsável pelo acionamento do freio, e realizará o seguinte procedimento de inicialização: durante cerca de 3 segundos é aplicado um sinal PWM de 50% ao motor (equivalente a uma tensão de 6V) movendo a alavanca em direção ao pedal do freio; em seguida, um torque em sentido contrário é exercido pelo motor retornando a alavanca ao ponto de frenagem nula, indicado pelo sensor ótico de fim de curso. Neste ponto, o sistema se encontra em estado de espera;
4. Para a execução da lógica do controlador deve-se enviar o caracter ‘z’ (valor 122, do tipo CHAR), identificado internamente pelo nome RUN. Neste ponto, o sistema migra para o estado de execução, sendo este indicado pela energização do LED 1;
5. A partir de então, qualquer valor entre 0 e 120 (CHAR) recebido pelo microcontrolador é interpretado como referência (*set-point*), em Newtons, para a força aplicada pela alavanca do conjunto de acionamento no pedal do freio. A partir deste valor, determina-se, internamente, o *set-point* da malha de corrente;
6. Essa informação (referência de força) deverá ser enviada periodicamente ao microcontrolador. Caso este não a receba por um intervalo superior a 1 segundo, será considerada uma falha de comunicação e o WATCHDOG do sistema é ativado. Nesta situação, o seguinte procedimento de segurança é realizado: um torque correspondente a 20A é impresso pela alavanca sobre o pedal do freio por cerca de 3 segundos; em seguida, o algoritmo de controle é abortado e o sistema retorna ao estado de conexão;
7. A execução do controlador também é interrompida caso o microcontrolador receba o caracter ‘y’ (valor 121), identificado internamente pelo nome STOP. Neste caso, o sistema também retorna ao estado de conexão. O mesmo se passa caso o comando STOP seja recebido pelo microcontrolador quando em estado de espera;
8. Para que o sistema retorne ao estado de espera após sua interrupção pelo comando STOP ou pelo evento de WATCHDOG, deve-se novamente enviar ao microcontrolador os caracteres ‘c’ e ‘p’. Desta vez o sistema retornará ‘O’ e ‘F’, respectivamente, dado que a conexão serial com o microcontrolador já foi estabelecida. O procedimento de inicialização é novamente executado;
9. Quando na ativação do sistema de emergência, o microcontrolador passa ao estado correspondente (emergência), envia o caracter ‘~’ (valor 126) pela conexão serial, acende o LED 2, e interrompe a ação do controlador de corrente caso este esteja executando. O conjunto de acionamento, entretanto, é acionado por um circuito eletrônico paralelo, o qual conecta o motor diretamente à bateria levando

- a alavanca a imprimir o máximo torque suportado pelo sistema de acionamento sobre o pedal do freio;
10. Mediante a desativação do sistema de emergência, o microcontrolador envia o caracter ‘ ’ (espaço), desenergiza o LED 2, e retorna ao estado de espera. Neste ponto, basta o envio do comando RUN ao microcontrolador para que a execução do controlador de corrente seja retomada.

A comunicação com o microcontrolador pode ser estabelecida por um computador ligado ao mesmo por meio de um cabo USB. Neste ponto, deve-se garantir a conexão com a porta COM emulada por meio da interface USB. Para tanto, a título de exemplo, pode-se fazer uso de um aplicativo de comunicação serial como o HyperTerminal<sup>1</sup>. A velocidade de conexão (*baud rate*) deve então ser configurada com o valor 115200 bps.

---

<sup>1</sup>Software HyperTerminal, desenvolvido pela empresa Hilgraeve. Disponível em <http://www.hilgraeve.com/hyperterminal.html>

# Referências

---

- [1] DC Motors. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/HBASE/magnetic/motdc.html>. Acessado em 20 de abril de 2009.
- [2] Laboratório de Sistemas de Computação e Robótica. <http://coro.cpdee.ufmg.br/>. Acessado em 20 de abril de 2009.
- [3] Luis Antônio Aguirre. *Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG, Belo Horizonte, 2007. 3a edição.
- [4] D.W. Clarke, MA, DPhil, CEng, and FIEE. PID algorithms and their computer implementation. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 6(6):305–316, 1984.
- [5] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop. *Sistemas de Controle Modernos*. LTC — Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda S.A., 2001. 8a edição.
- [6] Majid Feiz. *Development of Friction Compensation Control and Application to Fuel Valve Control Systems*. PhD thesis, Graduate School of Wichita State University, 2005.
- [7] Elias J. R. Freitas, Matheus N. W. Vinti, Michele M. Santos, Paulo Iscold, Leonardo A. B. Tôrres, and Guilherme A. S. Pereira. Desenvolvimento de automação embarcada para um robô móvel baseado em um carro de passeio. *Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI'09)*, 2009.
- [8] Tim Gilles. *Automotive Chassis: Brakes, Suspension, and Steering*. Thomson Delmar Learning, 2005.
- [9] P. Ioannou and Z. Xu. Throttle and brake control systems for automatic vehicle following. *California Partners for Advanced Transit and Highways (PATH) Research Reports*, (Paper UCB-ITS-PRR-94-10), Janeiro, 1994.
- [10] Hiroaki Kawaguchi. Comparação da análise de conforto de frenagem subjetiva x objetiva de um veículo de passeio. Tese de mestrado em engenharia automotiva, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2005.
- [11] Wilian K. Lennon and Kevin M. Passino. Intelligent control for brake systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 7(2):188–202, Março, 1999.

- [12] Werner Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, 1985. 3a edição.
- [13] Rudolf Limpert. *Brake Design and Safety*. Warrendale: Society of Automotive Engineers, Inc., Julho, 1999. 2a edição.
- [14] Chris Line, Chris Manzie, and Malcolm C. Good. Electromechanical brake modeling and control: From PI to MPC. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16(3):446–457, 2008.
- [15] Charles L. Phillips and H. Troy Nagle. *Digital Control System Analysis and Design*. Prentice Hall, 1995. 3a edição.
- [16] J. R. McBride, J. C. Ivan, D. S. Rhode, J. D. Rupp, M. Y. Rupp, J. D. Higgins, D. D. Turner, and R. M. Eustice. A perspective on emerging automotive safety applications, derived from lessons learned through participation in the darpa grand challenges. *Journal of Field Robotics*, 25(10):808–840, 2008. Special Issue on the 2007 DARPA Urban Challenge.
- [17] Samir Mehta and John Chiasson. Nonlinear control of a series dc motor: Theory and experiment. *American Control Conference Proceedings*, 1:267–271, 1997.
- [18] Microchip Technology Inc. *MPLAB C18 C Compiler Libraries*, 2005. DS51297F.
- [19] Microchip Technology Inc. *MCHPFSUSB Firmware User's Guide*, 2007. DS51679A.
- [20] Microchip Technology Inc. *PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet: 28/40/44-Pin, High Performance, Enhanced Flash, USB Microcontrollers with nanoWatt Technology*, 2007. DS39632D.
- [21] Isaac Miller, Sergei Lupashin, Noah Zych, Pete Moran, Brian Schimpf, and Aaron Nathan. Cornell university's 2005 darpa grand challenge entry. *Journal of Field Robotics*, 23(8):625–652, Setembro, 2006. Special Issue on the DARPA Grand Challenge.
- [22] Michael Montemerlo, Jan Becker, Suhrid Bhat, Hendrik Dahlkamp, Dmitri Dolgov, Scott Ettinger, Dirk Haehnel, Tim Hilden, Gabe Hoffmann, Burkhard Huhnke, Doug Johnston, Stefan Klumpp, Dirk Langer, Anthony Levandowski, Jesse Levinson, Julien Marcil, David Orenstein, Johannes Paefgen, Isaac Penny, Anna Petrovs-kaya, Mike Pflueger, Ganymed Stanek, David Stavens, Antone Vogt, and Sebastian Thrun. Junior: The stanford entry in the urban challenge. *Journal of Field Robotics*, 25(9):569–597, Setembro, 2008. Special Issue on the 2007 DARPA Urban Challenge.
- [23] Yoonsu Nam and Sung Kyung Hong. Active stick control using frictional torque compensation. *Sensors and Actuators A*, 117:194–202, 2005.
- [24] National Semiconductor Corporation, 1111 West Bardin Road, Arlington, TX 76017. *Adaptative Braking Systems (ABS)*, System Brief 106 (SB-106) edition, Outubro, 1990.
- [25] Karim Nice. How brakes work. *HowStuffWorks.com*, 16 de agosto de 2000. Acessado em 15 de março de 2009.

- [26] H. Olsson, K.J. Astrom, C. Canudas de Wit, M. Gafvert, and P. Lischinsky. Friction models and friction compensation. *European Journal of Control*, 4(3):176–195, 1998.
- [27] M.R. Ristanovic, D.V. Lazic, and I. Indjin. Modelling, simulation, and control of an electromechanical aerofin control system with a pwm-controlled dc motor. *Automatic Control and Computer Sciences*, 42(4):184–190, Setembro, 2008.
- [28] Robot Power, Washington, USA. *Simple-H User Manual*, 2009.
- [29] Rawin Rojvanit. *AN956: Migrating Applications to USB from RS-232 UART with Minimal Impact on PC Software*.
- [30] M. M. Santos, E. J. R. Freitas, M. N. W. Vinti, P. Iscold, L. A. B. Tôrres, and G. A. S. Pereira. Automation and localization of a robotic car. *Proceedings of the 3rd Applied Robotics and Collaborative Systems Enginnering (Robocontrol'08)*, pages 1–7, 2008. In: Workshop Robocontrol, 2008, Bauru.
- [31] Infineon Technologies. *High Current PN Half Bridge BTS 7960 Data Sheet*, Dezembro 2004. Versão 1.1.
- [32] Sebastian Thrun, Mike Montemerlo, Hendrik Dahlkamp, David Stavens, Andrei Aron, James Diebel, Philip Fong, John Gale, Morgan Halpenny, Gabriel Hoffmann, Kenny Lau, Celia Oakley, Mark Palatucci, Vaughan Pratt, Pascal Stang, Sven Strohband, Cedric Dupont, Lars-Erik Jendrossek, Christian Koelen, Charles Markey, Carlo Rummel, Joe van Niekerk, Eric Jensen, Philippe Alessandrini, Gary Bradski, Bob Davies, Scott Ettinger, Adrian Kaehler, Ara Nefian, and Pamela Mahoney. Stanley: The robot that won the darpa grand challenge. *Journal of Field Robotics*, 23(9):661–692, Setembro, 2006. Special Issue on the DARPA Grand Challenge.
- [33] C. Urmson, J. Anhalt, D. Bagnell, C. Baker, R. Bittner, M. N. Clark, J. Dolan, D. Duggins, T. Galatali, C. Geyer, M. Gittleman, S. Harbaugh, M. Hebert, T. M. Howard, S. Kolski, A. Kelly, M. Likhachev, M. McNaughton, N. Miller, K. Peterson, B. Pilnick, R. Rajkumar, P. Rybski, B. Salesky, Young-Woo Seo, S. Singh, J. Snider, A. Stentz, W. “Red” Whittaker, Z. Wolkowicki, J. Ziglar, H. Bae, T. Brown, D. Demitrish, B. Litkouhi, J. Nickolaou, V. Sadekar, W. Zhang, J. Struble, M. Taylor, M. Darms, and D. Ferguson. Autonomous driving in urban environments: Boss and the urban challenge. *Journal of Field Robotics*, 25(8):425–466, Agosto, 2008. Special Issue on the 2007 DARPA Urban Challenge.
- [34] Huangsheng Xu, Kevin King, and Yashvant Jani. High performance DC chopper speed and current control of universal motors using a microcontroller. *Industry Applications Conference*, 23(27):701–705, Setembro, 2007.
- [35] Kyongsu Yi and Jintai Chung. Nonlinear brake control for vehicle CW/CA systems. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 6(1):17–25, Março, 2001.
- [36] Wang Yong, Zhou Wen-wei, Yu Li, and Yang Xi-yin. Research on the precise control method based on the new style PWM with variable pulse width. *Proceedings of the 2008 International Conference on Embedded Software and Systems*, pages 488–495, 2008.