



Centro de Tecnologia e Urbanismo  
Departamento de Engenharia Elétrica

**Felipe Andrade Allemand Borges**

# **Implementação de sistema de acionamento para plataformas robóticas móveis com ênfase em estimador de estado de carga de bateria**

Dissertação apresentada ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Estadual de Londrina  
para obtenção do Título de Mestre em  
Engenharia Elétrica.

Londrina, PR  
2014



Felipe Andrade Allemand Borges

# Implementação de sistema de acionamento para plataformas robóticas móveis com ênfase em estimador de estado de carga de bateria

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos  
Especialidade: Automação e Controle de Sistemas

Orientador:  
Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo

## Ficha Catalográfica

Andrade Allemand Borges, Felipe

Implementação de sistema de acionamento para plataformas robóticas móveis com ênfase em estimador de estado de carga de bateria. Londrina, PR, 2014. 120 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Sistemas Eletrônicos. 2. Cadeira de Rodas. 3. Sopro-sucção I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica. Departamento de Engenharia Elétrica . II. Título.

Felipe Andrade Allemand Borges

# Implementação de sistema de acionamento para plataformas robóticas móveis com ênfase em estimador de estado de carga de bateria

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos  
Especialidade: Automação e Controle de Sistemas

## Comissão Examinadora

---

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo  
Depto. de Engenharia Elétrica  
Orientador

---

Prof. Dr. Lúcio Reis Barbosa  
Depto. de Engenharia Elétrica  
Universidade Estadual de Londrina (UEL)

---

Prof. Dr. Aziz Elias Demian Júnior  
Depto. de Engenharia Elétrica  
Universidade Estadual de Londrina (UEL)

---

Prof. Dr. João Maurício Rosário  
Depto. de Engenharia Mecânica  
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)

8 de abril de 2014

*"A imaginação é mais importante que a ciência, porque a ciência é limitada, ao passo que a imaginação abrange o mundo inteiro."*

Albert Einstein

*"Enquanto eu tiver perguntas e não houver resposta continuarei a escrever"*

Clarice Lispector

# Agradecimentos

Aos meus pais, Paulo e Ilona, meu irmão, Otávio, e minha cunhada Eleonora, pelo o apoio concedido para continuar esta etapa na minha vida.

Aos meus tios, Sônia e Antônio, pelo suporte na mudança inicial para Londrina.

A Ana Cristine Ruppenthal por ter me socorrido, me ajudado a superar momentos difíceis durante esta missão e me transmitido preciosos ensinamentos que sempre serão lembrados com muito carinho.

Ao meu orientador, Leonimer Flávio de Melo, pelo acompanhamento do desenvolvimento de todo este trabalho.

A Professora Maria Josefa Santos Yabe do departamento de Química pelo o apoio concedido no final do mestrado. E, ao Professor Taufik Abrão pelo o suporte no reingresso no mestrado em 2011.

Aos meus colegas de mestrado da UEL pela amizade e convivência durante o curso. Aos técnicos Luís Carlos Mathias, Older Kelson e Luís Fernandes Schimidt pelo conhecimentos e experiências transmitidas.

A Universidade Estadual de Londrina (UEL) e a todos os membros por conceder a oportunidade para o meu crescimento e desenvolvimento deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo o auxílio financeiro.

Novamente, muito obrigado a todos!

# Resumo

Este trabalho faz parte de um projeto que consiste modernizar uma cadeira de rodas e o objetivo deste tema em particular foi desenvolver um sistema de recarga, estimação de estado de carga para baterias de chumbo-ácido e de navegação segura para cadeira de rodas robóticas. Neste trabalho, em específico, algumas melhorias foram estudadas para um protótipo já existente e validadas experimentalmente em uma plataforma robótica com características mecânicas e elétricas similares a de uma cadeira de rodas disponível comercialmente. Estas melhorias, propriamente ditas, consistiram nos seguintes aspectos: Desenvolver um sistema de carga e monitoramento das baterias em conjunto com um modelo matemático que estime o estado de carga de uma bateria de chumbo ácido. Desenvolver e programar em um microcontrolador um modelo dinâmico e cinemático que representa as características mecânicas do robô móvel que desempenha a função da cadeira de rodas. Estudo sobre a inclusão de sensores capazes de permitir uma navegação segura perante obstáculos e outros perigos ao longo do caminho. Aplicação de técnicas de controle digital, por meio de um microcontrolador, coordenando o movimento da cadeira perante um obstáculo. Ao seguir todos esses passos, foram validados estes sistemas na plataforma robótica confirmando a validade das tecnologias desenvolvidas para a cadeira de rodas. Portanto, com os resultados experimentais coletados, conclui-se que este projeto de mestrado resultou nas contribuições que se referem ao sistema de recarga e estimação de estado de carga de baterias de chumbo-ácido além do sistema de navegação segura.

# Abstract

This work is part of a project that aims to modernize a wheelchair and the goal of this project was to develop a recharging system with state-of charge estimation for lead-acid batteries and safe navigation system for robotic wheelchairs. In this work, in particular, some improvements were studied for an existing commercially available prototype and validated experimentally on a robotic platform with mechanical and electrical characteristics similar to a wheelchair. These improvements themselves consisted of the following: Develop a monitoring and recharging system for the batteries in conjunction with a mathematical model to estimate the state of charge of a lead acid battery. Develop and program a microcontroller in a dynamic and kinematic model representing the mechanical characteristics of mobile robot which performs the function of the wheelchair. Study on the inclusion of sensors able to allow safe navigation before obstacles and other dangers along the way. Application of digital control techniques using a microcontroller to coordinate the movement of the wheelchair before an obstacle. By following all these steps, these systems have been validated in the robotic platform confirming the validity of the technologies developed for the wheelchair. Therefore, the experimental data collected, it is concluded that this master's project resulted in contributions that is capable of recharge and estimation of state-of-charge of lead-acid batteries and also the safe navigation system.



# Sumário

**Lista de Figuras**

**Lista de Tabelas**

**Lista de Abreviaturas**

**Convenções e Lista de Símbolos**

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação e Justificativas . . . . .	4
1.2	Revisão Bibliográfica . . . . .	5
1.3	Metodologia . . . . .	8
1.4	Objetivos . . . . .	8
1.5	Organização da dissertação . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Carregador de baterias e estimador de estado de carga</b>	<b>10</b>
2.1	Conceitos Fundamentais . . . . .	10
2.1.1	Conversores DC-DC . . . . .	10
2.1.2	Funcionamento da Bateria de Chumbo-Ácido . . . . .	13
2.1.3	Função de Transferência e Controle . . . . .	15
2.1.4	Equação no espaço de estados . . . . .	19
2.2	Visão Geral . . . . .	21
2.3	Carregador de Baterias . . . . .	21
2.3.1	Módulo de retificação . . . . .	23
2.3.2	Estágio de Correção do Fator de Potência . . . . .	26
2.3.3	Dimensionamento do conversor DC-DC . . . . .	31

2.4	Limitador de corrente de carga . . . . .	39
2.5	Limitador de corrente de inrush . . . . .	40
2.6	Driver dos MOSFETs . . . . .	40
2.7	Medidor de carga e estado da bateria . . . . .	42
2.8	Simulações e Análise Teórica . . . . .	45
2.8.1	Análise computacional . . . . .	45
2.9	Medições carregador de baterias . . . . .	46
2.10	Sistema de Estimção de Carga . . . . .	48
2.11	Considerações Finais . . . . .	60
<b>3</b>	<b>Modelagem Cinemática e Simulação</b>	<b>62</b>
3.1	Introdução . . . . .	62
3.2	Modelo cinemático direto do Sojourner-1 . . . . .	63
3.3	Simulação de manobras . . . . .	67
3.3.1	Manobra em forma de oito . . . . .	67
3.3.2	Manobra evasiva circular . . . . .	68
3.4	Considerações Finais . . . . .	69
<b>4</b>	<b>Dinâmica, Controle e Acionamento Elétrico</b>	<b>70</b>
4.1	Visão Geral . . . . .	70
4.2	Acionamento dos motores . . . . .	80
4.3	Arquitetura do Controle de Tração e de Esterçamento . . . . .	82
4.3.1	Sistema de Monitoramento . . . . .	85
4.4	Considerações Finais . . . . .	86
<b>5</b>	<b>Testes e Experimentos no robô móvel</b>	<b>87</b>
5.1	Experimentos com o robô Sojourner-1 . . . . .	87
5.2	Análise de manobras . . . . .	88
5.2.1	Manobra Evasiva Circular . . . . .	88

5.2.2	Manobra em forma de oito . . . . .	91
5.2.3	Ação evasiva em linha reta . . . . .	94
5.2.4	Manobra circular com raio de um metro e meio . . . . .	95
5.3	Software de Supervisão e Controle . . . . .	97
5.4	Considerações Finais . . . . .	99
<b>6</b>	<b>Conclusão Geral</b>	<b>100</b>
6.1	Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .	101
	<b>Referências</b>	<b>103</b>
	<b>Apêndice A – Disseminações</b>	<b>108</b>
A.1	Publicações relacionadas com o tema . . . . .	108
A.2	Publicações relacionadas com o grupo de pesquisa . . . . .	108
	<b>Apêndice B – Navegação segura do sistema</b>	<b>109</b>
B.1	Introdução . . . . .	109
B.2	Módulo Infra-Vermelho SHARP . . . . .	111
B.3	Instrumentação Inercial . . . . .	113
B.4	Mapa sensorial . . . . .	114
	<b>Apêndice C – Esquema Elétrico do Carregador de Baterias</b>	<b>116</b>
	<b>Apêndice D – Transformador de entrada para o Carregador de Ba- terias</b>	<b>118</b>
	<b>Apêndice E – Fotos do Sojourner-1</b>	<b>119</b>

# Lista de Figuras

1.1	Projeto da cadeira de rodas na UEL . . . . .	3
1.2	Etapas do projeto da cadeira de rodas . . . . .	4
2.1	Estrutura fundamental do conversor <i>Half-Bridge</i> . . . . .	11
2.2	Pulsos do conversor DC-DC no enrolamento primário do transformador . . . . .	11
2.3	Sentido da corrente do conversor <i>Half-Bridge</i> quando T1 e T2 são acionados . . . . .	12
2.4	Formas de onda no conversor <i>Half-Bridge</i> (ANICETO, 2010) . . . . .	13
2.5	Circuito equivalente a cada tipo de estado dos MOSFETs . . . . .	15
2.6	Sistema massa, mola e amortecedor . . . . .	19
2.7	Diagrama de Blocos do Carregador de Baterias . . . . .	22
2.8	Diagrama de blocos do UC3854 (UNITRODE, 2013) . . . . .	26
2.9	Modelo do UC3854 na saída do retificador . . . . .	29
2.10	Corrente e Tensão de entrada do carregador de baterias . . . . .	30
2.11	Potência Aparente no carregador de baterias . . . . .	30
2.12	Estrutura Fundamental do Conversor <i>Half-Bridge</i> . . . . .	31
2.13	Filtro RLC passa-baixas de saída do conv. <i>Half-Bridge</i> . . . . .	37
2.14	Módulos do Carregador de Baterias . . . . .	38
2.15	Circuito limitador de corrente de carga . . . . .	39
2.16	Driver para os MOSFETs IRF840 . . . . .	41
2.17	Medidor de nível de carga das baterias . . . . .	42
2.18	Curva de resposta do sensor ACS756 (ALLEGRO, 2011) . . . . .	43
2.19	Variação de carga das baterias . . . . .	44
2.20	Medidor de carga das baterias . . . . .	44

2.21	Modelo de simulação do carregador de baterias . . . . .	45
2.22	Saídas do conversor DC-DC a resposta em degrau . . . . .	46
2.23	Forma de onda de tensão no enrolamento primário . . . . .	47
2.24	Forma de onda de tensão no enrolamento secundário . . . . .	48
2.25	Circuito para drenar corrente fixa 1A . . . . .	50
2.26	Circuito para medição da corrente de carga e da tensão . . . . .	50
2.27	Tensão de descarga da bateria . . . . .	51
2.28	Corrente da bateria ao ser drenada com 1A . . . . .	52
2.29	Modelo da bateria de chumbo-ácido . . . . .	53
3.1	Robô móvel desenvolvido Sojourner-1 para testes . . . . .	63
3.2	Representação do plano de ref. global e local (MELO, 2007) . . . . .	64
3.3	Robô móvel com tração diferencial no plano global (MELO, 2007) . . . . .	65
3.4	Manobra em forma similar a um oito . . . . .	68
3.5	Simulação da ação evasiva circular . . . . .	69
4.1	Cadeira de rodas e as superfícies distintas . . . . .	70
4.2	Cadeira de rodas e os respectivos vetores . . . . .	71
4.3	Circuito equivalente do motor DC . . . . .	72
4.4	Resposta em degrau da fun. transf. do motor DC . . . . .	76
4.5	Resposta em impulso da fun. transf. do motor DC . . . . .	76
4.6	Resposta em degrau do modelo de espaço de estados . . . . .	79
4.7	Resposta impulsiva do modelo de espaço de estados . . . . .	79
4.8	Arquitetura do Controlador de Velocidade . . . . .	80
4.9	Ponte H de cada motor da cadeira de rodas . . . . .	81
4.10	Protótipo da Ponte H . . . . .	81
4.11	Diagrama de Blocos do Controlador da Cadeira . . . . .	82
5.1	Comparativo entre Trajetória Simulada e Real (Man Ev.) . . . . .	89
5.2	Erro entre as trajetórias real e simulada (M. Ev. Circular) . . . . .	90
5.3	Comparativo entre Trajetória Simulada e Real (Man. 8) . . . . .	92

5.4	Manobra em forma de oito bateria cheia . . . . .	93
5.5	Erro de trajetória real e simulada (Man. do oito) . . . . .	93
5.6	Análise da Trajetória Evasiva em linha reta . . . . .	94
5.7	Análise trajetória de raio um metro e meio . . . . .	96
5.8	Erro de trajetória real e simulada (Raio 1m) . . . . .	96
5.9	Software de Contole e Telemetria (Windows) . . . . .	97
5.10	Software de Contole e Telemetria (Linux) . . . . .	98
5.11	Diagrama de blocos do módulo APC220 . . . . .	98
5.12	Diagrama de casos de uso . . . . .	99
B.1	Sistema de varredura para detecção de obstáculos . . . . .	110
B.2	Diagrama de blocos do sensor IR SHARP (SHARP, 2012) . . . . .	111
B.3	Tensão analógica em função da distância do anteparo (SHARP, 2012)	112
B.4	Ilustração dos ângulos Psi, Theta e Phi . . . . .	114
B.5	Mapa Sensorial do ambiente simulado . . . . .	115
C.1	Carregador de Baterias . . . . .	117
D.1	Transformador Isolador para o Carr. de Baterias . . . . .	118
E.1	Robô móvel Sojourner-1 (região frontal) . . . . .	119
E.2	Robô móvel Sojourner-1 (região traseira) . . . . .	120

# Lista de Tabelas

2.1	Especificações do Carregador de Baterias . . . . .	22
2.2	Especificações do Retificador de Entrada . . . . .	23
2.3	Parâmetros do conversor DC-DC . . . . .	31
3.1	Características elétricas e mecânicas do Sojourner-1 . . . . .	63
3.2	Velocidade dos motores DC (manobra do oito) . . . . .	67
3.3	Velocidade dos motores DC (manobra evasiva) . . . . .	68
4.1	Parâmetros de cada motor DC . . . . .	75
5.1	Velocidades dos motores DC na trajetória evasiva . . . . .	88
5.2	Velocidade dos motores DC na trajetória em 8 . . . . .	91
5.3	Vel. dos motores DC na trajetória circular $Rc = 1.5m$ . . . . .	95

# Lista de Abreviaturas

**Ah** Ampere-hora

**DSC** Digital Signal Controller

**DSP** Digital Signal Processor

**RTC** Real Time Clock

**USB** Universal Serial Bus

**RNA** Rede Neural Artificial

**DC** Corrente Contínua

**AC** Corrente Alternada

**UEL** Universidade Estadual de Londrina



# Convenções e Lista de Símbolos

Na notação das fórmulas, as seguintes convenções foram utilizadas:

- **A,B,C,D** Letras maiúsculas em negrito são matrizes
- $R_A$  Resistência da Armadura
- $L_A$  Indutância da armadura
- $K_t$  Constante de torque
- $K_b$  Constante da FCEM
- $J_m$  Momento de inércia
- $B_m$  Atrito viscoso
- $\omega_{max}$  Velocidade angular máxima
- $N$  Relação de transmissão
- $N_1$  Número de espiras no primário do transformador
- $N_2$  Número de espiras no secundário do transformador
- $J_L$  Momento de inércia da carga
- $B_L$  Atrito viscoso da carga
- $P_{IN}$  Potência de Entrada
- $V_{AC(\min)}$  Tensão AC mínima
- $V_{AC(\max)}$  Tensão AC máxima
- $V_{pk}$  Tensão pico
- $V_{pk_a}$  Tensão de pico efetiva
- $V_{pk_a}$  Tensão de pico efetiva
- $V_{C_{x\min}}$  Tensão do capacitor mínima
- $V_{C_{x\min}}$  Tensão do capacitor máxima
- $V_{C_{xpk}}$  Tensão de pico do capacitor
- $i_{chg}$  Corrente de carga do capacitor
- $i_{cefaf}$  Corrente de carga efetiva

- $i_{pk}$  Corrente de pico
- $I_{cef}$  Corrente eficaz no capacitor (retificador)
- $I_{def}$  Corrente eficaz no diodo (retificador)
- $I_{dpeak}$  Corrente de pico no diodo (retificador)
- $I_{dmd}$  Tensão máxima nos diodos (retificador)
- $I_{dpico}$  Corrente média nos diodos (retificador)
- $C_{eq}$  Capacitor Equivalente
- $V_{emin}$  Tensão mínima de barramento
- $V_{emax}$  Tensão máxima de barramento
- $V_{CRSE}$  Variação de tensão do capacitor devido a RSE
- $B_x$  Campo magnético do transformador
- $f_s$  Frequência de chaveamento dos transistores
- $n_{cap}$  Número de capacitores
- $A_p$  Produto das áreas do transformador
- $A_e$  Área efetiva do transformador
- $A_l$  Área lateral do transformador
- $N_p$  Número de espiras no primário
- $N_s$  Número de espiras no secundário
- $L_p$  Indutância do primário do transformador
- $L_s$  Indutância do secundário do transformador
- $I_{prms}, I_{srms}$  Correntes eficazes no transformador no primário e secundário
- $D_{max}$  Ciclo de trabalho máximo
- $D_{min}$  Ciclo de trabalho mínimo
- $J$  Densidade de corrente no transformador
- $N_l$  Número de espiras
- $J_m$  Densidade de corrente
- $U_{en}$  Entreferro do núcleo
- $V_{RPM}$  Velocidade do motor em RPM
- $n_{pulsos}$  Número de pulsos por segundo
- $k$  Constante elástica da mola

# 1 Introdução

Atualmente, a comunidade científica possui interesse em aprimorar acessibilidade do dia-a-dia para pessoas com deficiência física relacionadas com a paralisia total ou parcial dos membros superiores e inferiores (braços e pernas) (FERREIRA, 2008). Alguns fatores como, por exemplo, envelhecimento da população mundial e aumento do número de portadores de deficiência física tornam necessário desenvolver recursos para auxiliar estes indivíduos. Para isso, a cadeira de rodas é um recurso que permite solucionar parcialmente o problema de locomoção das pessoas com deficiência de mobilidade nas pernas (CHU et al., 2004) (FANG et al., 2011).

Inicialmente, os primeiros modelos puramente mecânicos de cadeiras de rodas eram muito pesadas e assim levando rapidamente à exaustão do usuário. Para sanar tal desvantagem, muitos projetos foram desenvolvidos, na comunidade científica, com o intuito de minimizar ou eliminar completamente o esforço físico do usuário da cadeira de rodas na tarefa da locomoção (CHONG; HONG, 2008) (TIAN; XU, 2009). Diversas soluções foram desenvolvidas para atingir este objetivo; uma das soluções possíveis avaliadas inicialmente foi de incluir um sistema de *joystick* para comandar um motor elétrico acoplado nas rodas da cadeira. Soluções mais recentes que utilizam a língua do usuário na tarefa de controlar a cadeira (LUND et al., 2010).

Como entretanto, existem alguns casos de deficiência física do tipo paraplegia que impedem a pessoa de mover os braços para utilizar o *joystick*, então uma solução alternativa foi estudada na comunidade científica que é o uso de um sistema de sopro-sucção através de um tubo pitot (i.e., dispositivo capaz de medir a velocidade de escoamento) a qual é capaz de substituir o papel do *joystick* na tarefa de comandar os motores da cadeira (COOPER, 1995). Um aspecto a explorar no projeto de acionamento elétrico é o emprego de um controlador PID, para permitir o acionamento suave do motor e assim economizando energia da

bateria por meio da redução de picos de correntes na partida ou no movimento do eixo do motor. Uma nova técnica desenvolvida por (FANG et al., 2011) consiste em utilizar um sistema de rodas capaz de subir e descer escadas. A validação de uso desta técnica virá aumentar ainda mais a acessibilidade das pessoas com deficiências do tipo paraplégicas.

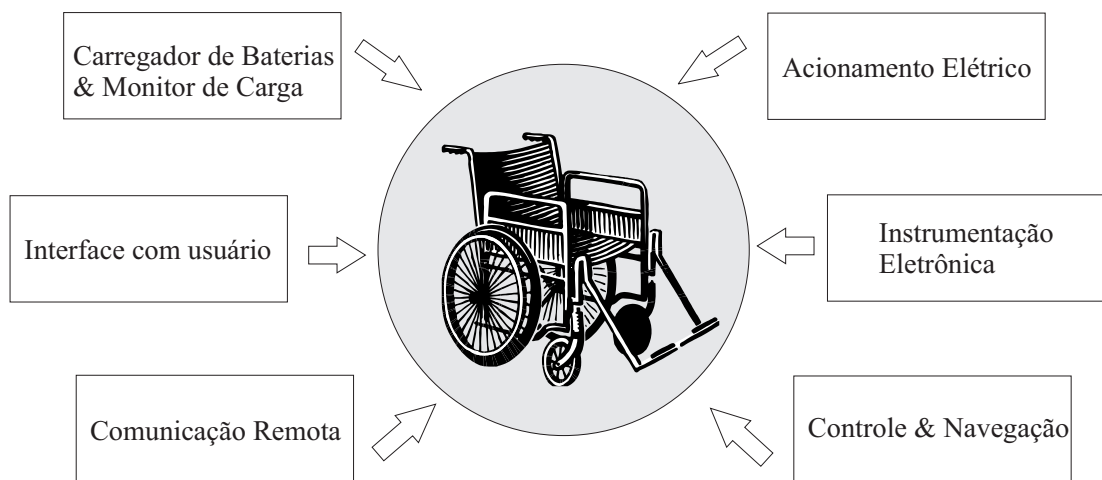
As cadeiras de rodas geralmente utilizam dois motores de corrente contínua e estes requerem um sistema eletrônico capaz de comandar e ajustar de forma independente a velocidade de cada motor diante de uma superfície na qual a cadeira de rodas está se movendo. Um evento de alto risco que uma cadeira de rodas pode apresentar é o fenômeno do deslizamento assimétrico o qual ocorre quando uma das rodas encontra uma superfície molhada ou então com baixo coeficiente de atrito cinético. Quando isto ocorre, a cadeira tende a deslizar para um lado não mais se mantendo em linha reta o que se constitui em um potencial de perigo de capotamento para o paciente e usuário da cadeira de rodas. Um controlador digital será desenvolvido neste trabalho para aprimorar a segurança por meio de controle de frenagem e velocidade e seus resultados serão discutidos.

Em adição aos pontos já discutidos anteriormente, nas cadeiras de rodas elétricas é necessário utilizar baterias de chumbo ácido no fornecimento de energia elétrica para os motores de corrente contínua e para a eletrônica interna da cadeira de rodas. Por esta razão, um dos aspectos a ser explorado neste trabalho será o desenvolvimento de um carregador de baterias para o protótipo da cadeira de rodas. As fontes de alimentação chaveadas são consideradas a melhor solução técnica para esta aplicação devida a sua alta eficiência de conversão em comparação com as fontes lineares (AHMED, 1999). Na tecnologia da Eletrônica de Potência, tem crescido o interesse, na comunidade científica, por fontes de energia alternativa as quais envolvem projetos de conversores estáticos. Entretanto, muitos desses sistemas, envolvem o projeto de fontes de tensão que precisam ter alta estabilidade (MANIKTALA, 2006) (POMILIO, 1998) (N.; M.; P., 1995).

Como os motores da cadeira de rodas precisam de um sistema de controle de tração determinístico, então, a teoria de controle digital é aplicada no projeto de fontes chaveadas com o objetivo de desenvolver fontes estáveis que apresentam tensão de saída e corrente constantes em que pesem as perturbações oriundas das cargas externas nestas fontes. Uma área da Eletrônica de Potência que tem sido investigada, com muito interesse é o uso de conversores utilizando painéis sola-

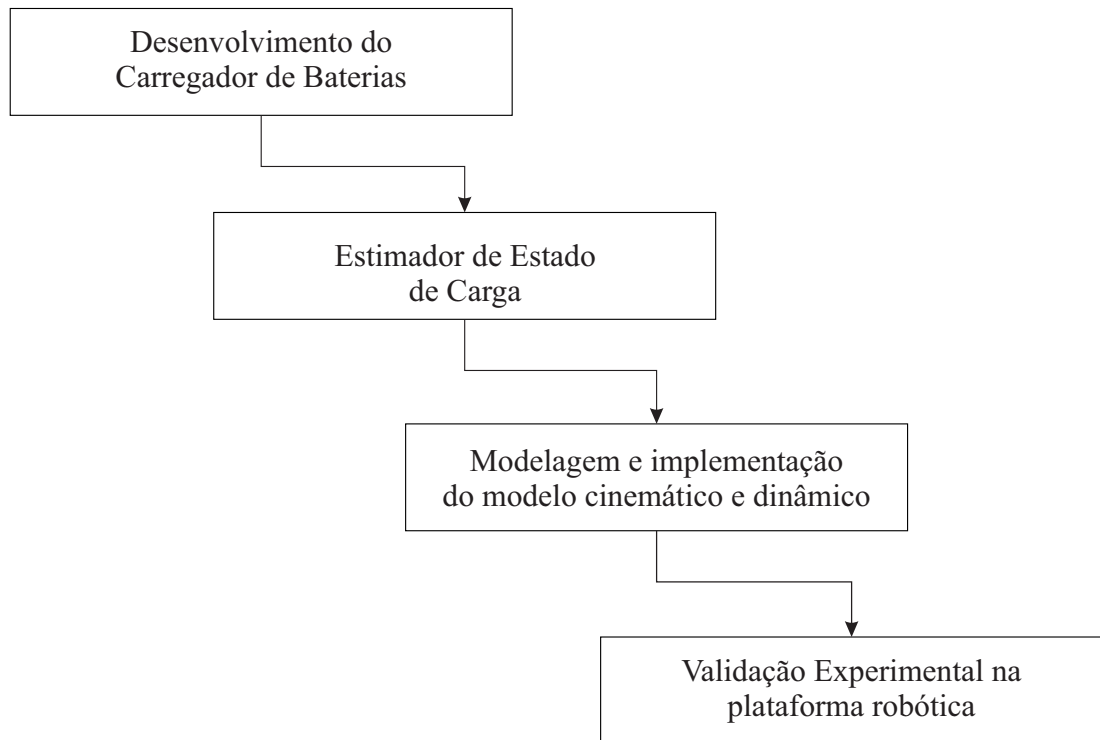
res. Devido à baixa eficiência destes sistemas, controladores utilizando técnicas de Inteligência Artificial e Lógica Fuzzy tem sido utilizados para maximizar a eficiência da conversão de energia solar em elétrica através do controle inteligente de posicionamento dos painéis solares (XIAOFENG et al., 2001) (TORRES; ANTUNES; REIS, 1998) (NARRI; MUMMADI, 1999) (LIMA et al., 2000) (OTIENO; NYAKOE; WEKESA, 2009) (LIN, 1997).

No Laboratório de Automação e Robótica existe um projeto em andamento que consiste em modernizar uma cadeira de rodas incluindo nas mudanças de projeto os requisitos da Figura 1.1:



**Figura 1.1:** Projeto da cadeira de rodas na UEL

Neste trabalho, em específico, o projeto existente da cadeira de rodas desenvolvido no laboratório de Automação e Robótica será aperfeiçoado incluindo-se o sistema de acionamento elétrico capaz de sincronizar e balancear a velocidade das duas rodas de tração através de técnicas de controle digital e de processamento digital de sinais que serão aplicadas permitindo que a cadeira de rodas possa se mover corretamente mesmo quando da presença de obstáculos em seu caminho. Para este fim, um módulo infra-vermelho integrado ao sistema de acionamento elétrico será acrescentado. Assim espera-se com esta Dissertação, contribuir ao desenvolvimento do projeto básico da cadeira de rodas, e abrindo novas linhas de Pesquisa e Desenvolvimento para trabalhos futuros. Para ilustrar as etapas envolvidas neste projeto, em específico, a Figura 1.2 apresenta o ciclo do desenvolvimento adotado para atingir o objetivo proposto nesta introdução.



**Figura 1.2:** Etapas do projeto da cadeira de rodas

Além disso, uma contribuição importante desta pesquisa é que se pode implementar todos estes sistemas desenvolvidos diretamente em uma cadeira de rodas ao invés da plataforma robótica desenvolvida para testes. Este aspecto permite desenvolver futuras pesquisas nesta área na comunidade científica. As cadeiras de rodas comerciais são similares do ponto de vista mecânico com a plataforma robótica desenvolvida e testada neste projeto.

## 1.1 Motivação e Justificativas

Conforme apresentado na introdução, a razão do desenvolvimento deste trabalho de mestrado visa desenvolver os meios para tornar o dia-a-dia mais acessível para as pessoas tetraplégicas. Além disso, devido acionamento unicamente manual das cadeiras de rodas mais antigas assim tornando-as não-práticas para o usuário tetraplégico, é desenvolvido neste trabalho um controlador utilizando sopro e sucção tal que seja possível mesmo ao usuário tetraplégico comandar sozinho o movimento da cadeira.

Neste trabalho, foi utilizado como ponto de partida uma cadeira de rodas comercial pré-equipada com um sistema de *joystick* para o seu controle do movimento. Assim, a eletrônica foi removida e modificada de modo que a cadeira de rodas existente se tornasse capaz de se locomover pelo o sistema de sopro e

sucção. Os testes de verificação do sistema de controle foram validados experimentalmente em um robô semi-autônomo batizado de Sojourner-1, desenvolvido com base no robô Sojourner que explorou a superfície do planeta Marte (TEAM, 1997), montado em uma base fixa de acrílico.

Devido ao fato de as cadeiras comerciais serem sistemas fechados, nesta Dissertação de Mestrado é também feita a abertura do projeto elétrico e mecânico da cadeira de rodas para permitir que outros membros da comunidade científica e hospitais possam continuar o desenvolvimento deste novo projeto. No Brasil, existe uma carência de projetos nacionais nesta área específica.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Atualmente, o pleito de tornar o mundo externo mais acessível para pessoas portadoras de tetraplegia tem sido um alvo de interesse na comunidade científica. Nesta seção, serão discutidos os principais trabalhos publicados em periódicos internacionais referentes a este tema. Como referência, utilizou-se a base de dados do IEEE e ISI Web of *Knowledge* para as pesquisas.

A tetraplegia, propriamente dita, consiste na paralisia total ou parcial dos membros superiores e inferiores do indivíduo (ANDERSON; BOHLMAN, 1992) (EFTHI-MIOU et al., 1981) (MCDONALD; SADOWSKY, 2002). As causas para este problema normalmente estão associadas a acidentes, falhas congênitas e algumas doenças degenerativas (TORG et al., 1986). A pessoa nessas condições apenas possui o movimento da cabeça, e assim com base nessa característica é elaborada uma estratégia para controlar o movimento da cadeira de rodas.

Uma das técnicas desenvolvidas recentemente, em 2010, pelo o pesquisador (LUND et al., 2010) consiste em utilizar um aparato dental composto por uma série de sensores indutivos capazes de detectar o toque da língua e enviar um sinal de controle para os motores da cadeira permitindo a sua movimentação. Outro trabalho importante e correlacionado com este tema, desenvolvido por (MAZO, 2001) (MAZO et al., 2002), é o projeto SIAMO (Sistema Integral para Auxílio a Mobilidade).

O projeto SIAMO, propriamente dito, consiste em desenvolver uma cadeira de rodas, composta de vários sistemas integrados, capazes de permitir a locomoção

de pacientes tetraplégicos usando reconhecimento de comandos faciais (i.e., piscar dos olhos e movimentar da pupila) comandando os motores através de um sistema de comando por sopro e sucção. No laboratório de Automação e Robótica fora anteriormente desenvolvido um trabalho utilizando o sistema de sopro e sucção com o auxílio de um sensor de pressão e um microcontrolador da família PIC16 da Microchip (FERREIRA, 2008). Tal metodologia tem mostrado bons resultados nos dois projetos do SIAMO e do laboratório de Automação e Robótica.

Outro paradigma promissor e explorado, na comunidade científica, para o controle do movimento da cadeira de rodas, consiste em utilizar uma interface cerebral, por meio de técnicas da eletroencefalografia (EEG), capaz de gerar o sinal de comando dos motores permitindo a movimentação. Este tema, em específico, foi explorado por (CHOI; SATO; KOIKE, 2006) e incluindo testes desde sistema em alguns pacientes. Através de uma série de treinamentos e exercícios mentais foi possível obter bons resultados com uma taxa de sucesso em torno de 98.4%.

Para que a técnica de comandar o movimento da cadeira de rodas por EEG funcione corretamente torna-se imprescindível desenvolver um protocolo e algoritmos de reconhecimento de padrão, com o auxílio de um processador digital de sinais, para esta tarefa. Esta questão foi explorada por (HUANG et al., 2012) onde foi desenvolvido um protocolo e algoritmo utilizando reconhecimento de padrão por redes neurais artificiais. Neste trabalho, a taxa de sucesso foi ligeiramente menor do que a de (CHOI; SATO; KOIKE, 2006) tendo 96.15%. Dois anos mais tarde, trabalho de (CHONG; HONG, 2008) foram obtido bons resultados utilizando este sistema após modificar uma cadeira de rodas comercial simples.

Apesar de não ser o estudo específico desta Dissertação, uma das técnicas exploradas na comunidade científica para locomoção de pacientes paraplégicos consiste em utilizar um sistema composto por vários sensores de força capazes de determinar o centro de gravidade do paciente da cadeira de rodas. Com isso, é possível comandar a cadeira através de posições posturais. Este tema, em específico, foi explorado por (FAN et al., 2011). Uma derivação de conceito poderia ser implementado em uma cadeira de rodas para portadores de tetraplegia utilizando um giroscópio para medir a inclinação da cabeça e comandar os motores. No artigo de (MACIOROWSKI; CALLENDER; ENDERLE, 2002) um conceito parecido é utilizado com base em um head switch e um painel de LEDs para mostrar o movimento da cadeira de rodas.



Abordando agora a questão da energia de bordo na tarefa de medir e estimar a carga das baterias de chumbo ácido livre em tempo real, da cadeira de rodas, algumas pesquisas correlacionadas a este ramo foram desenvolvidas na Engenharia Automobilística. Um dos trabalhos mais relevantes a este tipo de aplicação é o de (BHANGU et al., 2005) onde foi utilizado o Filtro de Kalman para fazer a estimação da carga da bateria e a sua vida útil atual. Nos testes informais de carga em uma bateria VRLA realizados por este autor foram obtidos bons resultados (i.e., acuracidade de 2% em média) mostrando-se promissora a aplicação do Filtro de Kalman para esta tarefa.

Na tecnologia de Controle Digital a função de transferência de uma planta a ser controlada é importante ser conhecida pois a partir dela pode se prever a resposta do sistema tornando-se então possível projetar controladores utilizando técnicas como: Projeto de sistemas no espaço de estados, lugar das raízes e etc (OGATA, 2003). Mas, também existem sistemas não lineares, os quais requerem técnicas além do controle clássico para controladores que estabilizem o sistema (DIAZ; SORIANO, 2007).

Algumas destas técnicas alternativas são embasadas em Inteligência Artificial ou Controle Adaptativo. Assim com os desenvolvimentos na área de Inteligência Artificial, nas últimas décadas, foi possível desenvolver controladores baseados em lógica *Fuzzy* e Redes Neurais Artificiais (RNA) permitindo com que o projetista tenha recursos para desenvolver sistemas onde não se conhece, ou mesmo não é possível, modelar a sua função de transferência (MUHAMMAD, 2001).

O controle digital utilizando técnicas de Inteligência Artificial (i.e., Redes Neurais Artificiais e Lógica *Fuzzy*) possui características importantes. Por exemplo, quando não se conhece a função de transferência de uma planta a ser controlada, e para se treinar uma rede neural artificial (RNA) é possível treinar por observação e realizar diversas simulações em ambientes computacionais como, por exemplo, o MATLAB/Simulink. No trabalho de (LIMA et al., 2000) foi desenvolvida a rede neural e depois esta foi programado no microcontrolador. Com este procedimento (LIMA et al., 2000) foi possível obter bons resultados.

Porém, é importante ressaltar a questão que os controladores utilizando redes neurais e lógica *Fuzzy*, por exemplo, demoram para permitir ao Sistema em Controle a atingir seu o regime permanente (HSU; LIN; CHENG, 2006). Em outro

trabalho, em (HSU; LIN; CHENG, 2006) foi explorada uma técnica onde o controlador de RNA trabalha junto com um controlador supervisor, assim permitindo uma excelente aproximação do controlador PI ideal. Os resultados usando esta técnica foram até mesmo superiores ao do controlador PI, de acordo com (HSU; LIN; CHENG, 2006).

## 1.3 Metodologia

Para desenvolver este trabalho, utilizou-se o ambiente MATLAB e as ferramentas Geady (IDE), Eclipse, Arduino e o AVR Studio para a programação dos microcontroladores utilizados. Os microcontroladores utilizados predominantemente neste trabalho foram o ATmega2560 e ATmega320. Inicialmente, um kit DSPIC da Exsto estava sendo utilizado mas devido a limitações técnicas fez-se a migração para a família Atmel.

O carregador de baterias, foi projetado utilizando a ferramenta PCAB para elaborar o layout das placas de circuito impresso e o OrCAD para o desenho dos diagramas elétricos. Ao medir o circuito, utilizou-se um osciloscópio digital AGILENT DSO1052B e um analógico Minipa para coleta de formas de onda no circuito.

## 1.4 Objetivos

Os principais objetivos deste projeto são:

1. Desenvolver um sistema de recarga e monitoramento das baterias sobre o estado real da bateria
2. Desenvolver um sistema capaz de sincronizar e balancear a velocidade das duas rodas através de técnicas de controle digital
3. Aplicar técnicas de controle digital e reconhecimento de padrão, por meio de um utilizando sistema de controle embarcado, coordenando adequadamente o movimento da cadeira perante um obstáculo
4. Inclusão de sensores capazes de detectar obstáculos visando melhorar a segurança

## 1.5 Organização da dissertação

Este trabalho de mestrado é dividido em sete capítulos fundamentais. A revisão bibliográfica do embasamento teórico necessário ao desenvolvimento do trabalho está contida nas introduções dos capítulos correspondentes e não se encontra em um único capítulo inicial como tradicionalmente utiliza-se em trabalhos científicos similares. Devido a extensão da abortagem neste projeto de pesquisa não foi utilizado este estilo de apresentação para facilitar o entendimento do leitor.

**Capítulo 1 Introdução** Apresenta o escopo da Dissertação, seus objetivos e a revisão bibliográfica situada na literatura existente.

**Capítulo 2 Carregador de baterias e análise de estado de carga** O desenvolvimento do carregador de baterias, embasado no conversor Half-Bridge, será apresentado em conjunto com um modelo de estimação de estado de carga.

**Capítulo 3 Dinâmica, Controle e Acionamento Elétrico** O sistema de controle dos motores DC utilizados tanto no robô móvel Sojourner-1 quanto na cadeira é apresentado. Além disso, a ponte H desenvolvida para a cadeira de rodas é apresentada.

**Capítulo 4 Modelagem Cinemática e Simulação** O modelo de cinemática direta utilizado na odometria do robô móvel Sojourner-1 será discutido em conjunto com a simulação de manobras.

**Capítulo 5 Testes e Experimentos no Sojourner-1** Com base no modelo de cinemática direta apresentado no capítulo anterior, implementou-se este modelo no robô móvel e os testes reais com as manobras simuladas foram realizados e comparados com a simulação. Além disso, os softwares de controle manual e telemetria é apresentado neste capítulo.

**Capítulo 6 Conclusão** Contém a conclusão da Dissertação de Mestrado e sugere as linhas dos trabalhos futuros a serem seguidos por outros pesquisadores.

## 2 Carregador de baterias e estimador de estado de carga

O projeto e os testes do carregador de baterias da cadeira de rodas e do circuito destinado a monitorar o estado de carga será apresentado neste Capítulo. Inicialmente serão apresentados alguns conceitos fundamentais para os leitores que não são profissionais da área de Engenharia Elétrica.

### 2.1 Conceitos Fundamentais

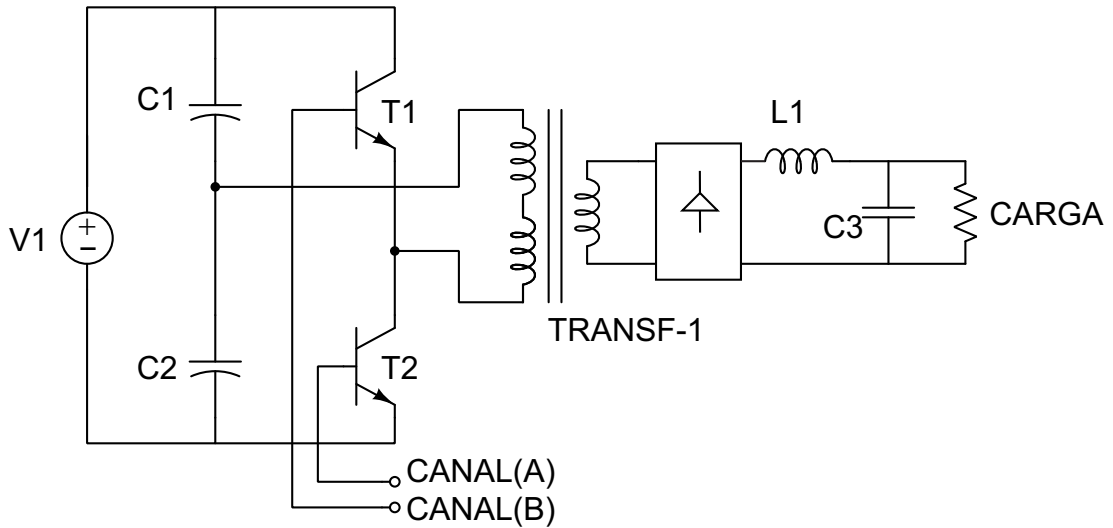
Este capítulo apresenta alguns conceitos fundamentais para este trabalho que incluem a discussão de topologias de conversores DC-DC e modelagem do conversor DC-DC em meia-ponte usando equacionamento de espaço de estados.

#### 2.1.1 Conversores DC-DC

A conversão DC-DC é uma técnica utilizada em Eletrônica de Potência consistindo em utilizar um circuito eletrônico capaz de receber uma tensão DC na entrada e permitir que a saída deste circuito eletrônico possa ter uma tensão DC mais alta ou mais baixa do que a de entrada (MUHAMMAD, 2001).

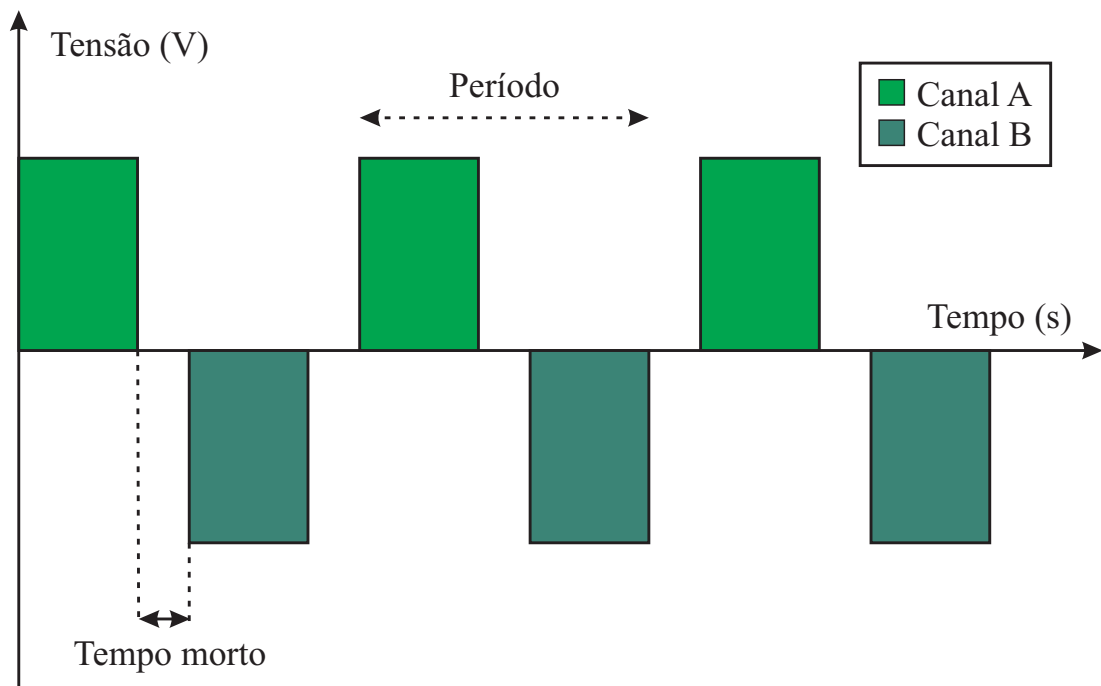
Atualmente, existem muitas topologias diferentes capazes de realizar esta tarefa (PRESSMAN, 1997). As principais topologias para conversores DC-DC que abaixam a tensão de entrada são: *Foward*, *Foward-2T*, *Full-Bridge*, *Half-Bridge* e *Push-Pull*. Neste trabalho, escolheu-se a topologia do tipo *Half-Bridge* devido a melhor relação entre potência e custo de fabricação.

De acordo com (MUHAMMAD, 2001), o conversor *Half-Bridge* possui a seguinte estrutura apresentada pela a Figura 2.1.



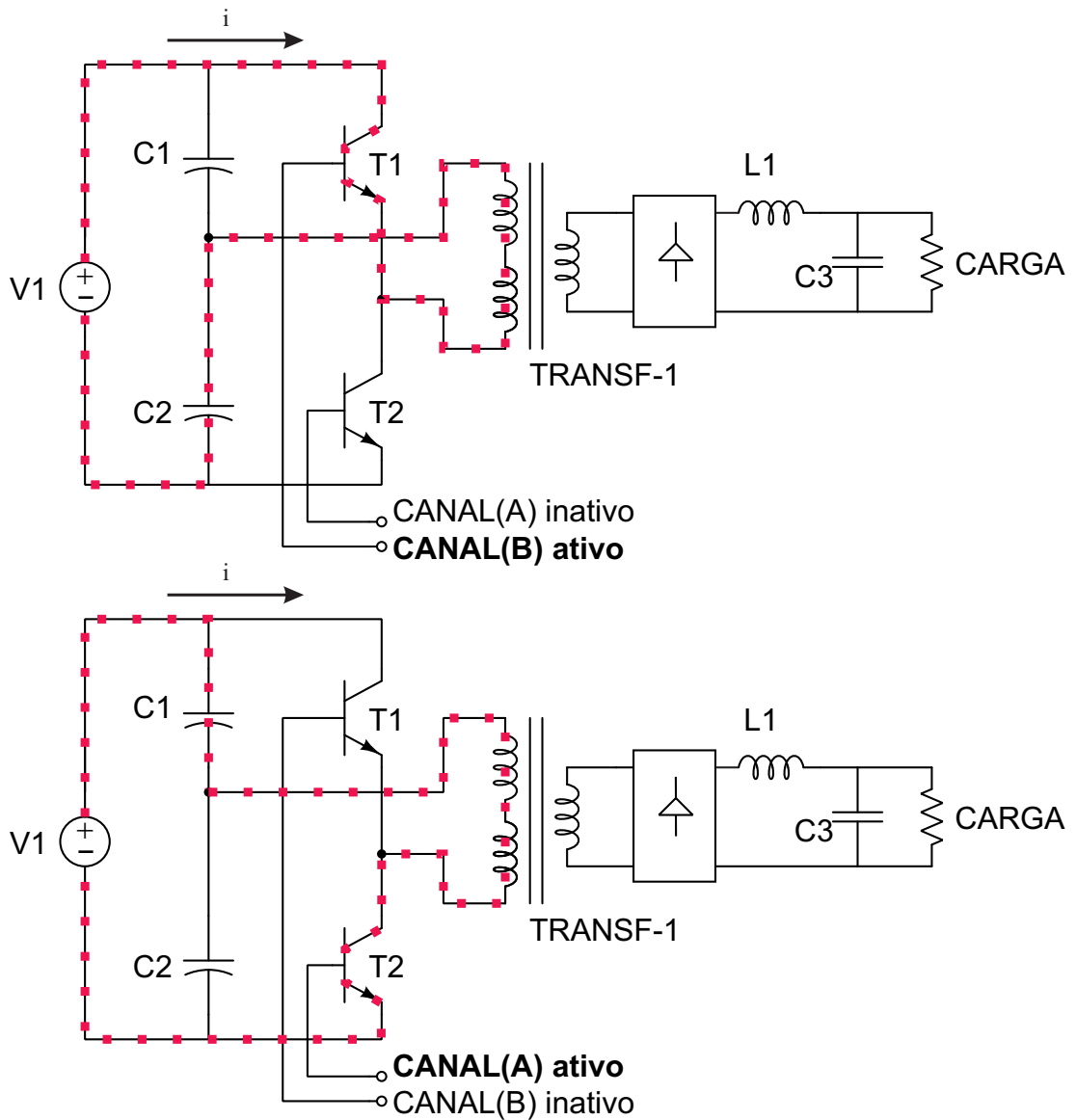
**Figura 2.1:** Estrutura fundamental do conversor *Half-Bridge*

Este conversor DC-DC, assim como os outros citados anteriormente, realiza a conversão DC-DC através de pulsos alternados, fornecidos pelos os canais A e B, que ocorrem nos transistores T1 e T2. Estes pulsos, propriamente dito, são ilustrados pelo o gráfico apresentado na Figura 2.2.



**Figura 2.2:** Pulsos do conversor DC-DC no enrolamento primário do transformador

Pode-se observar neste gráfico apresentado que os transistores T1 e T2 são acionados alternadamente. Além disso, um tempo morto é muito importante estar presente para evitar que os dois transistores entrem em condução simultaneamente resultado em um curto circuito na fonte DC de entrada V1.



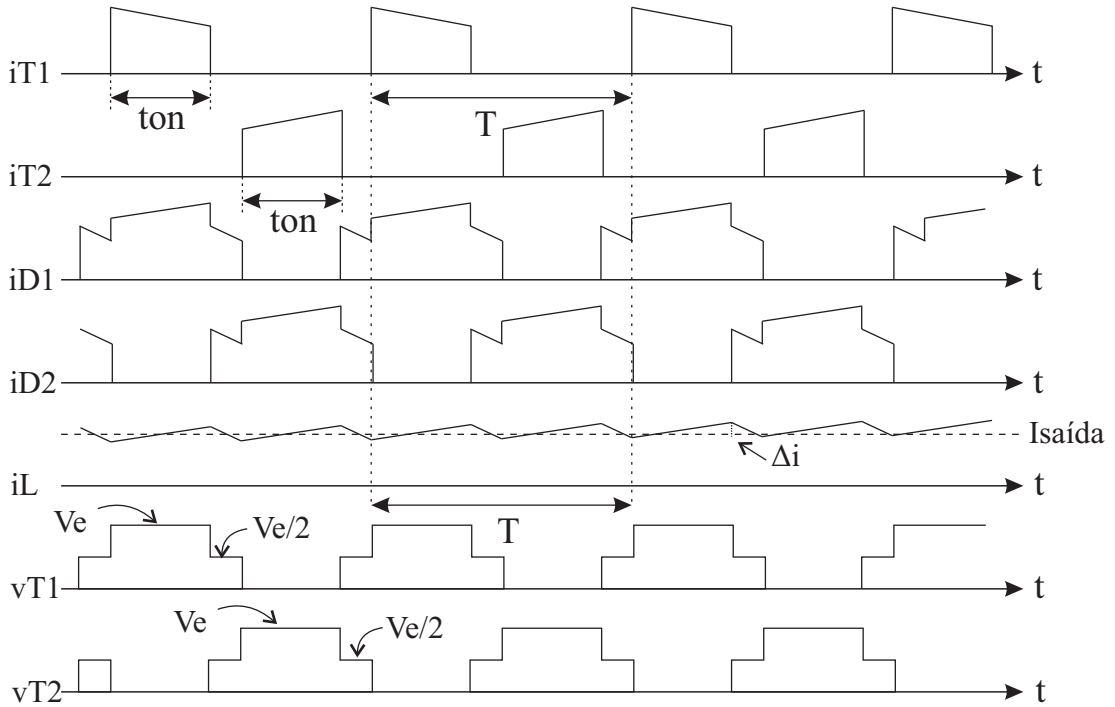
**Figura 2.3:** Sentido da corrente do conversor *Half-Bridge* quando T1 e T2 são acionados

Como os transformadores não reduzem ou aumentam uma tensão DC, devido ao fato de necessitarem um fluxo magnético variável no núcleo (i.e., lei de Faraday) (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2010) (BOYLESTAD, 2010). A Equação (2.1) apresenta como a tensão induzida  $\varepsilon$  nas espiras de um transformador é calculada.

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi_B}{dt} \quad (2.1)$$

Para ilustrar o funcionamento do conversor *Half-Bridge*, a Figura 2.3 apresenta o sentido que a corrente elétrica percorre quando cada um dos transistores de potência é acionado.

As formas de onda de tensão e corrente nos pontos identificados anteriormente no conversor *Half-Bridge* é apresentada pela a Figura 2.4.

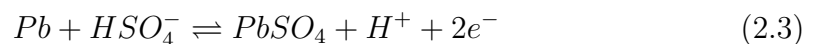
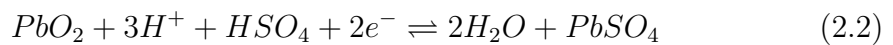


**Figura 2.4:** Formas de onda no conversor *Half-Bridge* (ANICETO, 2010)

Este conversor possui o princípio de funcionamento similar ao *Foward-2T* e *Push-Pull*, onde ambos tem os transistores ligados alternadamente. Quando T1 está ativo, é aplicado ao primário do transformador uma tensão positiva, e quando T2 está ativo é aplicado ao primário uma tensão negativa. A ligação de dois capacitores em série e dois transistores, permite ter no primário uma tensão que é igual a metade da tensão da entrada (ANICETO, 2010).

### 2.1.2 Funcionamento da Bateria de Chumbo-Ácido

A bateria de chumbo ácido quando é recarregada ou descarregada possui uma reação química em cada eletrodo positivo e negativo dada pelas as equações (2.2) e (2.3) respectivamente (CROMPTON, 2000).



Combinando as duas equações químicas a fim de gerar uma equação geral que descreve a reação química ocorrida no interior da bateria esta é dada pela a

equação (2.4) (CROMPTON, 2000):



Quando as células da bateria de chumbo ácido são recarregadas, a primeira reação que ocorre é a apresentada na Equação (2.4). Com isso, a divisão das partículas de sulfato de chumbo serão eletroquimicamente convertidas em uma esponja chumbo no eletrodo negativo e levará o dióxido no eletrodo positivo pela condução fonte de corrente através da bateria (CROMPTON, 2000).

Com as células se aproximam da recarga completa, onde a maioria do sulfato de chumbo foi convertido em óxido de chumbo, as reacções de sobrecarga ocorre. Para as células de chumbo-ácido típicas, o resultado destas reacções é a produção de hidrogênio e gás de oxigênio e conseqüente perda de água (CROMPTON, 2000). Este fenômeno é perigoso devido ao risco de explosão do hidrogênio devido a sua baixa energia de ativação.

As placas negativas são feitas de chumbo esponjoso como o seu material ativo, enquanto que as placas positivas da célula de chumbo-ácido são feitas de um material ativo de dióxido de chumbo castanho. As placas são imersos num eletrólito de ácido sulfúrico diluído (CROMPTON, 2000).

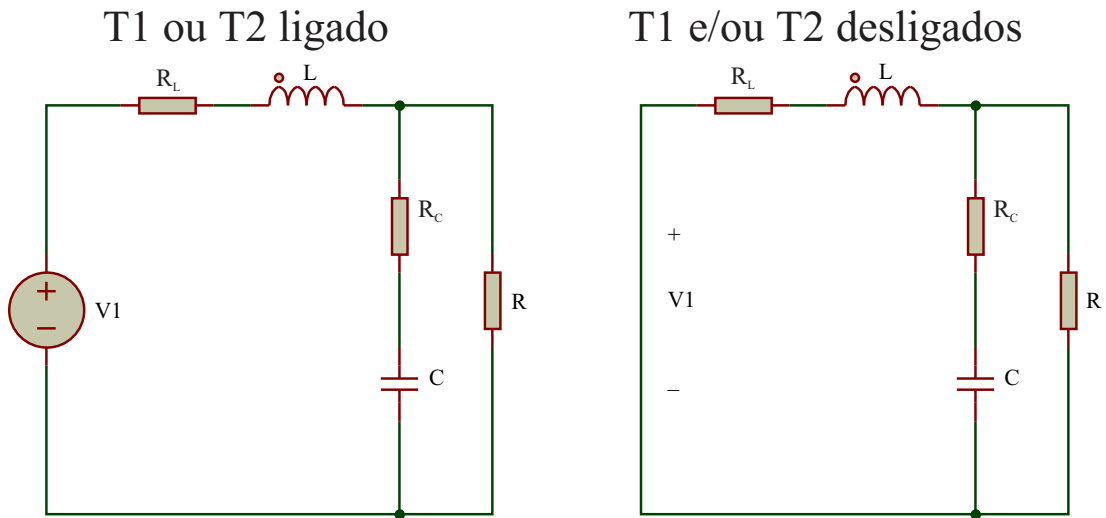
A positiva tubular consiste em hastes de chumbo antimônio, que são cercadas por capas de um material poroso inerte como polímero Politereftalato de Etileno (PET). Os espaços anulares nos tubos dos anéis e em torno das hastes estão cheios com o dióxido de material de chumbo activo. No caso do projeto de placa plana, a placa é feita de liga de chumbo com grades reticulados contendo dióxido de chumbo (CROMPTON, 2000).

A placa negativa da célula tubular, que deve se combinar a capacidade elétrica da placa positiva, para permitir a reação química eficiente talte lugar, é de uma concepção semelhante à da placa plana positiva, mas os reticulados neste caso são enchidos com um esponja de chumbo puro. As placas positivas e negativas são colocados em um recipiente, sendo cada positivo colocado ao lado de um negativo e assim por diante. Na célula de chumbo-ácido, há sempre um número ímpar de placas, o extra de ser um negativo. Portanto, em uma célula treze células, haverá sete placas negativas e seis positivas (CROMPTON, 2000).



### 2.1.3 Função de Transferência e Controle

No conversor *Half-Bridge*, utilizado no carregador de baterias deste projeto, se faz necessário modelar e levantar a sua função de transferência. Nas obras de (N.; M.; P., 1995) e (LERNVALL; OLSSON, 2006) esta técnica é apresentada e foi utilizada nesta Dissertação para projetar o controlador do referido conversor DC-DC. Para isso, é necessário equacionar o circuito para cada estado dos transistores MOSFETs (i.e., ligado ou desligado) e utilizar na sequência a técnica conhecida como média dos estados ou também chamada *dstate space averaging* na língua inglesa. A Figura 2.5 apresenta os circuitos equivalentes quando um dos MOSFETs estão ligados e quando estão desligados.



**Figura 2.5:** Circuito equivalente a cada tipo de estado dos MOSFETs

Nos esquemáticos apresentados na Figura 2.5 vale a pena ressaltar que a variável  $V_1$  corresponde a tensão de entrada após ser retificada do estágio de saída do transformador; a  $r_L$  refere-se a resistência elétrica em série do indutor e do diodo do retificador de onda completa;  $L$  e  $C$  correspondem ao indutor e capacitor do filtro de saída respectivamente; Finalmente a variável  $R$  simboliza a carga de saída do conversor *Half-Bridge*.

Em cada tipo de estado, os circuitos apresentados na Figura 2.5 possuem uma variável de estado  $\mathbf{x}$  formada pela a corrente no indutor  $x_1$ , e pela tensão no capacitor  $x_2$ . Com base neste princípio, a Equação (2.5) e a Equação (2.6) descrevem cada um dos circuitos elétricos circuito da Figura 2.5.

$$-V_1 + L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (2.5)$$

$$-x_2 + Cr_C \dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (2.6)$$

Quando um dos MOSFETs T1 ou T2 entra em condução a tensão  $V_1$  de entrada é dada pela Equação (2.7):

$$V_1 = \frac{V_D N_2}{2 N_1} \quad (2.7)$$

A equação (2.7) somente é válida se um dos MOSFETs estiverem em condução. Caso o conversor DC-DC esteja inoperante a tensão  $V_1$  deverá ser considerada igual a zero.

Com base na Equação (2.5) e na Equação (2.6) é possível representar na forma matricial uma nova equação que descreve o conversor DC-DC com T1 ou T2 em condução. Então, a Equação (2.8a) e a Equação (2.8b) representa o sistema na forma matricial (LATHI, 2009) (LERNVALL; OLSSON, 2006).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 V_d \quad (2.8a)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 V_d \quad (2.8b)$$

Nestas equações, as matrizes  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  e  $B_2$  são dadas por (LATHI, 2009):

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_r C + R_r L + r_c r L}{L(R+rC)} & -\frac{R}{L(R+rC)} \\ \frac{R}{C(R+rC)} & -\frac{1}{C(R+rC)} \end{bmatrix} \quad (2.9a)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{N_2}{2N_1 L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9b)$$

$$\mathbf{B}_2 = 0 \quad (2.9c)$$

Nas duas situações em que T1 ou T2 estiverem conduzindo a tensão de saída do conversor  $V_o$  deverá ser dada por (LERNVALL; OLSSON, 2006):

$$V_o = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \quad (2.10)$$

$$V_o = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} \quad (2.11)$$

Uma observação importante a fazer em relação as duas equações anteriores é que ela é válida se as condições iniciais forem não-nulas. No caso onde a corrente do indutor  $x_1$  for nula a tensão de saída  $v_o$  do conversor DC-DC será dada pela Equação (2.12):

$$v_o = x_2 \frac{R}{R + r_C} \quad (2.12)$$

Caso a tensão no capacitor seja nula (i.e  $x_2 = 0$ ) a tensão de saída  $v_o$  do conversor DC-DC deverá ser representada pela Equação (2.13):

$$v_o = x_1 (R \parallel r_C) = x_1 \frac{Rr_C}{R + r_C} \quad (2.13)$$

Essas expressões apresentadas anteriormente são independentes da condução de T1 ou T2. Portanto, as matrizes  $C_1 = C_2$  neste caso. Além disso, como o circuito é linear as duas expressões podem ser combinadas. Então, a Equação (2.14) mostra as duas expressões juntas.

$$C_1 = C_2 = \left[ \begin{array}{cc} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{array} \right] \quad (2.14)$$

A cada metade do período de chaveamento dos MOSFETs T1 e T2 um deles sempre estará em condução por uma razão cíclica  $d$ . Com base no modelo apresentado anteriormente, as variáveis modeladas no sistema devem ser decompostas em componentes de estado estacionário, sendo representadas por letras maiúsculas em negrito. Além disso, todas as perturbações AC que ocorrem no conversor *Half-Bridge* são representadas por uma variável representada por letra maiúscula e contendo um "~" acima dela. Tais componentes decompostas, propriamente dito, são representadas pelas seguintes equações:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \quad (2.15a)$$

$$v_o = V_0 + \tilde{v}_o \quad (2.15b)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (2.15c)$$

A partir destes dados, as matrizes A, B e C que representam a média dos estados é apresentada por:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2(1 - D) \quad (2.16a)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2(1 - D) \quad (2.16b)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2(1 - D) \quad (2.16c)$$

Após montar estas matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{C}$  é necessário utilizar as equações (2.9a) e (2.9b). Com base nestas equações, propriamente ditas, as matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{C}$  podem ser representadas da seguinte forma representadas pelas as equações (2.17a), (2.17b) e (2.17c):

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_1(1 - D) \quad (2.17a)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{0}(1 - D) \quad (2.17b)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_1(1 - D) \quad (2.17c)$$

A função de transferência doravante pode ser modelada a partir destas considerações feitas. Esta função de transferência descreve a tensão de saída do conversor DC-DC *Half-Bridge* projetado em função da entrada que é a largura de pulso  $d$ . Na referência (N.; M.; P., 1995) a função de transferência  $T_p(s)$  ficará conforme apresentada pela Equação (2.18):

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} \quad (2.18)$$

A Equação (2.18) apresentada anteriormente deve ser simplificada para fazer sua discretização. Este procedimento é importante para permitir programar o controlador digital do conversor em um sistema microcontrolado.

Para simplificar a função de transferência pode-se observar nas equações anteriores que  $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2$  e  $\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2$  de acordo com as equações (2.9a) e (2.14). Além disso, como  $\mathbf{B}_2 = 0$ , de acordo com a Equação (2.9c), a função de transferência será independente de  $\mathbf{X}$ . Com isso, a função de transferência reduzida ficará sendo como :

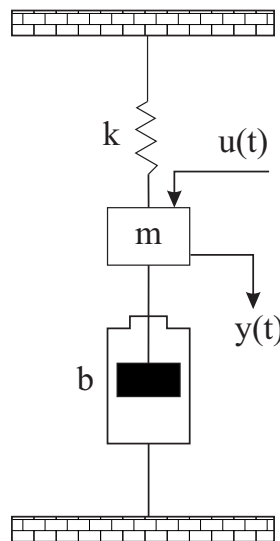
$$T_p(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d \quad (2.19)$$

Com a função de transferência reduzida agora é possível inserir nesta Equação (2.19) os valores nominais do conversor DC-DC para analisar o comportamento desta fonte no modo malha aberta. Como uma bateria de chumbo-ácido é uma planta muito lenta e não sofre grandes variações de tensão não é necessário utilizar uma taxa de amostragem muito alta no controlador digital.

### 2.1.4 Equação no espaço de estados

Para modelar sistemas de controle com múltiplas entradas e saídas, torna-se necessário utilizar uma representação matemática que consiga descrever adequadamente estes sistemas. A modelagem de sistemas no espaço de estados permite representar um sistema com tais características. Para os leitores não familiarizados com esta teoria nesta subseção é apresentado um exemplo de um sistema onde há um interesse em representar utilizando a modelagem de espaço de estados.

A Figura 2.6 apresenta um diagrama contendo um sistema mecânico composto por massa, mola e amortecedor. Este sistema será analisado no espaço de estados para demonstrar esta técnica seguindo os princípios descritos por (OGATA, 2003).



**Figura 2.6:** Sistema massa, mola e amortecedor

Neste sistema, a força aplicada  $u(t)$  corresponde a entrada do sistema e o deslocamento  $y(t)$  corresponde a saída do sistema. O deslocamento  $y(t)$  é medido da posição do equilíbrio sem a força de entrada inicialmente. A equação diferencial

que descreve a dinâmica deste sistema é dada por (OGATA, 2003):

$$m\ddot{y} + b\dot{y} + ky = u \quad (2.20)$$

Como esta equação diferencial é de segunda ordem o sistema com esta característica é chamado de segunda ordem. De acordo com (OGATA, 2003) isto significa que que este sistema necessita de dois integradores. Com isto, define-se as variáveis de estado  $x_1(t)$  e  $x_2(t)$  como:

$$x_1(t) = y(t) \quad (2.21a)$$

$$x_2(t) = \dot{y}(t) \quad (2.21b)$$

Então pode-se obter os seguintes dados:

$$\dot{x}_1(t) = x_2 \quad (2.22)$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{1}{m}(-ky - b\dot{y}) + \frac{1}{m}u \quad (2.23)$$

A equação de saída é igual a:

$$y = x_1 \quad (2.24)$$

Com isto, esta equação na forma matricial é escrita da seguinte forma (OGATA, 2003):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{m} & -\frac{b}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} u \quad (2.25)$$

A equação de saída deste sistema é escrita da seguinte forma:

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Normalmente, de acordo com (OGATA, 2003) as equações de estado são descritas no seguinte formato:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ y &= \mathbf{Cx} + Du \end{aligned} \quad (2.27)$$

Finalmente, a equação de estado na forma padrão ficará sendo (OGATA, 2003):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{m} & -\frac{b}{m} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0], D = 0 \quad (2.28)$$

## 2.2 Visão Geral

As baterias utilizadas no protótipo da cadeira de rodas são do tipo chumbo-ácido livre de manutenção. Estas baterias, possuem uma tensão nominal de 12VDC e no caso do modelo a ser utilizado no protótipo da cadeira de rodas foi escolhida por considerações práticas, a qual equipa automóveis de passeio, a capacidade de carga de 50Ah. Um recurso desenvolvido para o monitoramento da quantidade de carga disponível da bateria foi um display LCD externo e uma porta USB.

A porta USB nativa de um periférico interno contido em um microcontrolador da família ATMEL SAM3X8E ARM Cortex-M3 permite que o usuário possa conectar um computador portátil e obter dados quanto ao do estado de carga e saúde da bateria de modo a diagnosticar a mesma, identificando se há necessidade de substituí-la e também identificar possíveis defeitos no sistema por meio de sua curva de carga-descarga. Este recurso será descrito neste capítulo nas seções posteriores.

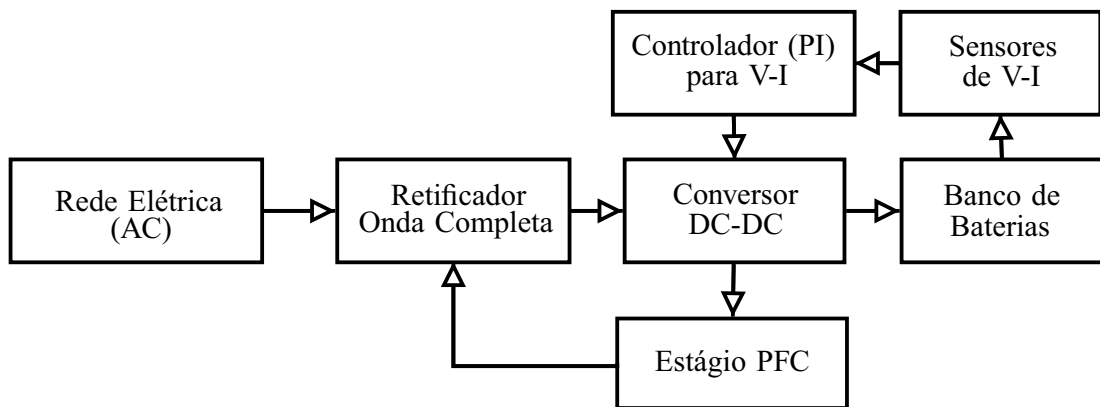
## 2.3 Carregador de Baterias

Nesta seção, será apresentado o desenvolvimento de um carregador de baterias para o protótipo da cadeira de rodas. Na Eletrônica de Potência existem duas tecnologias distintas de conversores DC-DC capazes de elevar ou diminuir uma tensão contínua. Tais conversores podem ser lineares ou chaveados.

No projeto do carregador de baterias desta Dissertação foi escolhido um DC-DC conversor chaveado do tipo *Half-Bridge* devido a sua alta eficiência de conversão e melhor relação custo e benefício. Outro recurso importante analisado neste conversor foi a inclusão de um módulo de correção do fator de potência com o intuito de evitar uma possível contribuição para a sobrecarga da rede elétrica AC devido a potência reativa elevada.

Para estabilizar a tensão de saída do carregador de baterias foi projetado um controlador do tipo proporcional-integral (PI) implementado no microcontrolador ATMEL SAM3X8E. Para esta tarefa, inicialmente foi levantada a função de transferência do conversor DC-DC *Half-Bridge* responsável por abaixar a tensão de saída DC provenientes de um retificador de onda completa.

Com base nestes conceitos é apresentado na Figura 2.7 o diagrama de blocos do carregador de baterias da cadeira de rodas.



**Figura 2.7:** Diagrama de Blocos do Carregador de Baterias

Com base nos requisitos apresentados, a seguinte especificação para o carregador de baterias do protótipo da cadeira de rodas é proposta pela a Tabela 2.1.

**Tabela 2.1:** Especificações do Carregador de Baterias

Aspecto	Dado
Potência Máx. do Conversor	400W
Corrente de Carga	10A
Máx. Capacidade de Carga	100Ah
Indicador de Carga	LCD 18x2 e Porta USB
Temperatura Máxima de Operação	75°C

A partir das especificações apresentadas, foi elaborado o esquema elétrico do Anexo C implementando o carregador de baterias. Nas próximas subseções, será apresentado e discutido o projeto elétrico do carregador de baterias e aspectos relacionados.



### 2.3.1 Módulo de retificação

O módulo de retificação de onda completa deverá basicamente suportar uma potência máxima de até  $400W$  conforme tabela 2.1. Inicialmente, para testar o carregador de baterias e todos os seus módulos integrados, foi projetado um transformador isolador. Este transformador deverá utilizar um fio de bitola AWG-16 no enrolamento primário. A relação 2.29 apresenta o cálculo da corrente máxima do enrolamento primário do transformador (BOYLESTAD, 2010).

$$I_{maxT_1} = \frac{400W}{110V} = 3.63A \quad (2.29)$$

A bitola AWG-16 possui uma capacidade máxima de  $3.7A$  permitindo um fator de segurança igual  $1.38$  para curtos. Assim um eventual curto-circuito na saída do carregador de baterias o transformador operará sob a corrente de curto até que o controlador eletrônico da Figura 2.7 desligue o carregador com segurança sem danos incorridos no transformador.

No secundário, a tensão eficaz de saída deverá ser de  $110V$ . Com isso, a corrente máxima no enrolamento secundário é calculada segundo a equação 2.29 devido aos valores de potência e tensão serem os mesmos, a bitola do enrolamento secundário do transformador também será AWG-16. A Figura D.1 apresenta este transformador construído.

Na saída da ponte retificadora de onda completa, utilizou-se dois capacitores eletrolíticos para filtrar o sinal retificado e manter a tensão DC na regulação de  $5\%$ . Este bloco do conversor DC-DC compreende as especificações apresentadas na Tabela 2.2:

**Tabela 2.2:** Especificações do Retificador de Entrada

Aspecto	Dado
Tensão AC Mínima de Entrada	$127V \pm 5\%$
Tensão AC Máxima de Entrada	$220V \pm 5\%$
Ripple	$5\%$
Potência de Saída	$400W$
Frequência da linha AC	$60Hz$
Eficiência	$85\%$

O módulo de retificação utiliza a topologia do dobrador de tensão operando preferencialmente em  $110V$ . Sendo assim, seus parâmetros fundamentais foram

calculados utilizando a metodologia e o equacionamento descrito por (BARBI, 2006).

$$P_{IN} = \frac{400W}{0.85} = 470.58W \quad (2.30a)$$

$$V_{AC(\min)} = 127V - 5\% = 120.65V \quad (2.30b)$$

$$V_{AC(\max)} = 127V + 5\% = 133.35V \quad (2.30c)$$

$$V_{pk} = 120.65V \times \sqrt{2} = 170.62V \quad (2.30d)$$

$$V_{pka} = 170.62V - 1.6V \quad (2.30e)$$

$$V_{pka} = 169.02V \quad (2.30f)$$

Com base no ripple de 5% especificado anteriormente, os valores dos dois capacitores C1 e C2 e o tempo de carga necessário para eles atingirem plena carga são determinados por (MELLO, 1996):

$$V_{C1\min} = 152.10V \quad (2.31a)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{IN}}{f \times (V_{pka}^2 - V_{\min}^2)} = \frac{470.58W}{60Hz \times (169V^2 - 152.1V^2)} = 1445.29\mu F \quad (2.31b)$$

$$t_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_{C1\min}}{V_{C1pk}}\right)}{2\pi f} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{152.1V}{169V}\right)}{2 \times \pi \times 60Hz} = \frac{0.45}{2 \times \pi \times 60} = 1.19ms \quad (2.31c)$$

Com base nos valores determinados dos capacitores C1 e C2 e o respectivo tempo de carga  $t_c$ , torna-se necessário determinar a corrente máxima de inrush ( $i_{chg}$ ) e seu valor eficaz ( $i_{chg(RMS)}$ ) que aparecerá no estágio de entrada do conversor *Half-Bridge* (BARBI, 2006).

$$i_{chg} = \frac{C_1 \times (V_{C1pk} - V_{C1min})}{t_c} = 1445.29 \times 10^{-6} F \times \frac{169V - 152.1V}{1.19 \times 10^{-3}} = 53.31A \quad (2.32a)$$

$$i_{chg(RMS)} = i_{chg} \sqrt{t_c f - t_c^2 f^2} = 2.64A \quad (2.32b)$$

$$V_{Cmin} = V_{C1min} + \frac{V_{C1min} + V_{C2pk}}{2} = 152.1V + \frac{152.1V + 169V}{2} = 312.65V \quad (2.32c)$$

$$i_{pk} = \frac{P_{IN}}{V_{Cmin} \times D} = \frac{470.58W}{312.65V \times 0.9V} \quad (2.32d)$$

$$i_{pk} = 1.67A \quad (2.32e)$$

$$i_{cefaf} = i_{pk} \sqrt{D} = 1.67V \sqrt{0.9} = 1.503A \quad (2.32f)$$

O capacitor e os diodos da ponte retificadora terão um valor eficaz de corrente equivalente a (BARBI, 2006):

$$I_{cef} = \sqrt{I_{cefaf}^2 + I_{chgef}^2} = \sqrt{1.42^2 + 2.64^2} \simeq 3A \quad (2.33a)$$

$$I_{def} = i_{chg} \sqrt{\frac{t_c}{T}} = \sqrt{1.19 \times 10^{-3} \times 60} = 2.74A \quad (2.33b)$$

Feito este procedimento, a corrente de pico  $I_{dpeak}$ , corrente média  $I_{dpico}$  e a tensão máxima  $I_{dmd}$  em cada diodo pode ser determinada por (BARBI, 2006):

$$I_{dpeak} = I_{chg} \quad (2.34a)$$

$$I_{dpico} = 10.26A \quad (2.34b)$$

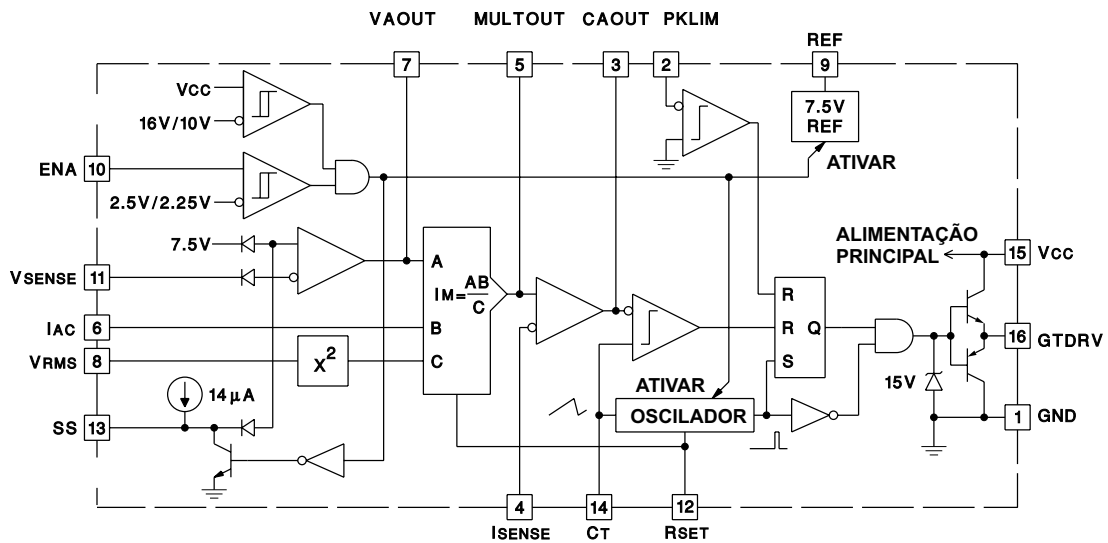
$$I_{dmd} = \frac{P_{IN}}{2 \times V_{ACmin}} = \frac{470.58W}{2 \times 120.65V} = 0.97A \quad (2.34c)$$

$$V_{Dmax} = \sqrt{2} \times V_{ACmax} = \sqrt{2} \times 231V = 326.68V \quad (2.34d)$$

Com todos estes parâmetros calculados, foi escolhida uma ponte retificadora de 600V e de 5A para o estágio de entrada do carregador de baterias.

### 2.3.2 Estágio de Correção do Fator de Potência

Um importante componente do carregador de baterias é o estágio de correção do fator de potência (FP). O fator de potência é definido pela relação entre a potência aparente e a potência real. Cargas não-lineares ligadas a um barramento AC tendem a degradar o FP contribuindo para a sobrecarga dos sistemas elétricos de potência (MUHAMMAD, 2001). A técnica utilizada para realizar esta tarefa consiste em implementar uma malha de controle de um conversor *Boost*, sendo este embasado no circuito integrado UC3854. A Figura 2.8 apresenta o diagrama de blocos deste circuito integrado.



**Figura 2.8:** Diagrama de blocos do UC3854 (UNITRODE, 2013)

Neste diagrama, apresentado pela a Figura 2.8 o pino ENA (Enable) deve atingir 2.5V antes do REF e saídas GTDRV estiverem habilitados. Isto fornece um meio para desligar o GATE em caso de problemas, ou para adicionar um tempo de atraso na energização. A diferença de histerese de 200mV é fornecido neste terminal para impedir o funcionamento irregular. Proteção de subtensão é fornecida diretamente no pino 15, onde os limiares de ON/OFF são 16V e 10V. Se a entrada é de ENA não utilizado, ele deve ser puxado para cima para a VCC através de um resistor limitador de corrente de 100k (UNITRODE, 2013).

O UC3854 possui o sistema de comutação suave (e.g., *soft-start*) controlada pelo o pino SS. A tensão no pino 13 (SS) pode reduzir a tensão de referência utilizada pelo amplificador de erro para regular a tensão de saída DC. Com o pino 13 aberto, a tensão de referência é tipicamente 7.5V. Uma fonte de corrente interna proporciona aproximadamente 14mA do pino 13. Assim, um capacitor

ligado entre o pino e o terra vai carregar linearmente de zero a 7.5V em 0.54 segundos, com C expresso em microfarads (UNITRODE, 2013).

Algumas proteções eletrônicas importantes como, por exemplo, a limitação de corrente de pico pode ser controlada pelo o pino PKLIM (limite de corrente de pico). O pino 2 é utilizado para estabelecer o maior valor de corrente para ser controlado pelo MOSFET. Com os valores de divisor de resistência apresentados na Figura 2.8, o limiar de 0V no pino 2 é alcançado quando a queda de tensão através da resistência de 0.25ohm corrente é de  $7.5V \times 2k/10k = 1.5V$ , o que corresponde a 6A. Um capacitor de *bypass* do pino 2 para o solo é recomendado para filtrar o ruído de frequência muito alta presente no chaveamento do conversor DC-DC (UNITRODE, 2013).

Em relação ao controle deste circuito integrado, o pino  $V_{sense}$  (saída sentido de tensão DC) tem a tensão de limiar para a entrada  $V_{sense}$  em torno de 7.5V e a corrente de polarização de entrada é tipicamente 50nA. Os valores mostrados na 2.8 são apenas para uma tensão de 400V DC saída. Neste circuito, o amplificador de tensão opera com um ganho de baixa frequência constante. Com isso, o feedback fornecido pelo capacitor de 47nF coloca um pólo de 15 Hz no circuito fechado de tensão que impede a 120Hz ondulação se propague para a corrente de entrada (UNITRODE, 2013).

O controle de corrente é realizado pelo pino IAC (forma de onda de Linha) de modo a forçar a corrente de linha com uma forma de onda capaz de seguir a tensão da linha, a partir de uma amostra da tensão da linha AC de alimentação em forma de onda introduzida no pino 6. Este sinal é multiplicado por a saída do amplificador de tensão no multiplicador interno para gerar um sinal de referência para o circuito de controle de corrente (UNITRODE, 2013).

O pino  $I_{sense}$  é a entrada inversora do amplificador de corrente. Esta entrada e a entrada não-inversora Mult Fora permanecer funcional para baixo e abaixo GND. Cuidados devem ser tomados para evitar tomar estas entradas abaixo-0.5V, porque eles são protegidos por diodos a GND (UNITRODE, 2013).

O pino 5 deste circuito integrado, corresponde a saída do multiplicador analógico e a entrada não inversora do amplificador de corrente são ligados conjuntamente para o MULTOUT. Alguns cuidados sobre o terminal ISENSE abaixo-0.5V

também se aplicam ao pino MULTOUT. Como a saída do multiplicador é uma corrente, isto é uma impedância de entrada elevada semelhante ao pino  $I_{SENSE}$ , de modo que o amplificador de corrente pode ser configurado como um amplificador diferencial para rejeitar ruído do GND do sistema (UNITRODE, 2013).

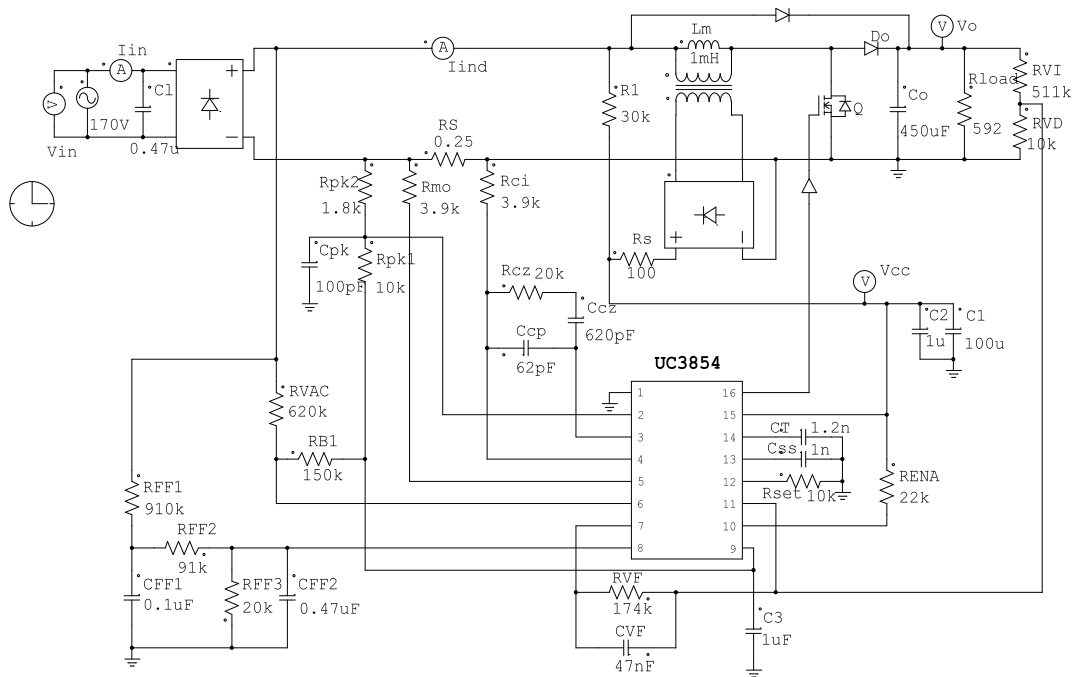
No caso do pino REF ele é a saída de uma referência de tensão 7.5V precisa. Esta saída é capaz de fornecer 10mA para circuitos periféricos e possui limitação internamente de corrente de curto-circuito. O REF está desativado e permanecerá em 0V quando VCC estiver em nível lógico baixo ou quando ENA estiver também neste estado. O Bypass de REF para GND é recomendado com um capacitor cerâmico, para maior estabilidade, de 0.1mF ou superior (UNITRODE, 2013).

A alimentação, fornecida pelo o pino VCC, deve ser conectado em uma fonte estável capaz de fornecer 17V@20mA para a operação normal. Além disso, o VCC e o GND deve-se utilizar um capacitor para absorver picos de corrente de fornecimento necessários para mitigar capacitâncias parasitas da porta dos MOSFETs. Para evitar sinais inadequados GT Drv, esses dispositivos será inibida a menos VCC exceder o limite de bloqueio sob tensão superior e permanece acima do limiar inferior. Além disso, recomenda-se conectar um capacitor cerâmico entre o VCC e o GND para absorver ruídos presentes no sistema capaz de interferir no chaveamento do MOSFET do pré-regulador Boost. Para evitar a operação errônea do pino GTDRV, esses dispositivos será inibido a menos VCC exceder o limite de bloqueio sub-tensão superior e permanecer acima do limiar inferior (UNITRODE, 2013).

Conforme discutido anteriormente o pino GTDRV (Pino 16) (i.e., driver do *gate*) Este pino, referente a saída do PWM, é um driver do gate do MOSFET do tipo *totem pole*. Esta saída é fixada internamente a 15V para que o IC pode ser operado com a VCC tão elevada como 35V. Normalmente, utiliza-se uma resistência em série de porta, pelo menos, 5 ohms para prevenir a interação entre a impedância da porta e o excitador de saída GTDRV que pode causar a saída deste pino ultrapassar os valores de tensão nominal excessivamente. Este fenômeno na saída do GTDRV é sempre esperado quando se conduz uma carga capacitiva (UNITRODE, 2013).

Com o objetivo de avaliar o funcionamento do UC3854 em conjunto com o conversor Half-Bridge projetado, foi realizada uma simulação, utilizando a fer-

ramenta PSIM, para avaliar o funcionamento deste circuito integrado aferindo o fator de potência resultante ao utilizá-lo. Inicialmente foi construído um modelo com base no *datasheet* do UC3854 e no estágio inicial do conversor DC-DC em meia ponte do carregador de baterias. A Figura 2.9 mostra o modelo do UC3854 e o respectivo esquema elétrico simplificado do estágio inicial do carregador de baterias.



**Figura 2.9:** Modelo do UC3854 na saída do retificador

Com base no modelo e apresentado pela a Figura 2.9, a Figura 2.10 apresenta as oscilografias da tensão e da corrente de entrada do carregador de baterias. Observa-se que a corrente de entrada e suas componentes harmônicas praticamente estão em fase com a tensão de entrada. Ao medir o fator de potência no Modelo simulado, propriamente dito, verificou-se que este parâmetro ficou em torno de 0.95.

A Figura 2.11 apresenta o gráfico ilustrando a potência aparente no sistema onde nota que praticamente não há nenhuma reflexão da potência de volta para a rede elétrica (i.e., porção do gráfico negativa). Com isso, é sob o ponto de vista teórico, ao menos que a correção do fator de potência foi efetiva pelo o uso do UC3854.

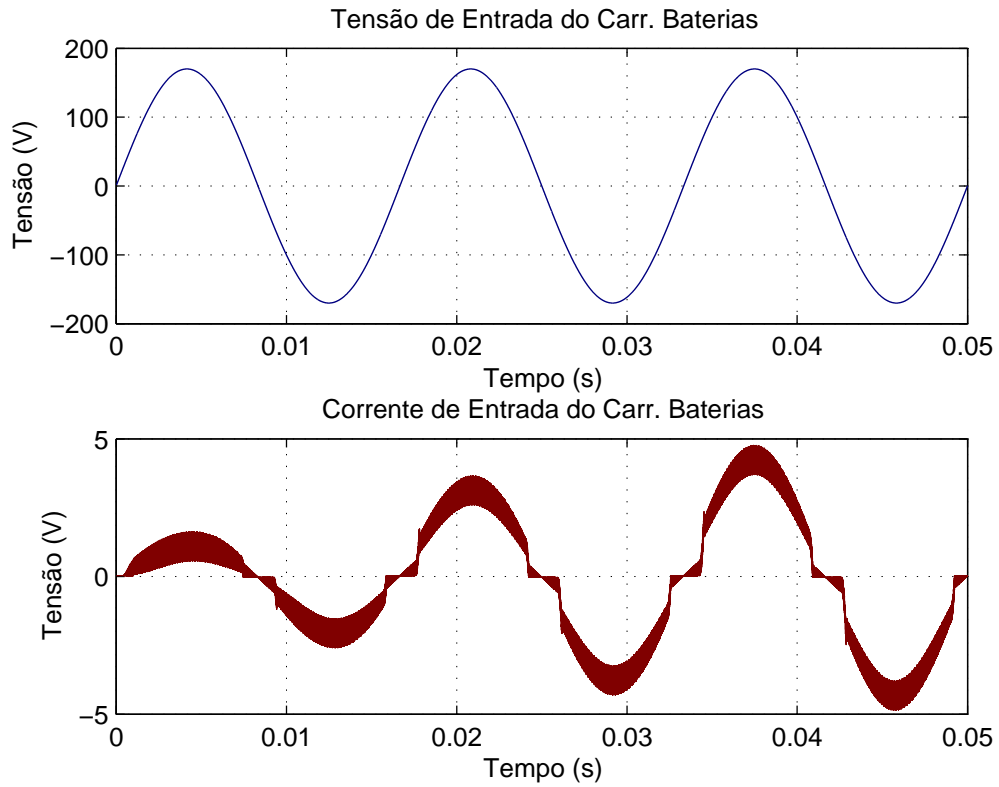


Figura 2.10: Corrente e Tensão de entrada do carregador de baterias

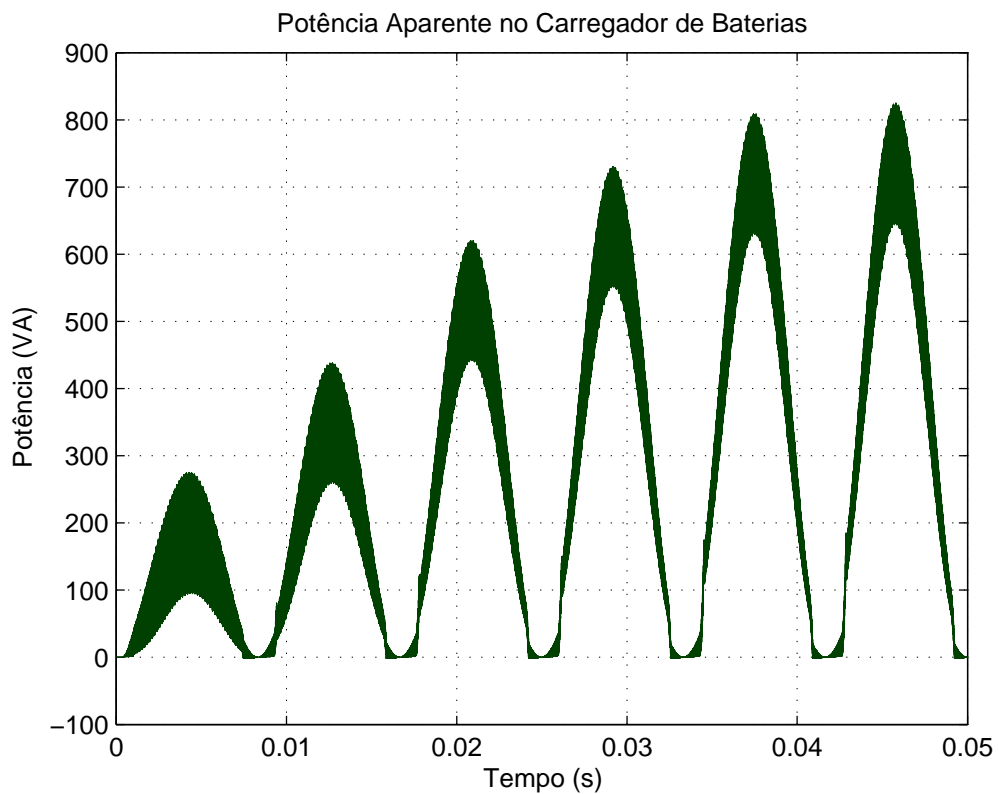


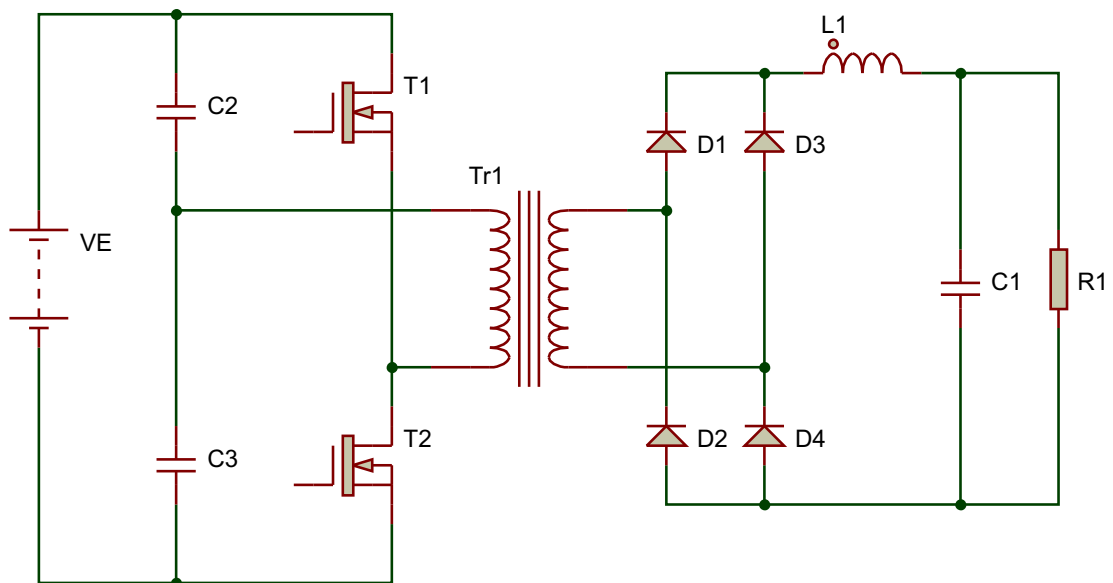
Figura 2.11: Potência Aparente no carregador de baterias



### 2.3.3 Dimensionamento do conversor DC-DC

O carregador de baterias, nesta Dissertação, utiliza após a saída do retificador de onda completa e do estágio de correção de fator de potência um conversor DC-DC do tipo meia ponte (do inglês *Half-Bridge*) capaz de reduzir a tensão de entrada de 170VAC 380VAC para 0VDC 40VDC. Nesta seção, os cálculos deste conversor serão apresentados. Foram utilizadas as referências (MELLO, 1996), (MANIKTALA, 2006), (PRESSMAN, 1997), (SCHIAVON, 2007), (SILVA, 2012) e (LOPES, 2012) como base.

O conversor DC-DC do tipo meia ponte possui a estrutura, apresentada na Figura 2.12, a qual foi utilizada como base para o projeto do carregador de baterias.



**Figura 2.12:** Estrutura Fundamental do Conversor *Half-Bridge*

De acordo com as especificações da Tabela 2.3, o conversor DC-DC para o carregador de baterias apresentará as características:

**Tabela 2.3:** Parâmetros do conversor DC-DC

Característica	Parâmetro
Tensão de Entrada Mínima e Máxima	$V_{Emin} = 260V$ ; $V_{Emax} = 360V$
Frequência de Operação	$f_S = 50kHz$
Máx. Densidade do Fluxo Magnético	$0.3T$
Correntes de Saída Máx e Min	$I_{Omin} = 0.4A$ ; $I_{Omax} = 10A$
Tensão de saída máxima	$V_O = 40V$

Inicialmente, determina-se a relação de espiras do transformador TR1 na Figura 2.12. Este cálculo é feito como segue (MELLO, 1996):

$$N = \frac{V_{emin} D_{max}}{V_o + V_D \times D_{max}} = \frac{260 \times 0.45}{40 + 0.8 \times 0.45} = 2.89 \quad (2.35)$$

Calculando agora os capacitores do divisor capacitivo no barramento DC do conversor Half-Bridge o valor destes ficará determinado como  $C_{eq}$  dado por (MELLO, 1996):

$$C_{eq} = \frac{10 \times I_s}{N \times V_{emin} \times f_s} = \frac{10 \times 10}{2.89 \times 260 \times 50000} = 2.66 \mu F \quad (2.36)$$

Agora, levando em consideração o efeito da resistência em série equivalente (ESR) calcula-se a variação de tensão em função deste parâmetro da seguinte forma:

$$\Delta V_{CRSE} = 0.9 \times 0.5 \times \frac{V_{emin}}{2} = 3.82V \quad (2.37)$$

O parâmetro RSE, propriamente dito, pode ser determinado da seguinte forma:

$$RSE = \frac{N \Delta V_{CRSE}}{I_s} = 3.09 \Omega \quad (2.38)$$

O número necessário de capacitores para ter a tensão de entrada estável no valor desejado é calculado conforme:

$$n_{cap} = \frac{N}{RSE} = \frac{4.04}{3.09} = 1.31 \quad (2.39)$$

Agora é possível prosseguir com o cálculo do transformador do conversor *Half-Bridge*. Este transformador, propriamente dito, possui uma entrada que aceita uma tensão  $V_E$  máxima de 380V e mínima de 170V. Vamos determinar agora, após o cálculo da relação de espiras, é o produto das área  $A_p$ . Inicialmente, a variação do campo magnético é dada pela seguinte relação (MELLO, 1996):

$$B_{pp} = \frac{V_{emin}}{V_{emax}} B_{max} = \frac{170}{380} 0.56T = 0.25T \quad (2.40)$$

Um aspecto a ressaltar, antes de prosseguir, com os cálculos é que foi utilizado um núcleo EE de ferrite com os seguintes parâmetros fundamentais:

$$Kj = 397; B = 0.38T; z = 1.13; \quad (2.41)$$

Com isso, o produto das áreas  $A_p$ , adotando a potência de saída  $P_s = 200W$ , ficará como (MELLO, 1996):

$$A_p = \left( \frac{2.22.P_s.10^4}{K_j.B.f_s} \right)^z = 1.203740280 \quad (2.42)$$

Com base neste cálculo, por questões de segurança foi adotado, neste projeto, o núcleo EE 42/21/15 tal que:

$$A_p = 4.634; A_e = 181mm^2; Al = 4.00 \times 10^{-6}m \quad (2.43)$$

Estes valores doravante serão a referência para os cálculos futuros que requerem o seu uso.

Feito isso, o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário são determinados da seguinte forma (MELLO, 1996) (PRESSMAN, 1997):

$$N_p = \frac{V_{emin}.D_{max}}{2.A_e.10^{-4}.B.f_s} = \frac{260 \times 0.45}{2 \times 3.54 \times 10^{-4} \times 0.2053 \times 50 \times 10^3} \simeq 16volts \quad (2.44)$$

$$N_s = \frac{N_p}{N} = \frac{16}{2.89} = 5.53 \simeq 6volts \quad (2.45)$$

Com estes valores calculados pode-se determinar a indutância de cada espira uma vez que conhece-se o núcleo utilizado e seus parâmetros fundamentais. As indutâncias do primário  $L_p$  e secundário  $L_s$  são determinadas por (BOYLESTAD, 2010):

$$L_p = N_p^2 Al = 1.98mH \quad (2.46)$$

$$L_s = N_s^2 Al = 121\mu H \quad (2.47)$$

Estes valores das quantidades de espiras e das indutâncias do primário e secundário são necessários para a simulação e análise computacional mais adiante nesta Dissertação.

Agora calculam-se as correntes eficazes no primário do transformador  $I_{prms}$  e no secundário do transformador  $I_{srms}$ . As relações que determinam estas correntes são dadas por (MUHAMMAD, 2001):

$$I_{prms} = \frac{I_s \sqrt{2D_{max}}}{N} = 1.17A \quad (2.48)$$

$$I_{srms} = I_s \sqrt{Dmax} + \frac{1}{2} I_s \sqrt{1 - 2Dmax} = 4.14A \quad (2.49)$$

Finalmente, calcula-se a densidade de corrente  $J$  no transformador e a área de cobre utilizada (MUHAMMAD, 2001).

$$J = K_j A_p^{-0.12} = 388.2635057 \frac{A}{m^2} \quad (2.50)$$

$$A_{cunp} = \frac{I_{prms}}{J} = 3.021mm^2 \quad (2.51)$$

$$A_{cuns} = \frac{I_{srms}}{J} = 1.067cm^2 \quad (2.52)$$

O projeto do transformador do conversor Half-Bridge do carregador de baterias está completo. O próximo passo é dimensionar o indutor e capacitor do filtro LC de saída. Inicialmente é necessário determinar a largura de pulso mínima  $D_{min}$  e determinar a indutância do indutor do filtro, o número de espiras e o núcleo a ser utilizado.

A largura de pulso mínima pode ser determinada por (MELLO, 1996):

$$D_{min} = \frac{D_{max} V_{emin}}{V_{emax}} = \frac{0.45 \times 170V}{380V} \simeq 0.20 \quad (2.53)$$

Com isso, a indutância do indutor  $L_1$  do filtro LC de saída é calculada por (MELLO, 1996):

$$L_1 = \frac{D_{min}(1 - D_{min})V_{emax}}{4NI_{smin}^2 f_s} = 151\mu H \quad (2.54)$$

A energia acumulada no núcleo do indutor  $L_1$  ficará sendo igual a (BOYLES-TAD, 2010):

$$E = \frac{1}{2} L_1 (I_s + I_{smin})^2 = 2.29mJ \quad (2.55)$$

Com isso, o produto das áreas ( $A_p$ ) deste indutor  $L_1$  ficará sendo (PRESSMAN, 1997):

$$K_u = 4 \quad (2.56)$$

$$A_p = \left( \frac{2.E.10^4}{K_u.K_j.B_{max}} \right)^z = 0.4694403023 \quad (2.57)$$

Com estes dados pode-se escolher o núcleo EE 30/15/14 da Thornton. Ao mesmo tempo este núcleo mantém uma boa margem de segurança. O núcleo

escolhido possui os seguintes parâmetros definidos por seu *datasheet*:

$$Ap = 1.43; Le = 6.69; Ae = 1.20 \times 10^{-4}; \quad (2.58)$$

O fator de indutância  $A_l$  para o indutor  $L_1$  do filtro utilizando o núcleo escolhido ficará sendo (MELLO, 1996):

$$A_l = \frac{A_e^2 B_{max}^2}{2E} = 9.88 \times 10^{-7} \quad (2.59)$$

Com base nisso, o número de espiras do indutor  $L_1$  ficará sendo (BOYLESTAD, 2010):

$$N_l = \sqrt{\frac{L_1}{A_l}} = 6.146415862 \quad (2.60)$$

A área do cobre  $A_{cunl}$  deste indutor  $L_1$  calculada com base na densidade de corrente  $J_m$  ficará sendo igual a (MELLO, 1996):

$$J_m = A_{pm}^{-0.12} K_j = 380.3208914 \quad (2.61)$$

$$A_{cunl} = \sqrt{\frac{I_s^2 + I_{smin}^2}{J_m}} = 0.2576651009 cm^2 \quad (2.62)$$

Feito isso, o entreferro do indutor  $U_{en}$  ficará sendo como (BOYLESTAD, 2010):

$$U_{en} = \frac{A_e \cdot L_e \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot A_e \cdot 10^{-4}} = 0.438 mm^2 \quad (2.63)$$

$$L_g = \frac{L_e}{U_{en}} = 1.53 \times 10^{-6} m \quad (2.64)$$

Cada entreferro terá exatamente o seguinte espaçamento (BOYLESTAD, 2010):

$$Entreferros = \frac{1}{2} \cdot L_g = 7.632011425 \cdot 10^{-7} m \quad (2.65)$$

No filtro de saída na função do capacitor  $C_1$  serão utilizados quatro capacitores de 1500uF@63V em paralelo da EPCOS. Estes capacitores possuem unitariamente um RSE fixo de 0.1ohms. Com isso, a variação total de tensão e corrente neles ficará como :

No regime transitório ficará:

$$\Delta V_s RSET = \frac{(I_s - I_{smin}) \times 0.1}{4} = 0.05625V \quad (2.66)$$

$$\Delta V_s IT = \frac{(1 - D_{max}) \cdot L_1 \cdot (I_s - I_{smin})^2}{D_{max} \cdot C_1 \cdot 15} = 0.03116V \quad (2.67)$$

Agora em regime permanente este capacitor C1, na saída do filtro, se comportará da seguinte forma (MELLO, 1996):

$$\Delta V_s RSEP = 2 \times I_{smin} \times 0.1 = 0.10V \quad (2.68)$$

$$\Delta V_s IP = \frac{D_{min} \cdot (1 - D_{min}) \cdot V_{emax}}{8 \cdot L_1 \cdot f s^2 \cdot N_l \cdot C_1} = 1.6mV \quad (2.69)$$

$$\Delta V_s := \Delta V_s RSET + \Delta V_s IT + \Delta V_s RSEP + \Delta V_s IP = 189.06mV \quad (2.70)$$

$$\Delta V_s final < \Delta V_s \Rightarrow 0.1890617669V < 0.90V \quad (2.71)$$

Com isso, pode-se afirmar que o capacitor C<sub>1</sub> composto por oito capacitores de 1500uF em paralelo atende a especificação desejada para este projeto.

Um aspecto a ser analisado agora é a resposta em frequência filtro de saída do conversor Half-Bridge. Para fazer esta análise determinou-se a função de transferência. Com base no cálculo do divisor resistivo, o filtro RLC de saída na Figura 2.12 pode ser modelado como duas impedâncias em série (Z<sub>1</sub> e Z<sub>2</sub>). Com isso a função de transferência H(s) ficará sendo (NILSSON; RIEDEL, 2010):

$$Z_1 = L_1 s; Z_2 = \frac{\frac{R}{sC_1}}{R + sC_1} \quad (2.72)$$

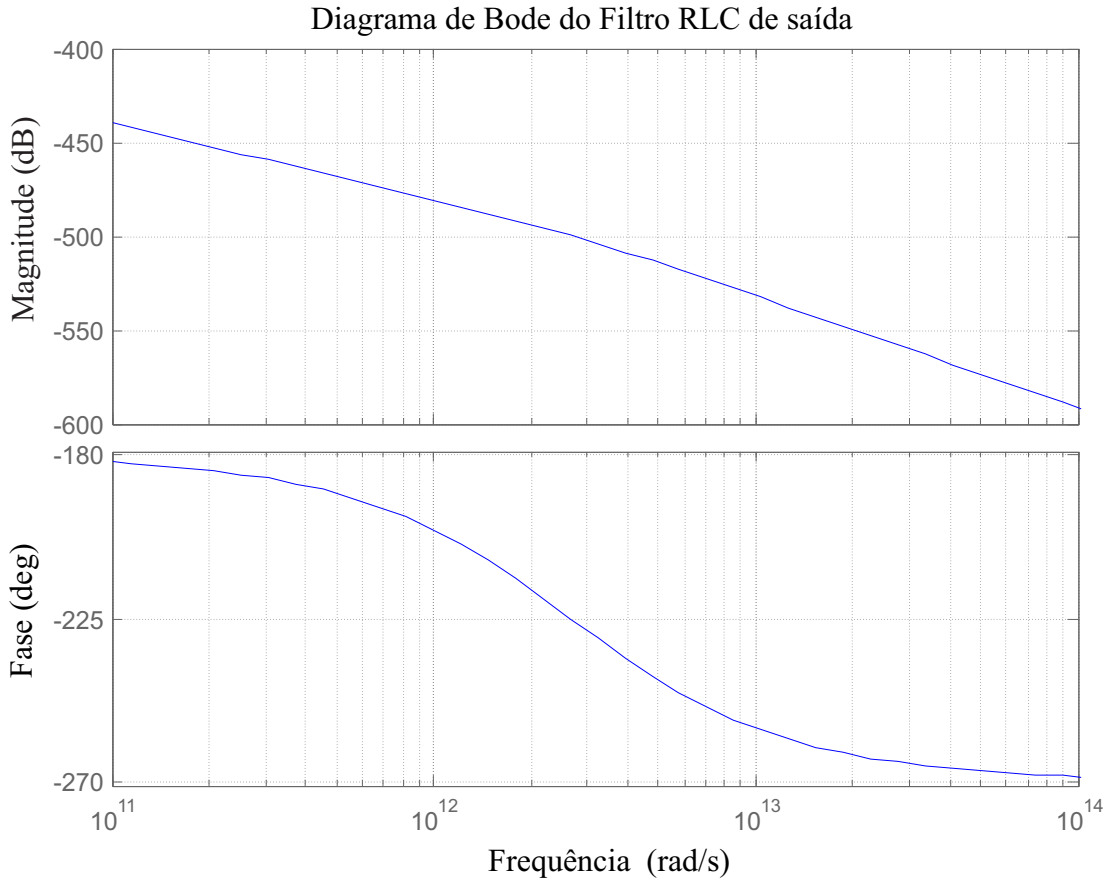
$$H(s) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R}{sC_1(R + sC_1) \left( L_1 s + \frac{R}{sC_1(R + sC_1)} \right)} \quad (2.73)$$

Após se determinar a função de transferência, calcula-se o diagrama de Bode. Para isso, fazendo o mapeamento  $s = jw$  a função de transferência H(jw) ficará como:

$$H(s)|_{s=jw} = H(jw) = \frac{R}{sC_1(R + jwC_1) \left( L_1 jw + \frac{R}{jwC_1(R + jwC_1)} \right)} \quad (2.74)$$

O diagrama de bode deste filtro, após substituir os respectivos valores de R, L<sub>1</sub> e C<sub>1</sub>, ficará sendo como segue:

A última etapa do projeto do conversor *Half-Bridge* consiste em dimensionar os transistores necessários para o funcionamento do carregador. Este processo,



**Figura 2.13:** Filtro RLC passa-baixas de saída do conv. *Half-Bridge*

propriamente dito, consistirá em determinar as correntes e tensões máximas que os transistores T1 e T2 irão operar em regime permanente.

A corrente média  $I_{tmed}$  em cada transistor ficará como (MELLO, 1996):

$$I_{tmed} = \frac{I_s \cdot D_{max}}{N_1/N_2} \simeq 0.55A \quad (2.75)$$

A tensão máxima ficará em cada transistor como (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2006):

$$V_{tmax} = V_{emax} - V_{cesat} = 379.1V \quad (2.76)$$

A corrente de pico em cada transistor ficará sendo:

$$I_{mg} = \frac{D_{max} \times V_{emax}}{L_p \times f_s} = 3.45A \quad (2.77)$$

$$I_{tpico} = \frac{I_s + I_{smin}}{N_1/N_2} + \frac{I_{mg}}{2} = 3.08A \quad (2.78)$$

Nos diodos, as correntes médias, a de pico e a tensão máxima sobre eles é dada pelas seguintes relações:

$$I_{dmed} = I_s \cdot D_{max} + \frac{I_s}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D_{max}) = 2.50A \quad (2.79)$$

$$I_{dpico} = I_s + I_{smin} = 5.5A \quad (2.80)$$

$$V_{dmax} = \frac{V_{emax} - V_{cesat}}{N} - V_{D4,3,2,1} = 92.96V \quad (2.81)$$

Um circuito importante, para proteger os MOSFETs, contra picos de tensão provenientes do chaveamento de cargas indutivas é o *snubber* RC. Este circuito é composto por uma pequena rede RC capaz de amortecer tais picos de tensão prevenindo a destruição dos MOSFETs (MANIKTALA, 2006) (N.; M.; P., 1995) (MUHAMMAD, 2001). No conversor *Half-Bridge* desenvolvido neste projeto a tensão máxima em cada transistor é de cerca de 380V. Considerando a potência máxima de 400W e o tempo de descarga do capacitor igual a  $10\mu s$  os valores do resistor e do capacitor do snubber RC é determinado da seguinte forma (SCHIAVON, 2007) (SILVA, 2012) (LOPES, 2012) (BARBI, 2001):

$$R = \frac{V_{max}^2}{P} = \frac{380^2}{400} = 361k\Omega \quad (2.82)$$

$$C = \frac{-t}{R \cdot \ln\left(\frac{V_c(t)}{V_c(0)}\right)} \approx 1.5nF \quad (2.83)$$

O carregador de baterias foi construído em módulos elétricos separados utilizando conectores do tipo banana-banana para fazer a interface elétrica entre os módulos. A Figura 2.14 apresenta a foto de todos os módulos montados.

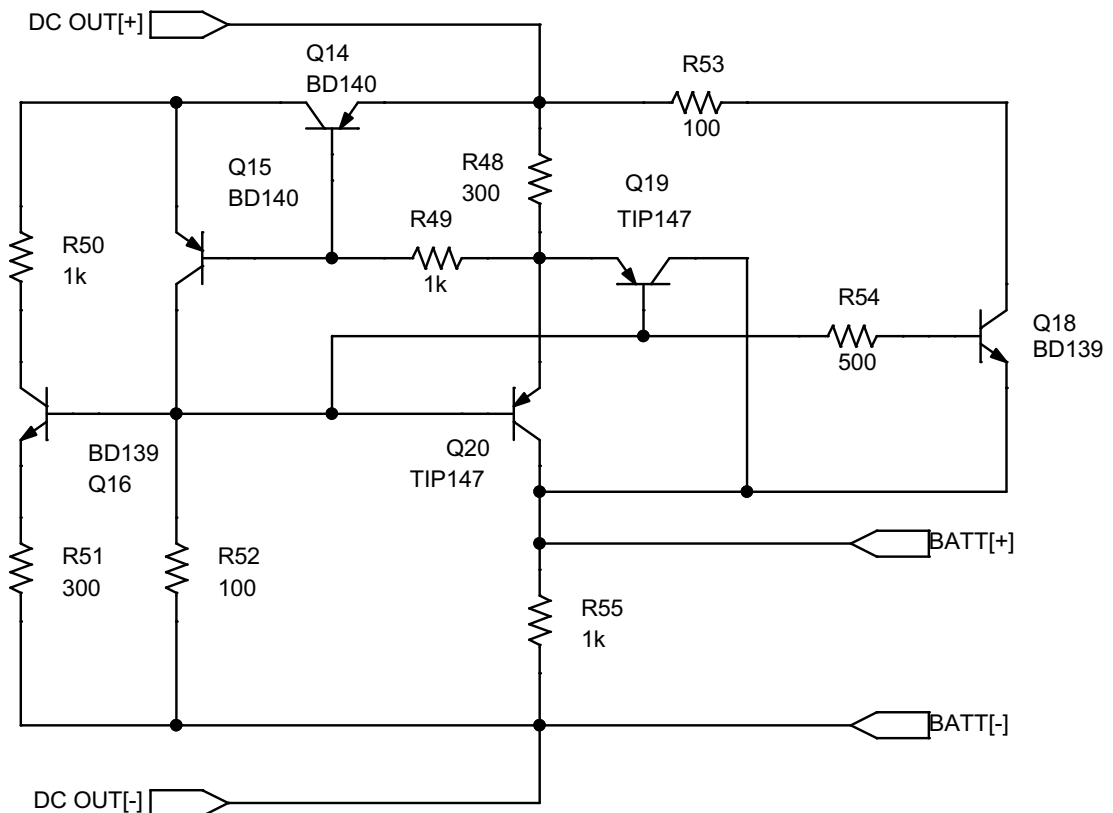


**Figura 2.14:** Módulos do Carregador de Baterias



## 2.4 Limitador de corrente de carga

O carregador de baterias desenvolvido neste projeto realiza a carga com a tensão variável e corrente contínua. Para isso, foi projetado um circuito, de forma empírica em um simulador, capaz de limitar a corrente de saída do conversor DC-DC para 10A. A Figura 2.15 apresenta este circuito responsável por limitar a corrente máxima de carga mesmo se ocorrer um curto circuito na saída.



**Figura 2.15:** Circuito limitador de corrente de carga

Normalmente, em baterias de chumbo-ácido, aconselha-se fazer a recarga com uma corrente constante equivalente a um décimo da capacidade de carga (CROMPTON, 2000). Com isso, a bateria será totalmente carregada em dez horas com segurança. A equação que representa a corrente necessária (em Amperes) para recarregar uma bateria deste tipo com segurança é dada por:

$$I_{carga} = \frac{\text{Capacidade}}{10h} \quad (2.84)$$

Após realizar alguns testes em simulação, verificou-se que este circuito consegue limitar a corrente em 10A para a recarga segura das baterias de chumbo-ácido.

## 2.5 Limitador de corrente de inrush

As fontes chaveadas normalmente durante o instante inicial drenam uma corrente muito grande da linha AC devido ao processo de carga dos capacitores do retificador de entrada (BARBI, 2006). Por causa deste fenômeno, torna-se necessário incluir um sistema que consiga limitar esta corrente a fim de evitar queima de componentes eletrônicos (PRESSMAN, 1997).

Conforme apresentado no esquema elétrico na Figura C.1 presente no apêndice, foi incluído este sistema com base na obra de (BARBI, 2006). Este sistema consiste em incluir um resistor de 10R e um TRIAC em paralelo com este resistor. O TRIAC, propriamente dito, deverá ser acionado por um divisor resistivo ligado em um enrolamento, criado especificamente para este fim, no transformador do conversor DC-DC.

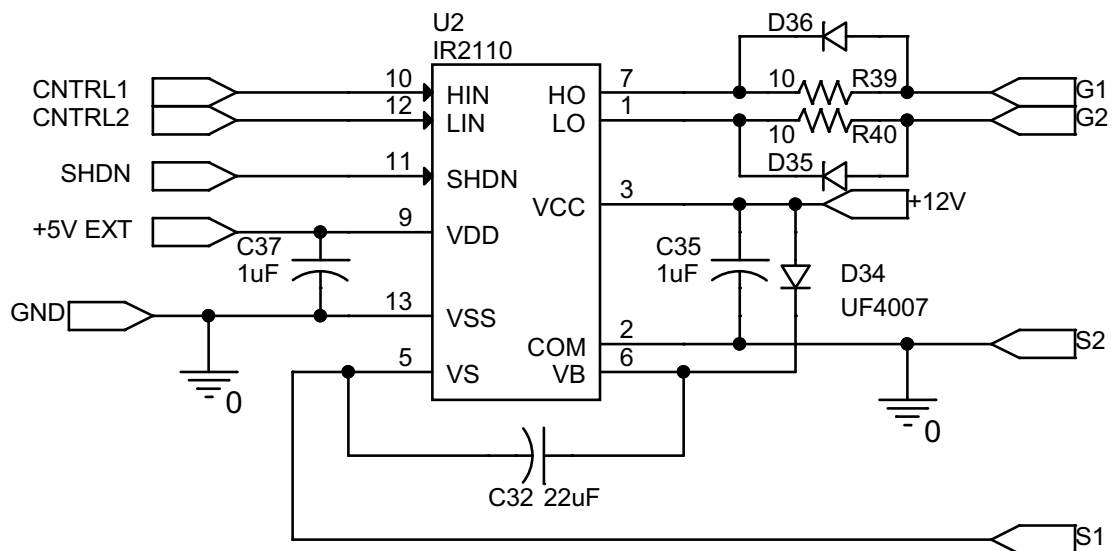
Inicialmente, antes do chaveamento dos transistores de potência iniciar a corrente de carga (i.e., inrush) dos capacitores do estágio de retificação será limitada pelo o resistor de 10R. Após esta fase, quando enfim o chaveamento dos transistores iniciar haverá um fluxo magnético no núcleo do transformador do conversor DC-DC.

Este fluxo, irá induzir uma tensão na espira em que o divisor resistivo ligado ao GATE do TRIAC está conectado. Após este fenômeno, quando se atingir a tensão limiar de gatilho deste TRIAC o mesmo irá igualar o potencial elétrico nos dois pontos do terminal do resistor de 10R praticamente retirando o do sistema.

## 2.6 Driver dos MOSFETs

Os transistores do tipo efeito de campo (MOS) utilizados no projeto do carregador de baterias necessitam de um circuito especializado para fazer o acionamento e o desligamento correto destes componentes. Este circuito é conhecido na literatura como *driver* de acordo com (MUHAMMAD, 2001).

Existem atualmente inúmeras técnicas diferentes para se projetar este circuito. Neste trabalho, em específico, utilizou-se o circuito integrado IR2110 da *International Rectifier* para esta tarefa. A Figura 2.16 apresenta o circuito do driver utilizado neste trabalho.



**Figura 2.16:** Driver para os MOSFETs IRF840

Após montar este circuito, seguindo exatamente as recomendações do fabricante observou-se que os MOSFETs eram acionados corretamente. Entretanto, o capacitor de bootstrap (C32) deve ser dimensionado de acordo com os parâmetros especificados no datasheet do fabricante. Do contrário ocorrerá problemas no acionamento dos transistores. No caso do IRF840 utilizado neste projeto o melhor valor de capacitor eletrolítico encontrado foi de 22uF.

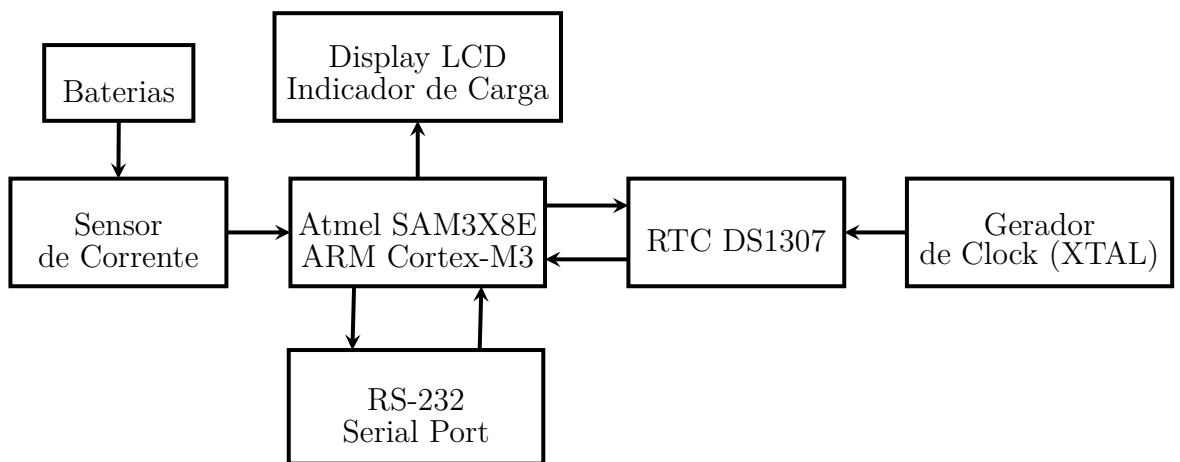
O circuito integrado (CI) IR2110 e o IR2113 são drivers de MOSFETs de potência com os canais de saída independentes. Esta configuração é importante para ser utilizada em conversores DC-DC do tipo *Half-Bridge*, *Full-Bridge* e *Foward-2T*. Este CI possui um recurso que previne o latch-up e tornando-o mais robusto para aplicações de potência (MUHAMMAD, 2001).

As entradas lógicas são compatíveis com as tecnologias CMOS e LSTTL suportando uma tensão de entrada mínima de até 3.3V. Os pinos de saída do IR2110 possuem um estágio de buffer de alta corrente de pulso projetado para prevenir à condução cruzada. Além disso, os atrasos de propagação são combinados para simplificar o uso em aplicações de alta frequência (MUHAMMAD, 2001).

O canal flutuante pode ser utilizado para accionar um MOSFET do tipo N ou IGBT na configuração que opera com uma tensão no barramento DC de até 500 ou 600 volts. O carregador de baterias deste projeto, em específico, opera com uma tensão de barramento máxima de até 380V tornando-se este circuito adequado para esta aplicação (MUHAMMAD, 2001).

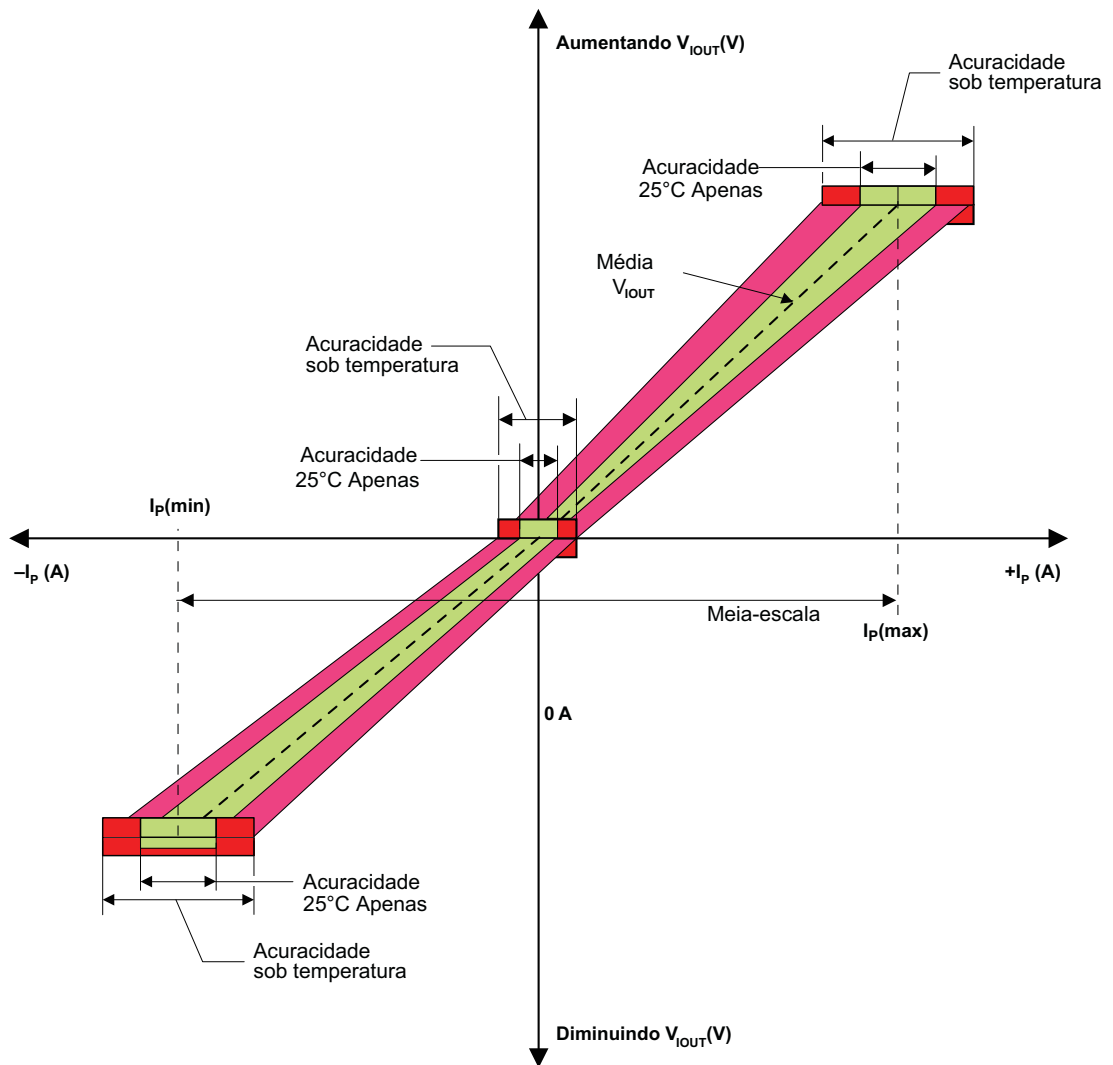
## 2.7 Medidor de carga e estado da bateria

O sistema responsável por medir o estado de carga da bateria utiliza um microcontrolador do tipo Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. A medição do estado de carga é feita através de uma coleta de amostras da corrente e tensão da bateria, com um sensor de efeito Hall e um divisor de tensão, em uma taxa de amostragem de 1Hz. Uma bateria de chumbo-ácido é uma planta muito lenta e torna-se desnecessário utilizar taxas de amostragem elevadas. Além disso, foi incluído, no barramento I2C, um módulo RTC (real time clock) para a estimação de quando a cadeira de rodas necessitará de recarga. Com base nesses conceitos a Figura 2.17 apresenta o diagrama de blocos do sistema de medição de carga.



**Figura 2.17:** Medidor de nível de carga das baterias

Como o sensor de corrente de efeito *Hall*, foi escolhido o ACS712 da Allegro. Este sensor possui a característica de estar montado em um circuito integrado permitindo sua integração ao módulo de saída do carregador de baterias. A medida que a intensidade da corrente aumenta ele produz uma tensão linearmente proporcional a corrente medida. Segundo a Allegro (ALLEGRO, 2011), a Figura 2.18 ilustra a sua resposta em função da corrente que está sendo medida em sua garra.



**Figura 2.18:** Curva de resposta do sensor ACS756 (ALLEGRO, 2011)

Para analisar a variação percentual de carga das baterias, foi desenvolvido, com o auxílio da ferramenta MATLAB e Simulink, um modelo da a variação de carga de cada bateria da cadeira de rodas. A Figura 2.19 apresenta a curva de descarga mostrando como a tensão dos terminais de cada bateria varia de acordo com a carga consumida. Nesta simulação várias correntes de carga foram utilizadas para demonstrar o comportamento da bateria.

Na cadeira de rodas serão utilizados um módulo microcontrolador baseado no Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3, um módulo medidor de carga baseado no ATmega2560 e dois motores, cuja as características de consumo real de corrente e tensão estão apresentados pelo Anexo A2. Com base no diagrama de blocos apresentado a Figura 2.20 apresenta o diagrama elétrico completo do circuito medidor de carga das baterias.

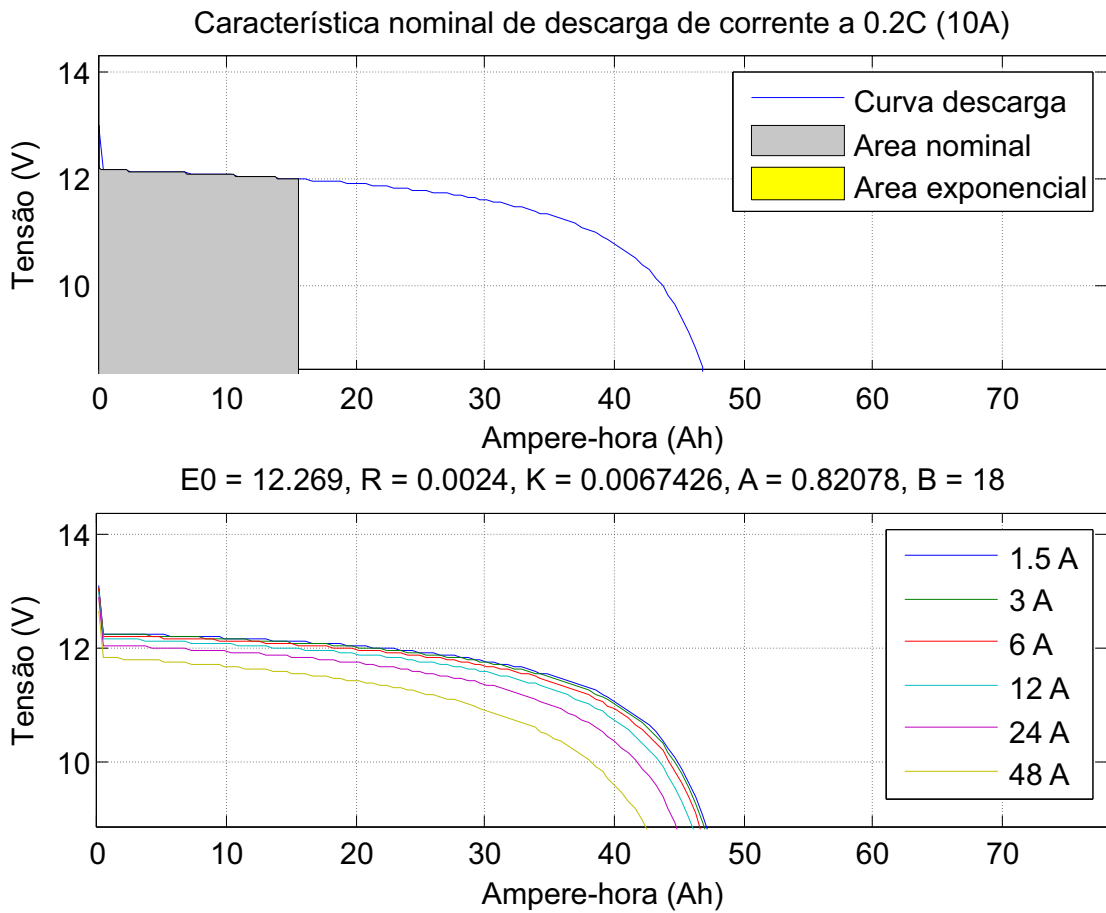


Figura 2.19: Variação de carga das baterias

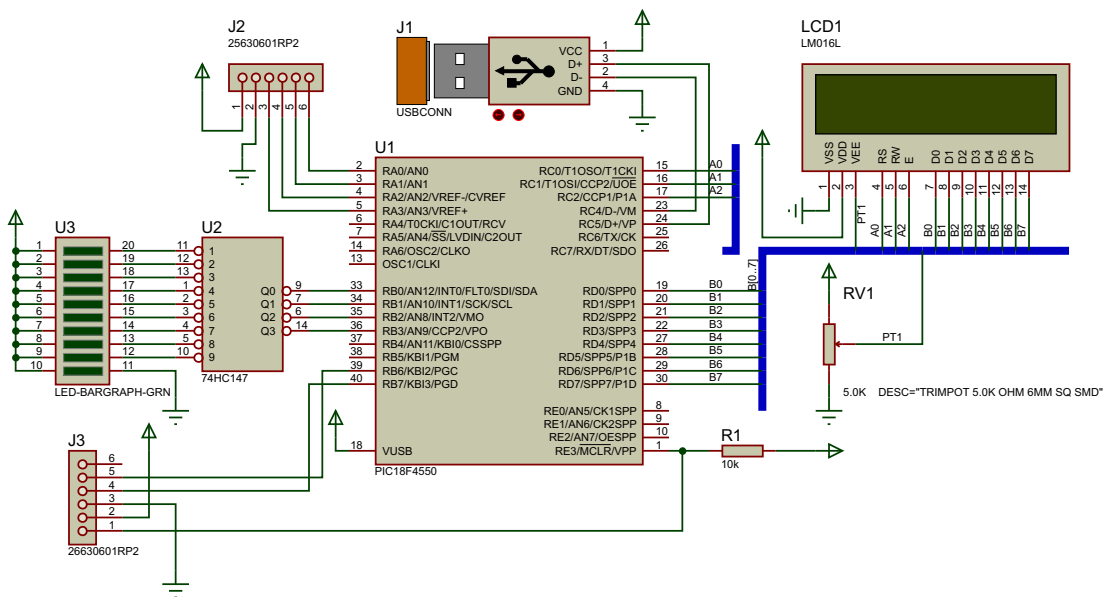


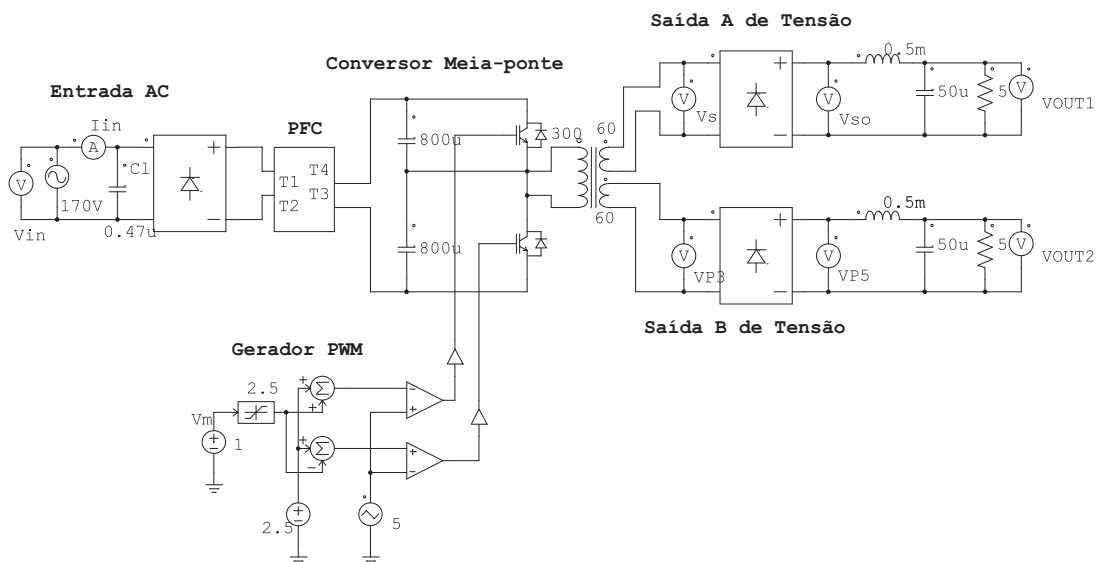
Figura 2.20: Medidor de carga das baterias

## 2.8 Simulações e Análise Teórica

Nesta seção, os testes no carregador de baterias são apresentados. Estes testes ditos, consistem em medir a oscilografia da tensão e corrente nos estágios de entrada e saída do conversor DC-DC responsável por fornecer corrente e tensão de carga para as baterias da cadeira de rodas. Antes porém, de apresentar os resultados práticos destes testes, uma análise computacional do carregador de baterias será apresentada e discutida com base em simulações realizadas. A simulação é relevante pois permite prever a resposta do sistema desenvolvido antes de ser testado experimentalmente.

### 2.8.1 Análise computacional

Para averiguar previamente o funcionamento de todos os subsistemas do carregador de baterias algumas simulações foram feitas com o auxílio da ferramenta PSIM. Inicialmente, foi implementado o modelo completo de simulação incluindo todos os estágios do carregador de baterias e, assim, a tensão de saída fora estimada no simulador. A Figura 2.21 apresenta o modelo físico do carregador de baterias simulado no PSIM.



**Figura 2.21:** Modelo de simulação do carregador de baterias

Um aspecto para observar, na Figura 2.21, é que o circuito corretor do fator de potência foi modelado como um bloco único para simplificar a representação. Quanto as tensões de saída, do conversor DC-DC, para duas baterias de chumbo ácido de 12V@50Ah, a Figura 2.22 apresenta a tensão de cada saída do conversor a uma resposta em degrau de 380V em ambas as baterias.

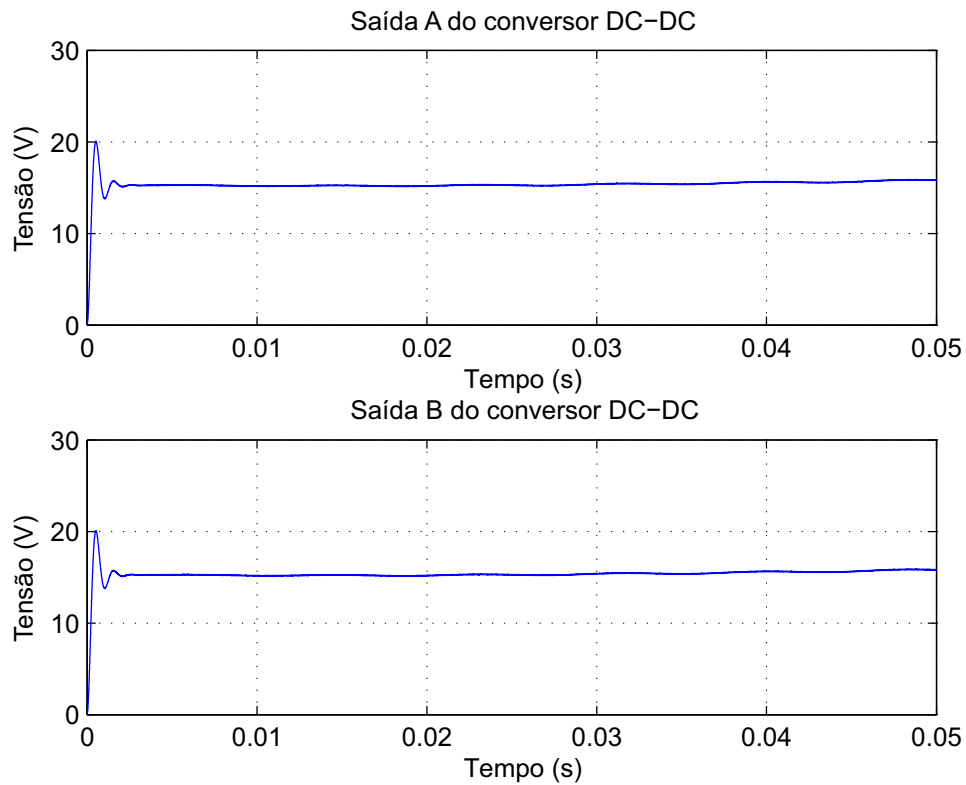


Figura 2.22: Saídas do conversor DC-DC a resposta em degrau

## 2.9 Medições carregador de baterias

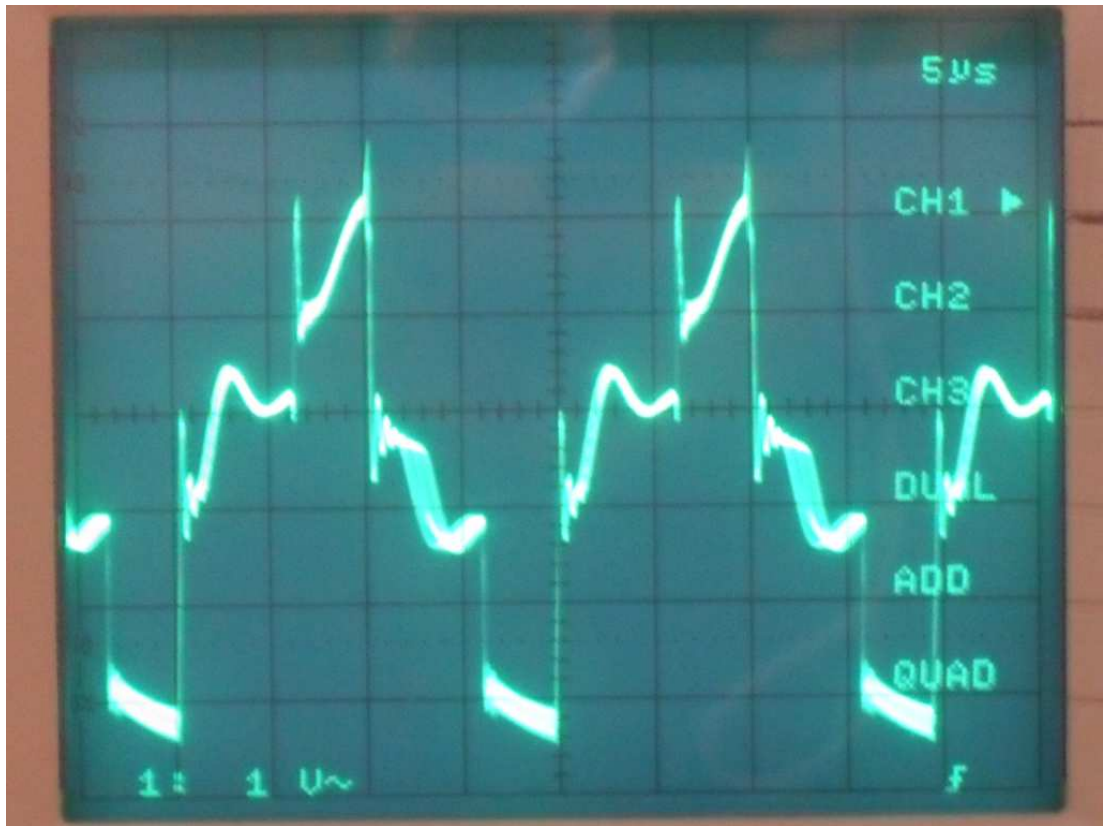
Como citado na Seção 2, os testes realizados no carregador de baterias serão comentados aqui. O conversor *Half-Bridge* desenvolvido foi inicialmente testado em uma carga resistiva variável de 1K-50ohm devido a indisponibilidade de duas baterias de chumbo-ácido de 50Ah funcionais. Com este teste, foi possível drenar 10A da saída do conversor DC-DC com êxito.

Entretanto, ocorreu um problema no limitador de corrente de inrush o qual resultou na queima dos dois MOSFETs (e.g. transistores de efeito de campo) IRF840 utilizados no bloco referente ao conversor DC-DC. Além disso, observou-se uma falha no circuito dos drivers após o momento da queima dos MOSFETs. Após fazer os reparos, observou-se um comportamento anômalo nas formas de onda no primário e no secundário do conversor *Half-Bridge*. O comportamento ideal seria mais próximo da Figura 2.2.

A Figura 2.23 apresenta a forma de onda no enrolamento primário do transformador do conversor *Half-Bridge* utilizando uma um Osciloscópio com ponteira configurada no modo X10 e com 20V/div. Após medir a forma de onda da ten-



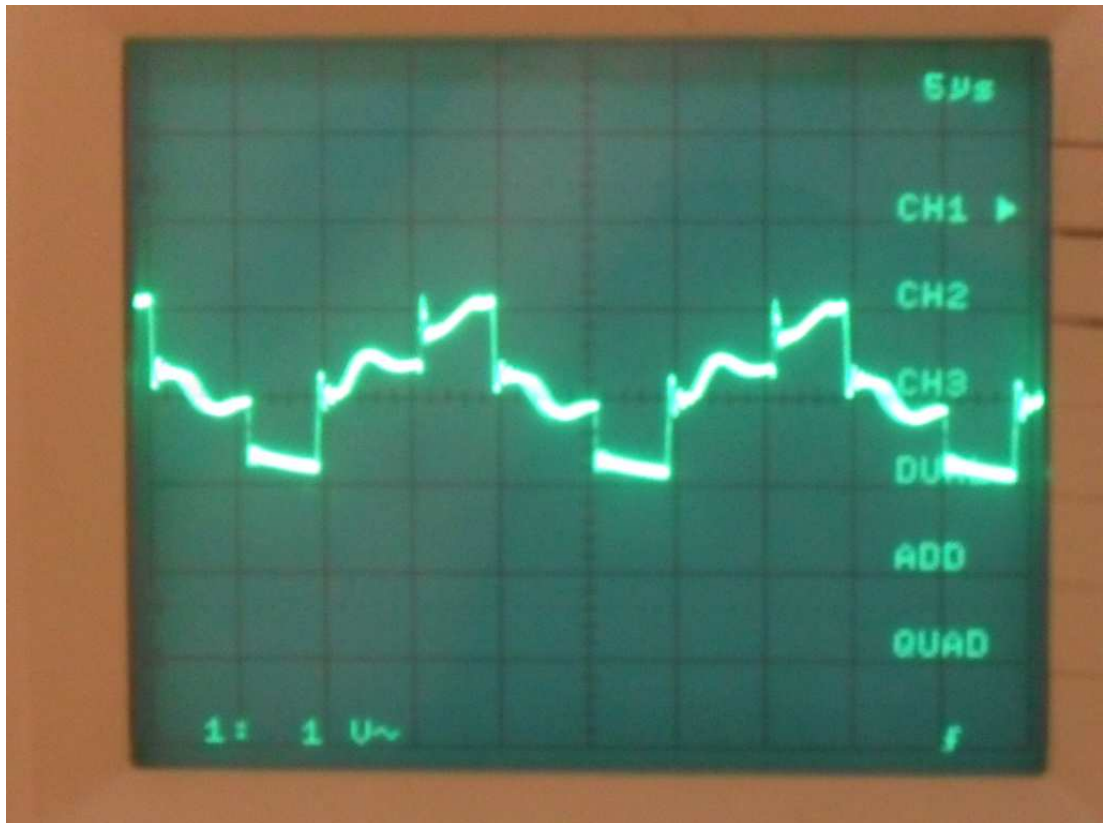
são no enrolamento primário, fez-se a medida no enrolamento secundário com os resultados apresentado na Figura 2.24.



**Figura 2.23:** Forma de onda de tensão no enrolamento primário

Uma possível hipótese para o problema nas formas de ondas de tensão do enrolamento primário e secundário pode ser explicada devida a influência do efeito peculiar presente nos conectores utilizados nos módulos do conversor *Half-Bridge*.

Para a resolução completa deste problema, caso em futuras pesquisas for utilizada uma arquitetura modular para o carregador de baterias, seria necessário utilizar um conector de várias vias de modo a minimizar o efeito peculiar entre os módulos. O fenômeno do efeito peculiar ocorre também nos conectores banana prejudicando a transmissão de potência entre os módulos.



**Figura 2.24:** Forma de onda de tensão no enrolamento secundário

## 2.10 Sistema de Estimação de Carga

A estimação de estado de carga das baterias da cadeira de rodas é relevante para o usuário do sistema permitindo com que o paciente da cadeira de rodas saiba quando será necessário recarregar novamente as baterias. Nesta seção será discutida a implementação deste sistema com base em publicações relevantes neste tema.

Uma das técnicas mais simples e conhecidas para estimar o estado de carga de uma bateria é a técnica da contagem de coulomb que consiste em coletar várias amostras da corrente de carga e integrá-la no tempo. A unidade de medida de corrente o Ampere (A) equivale a um Coulomb por segundo dada por:

$$1A = \frac{1C}{1s} \quad (2.85)$$

Um outro método simples e geralmente utilizado é a medição da tensão do terminal da bateria de chumbo-ácido. Entretanto, este método não apresenta uma boa precisão (CROMPTON, 2000) devido a inúmeros fatores tais como: não-

linearidade da curva de tensão×carga e o efeito Peukert.

Com isso, se for feita a integração da corrente de carga ou descarga ao longo do tempo determina-se com boa precisão a quantidade de carga em Coulombs que entrou ou saiu da bateria (PILLER; PERRIN; JOSSEN, 2001). A equação (2.86) modela esta técnica:

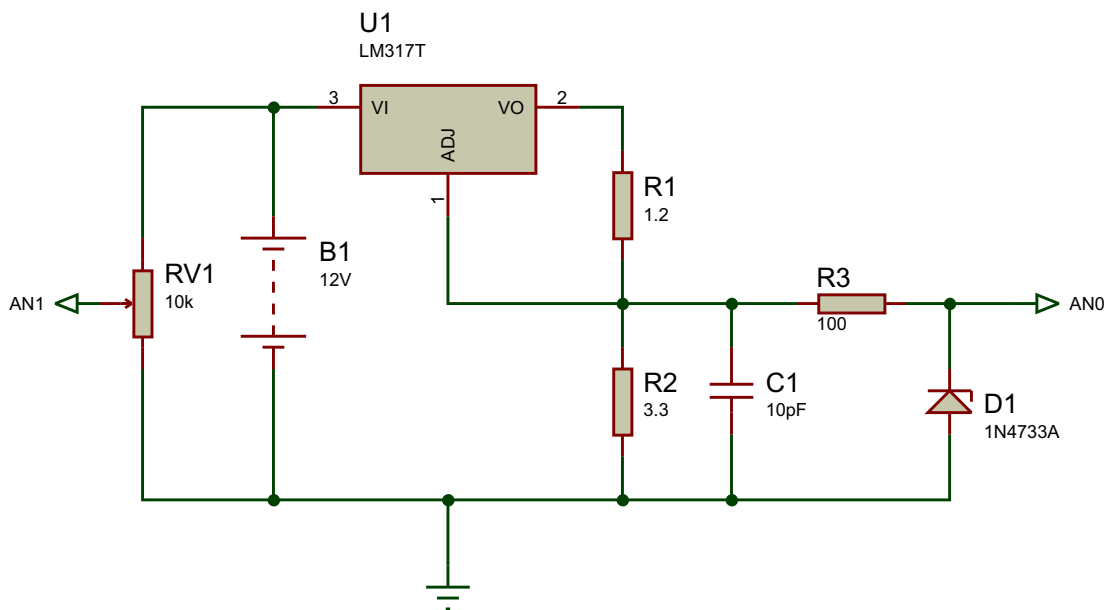
$$q(t) = \int_{t_0}^t i(t)dt \quad (2.86)$$

Durante as fases iniciais do desenvolvimento do carregador de baterias, foi analisada a precisão de um modelo matemático de uma bateria de chumbo-ácido. Na ferramenta MATLAB, existe um toolbox no SimPowerSystems que descreve um modelo de uma bateria de chumbo-ácido desenvolvido por (TREMBLAY; DESSAINT, 2009) e implementado no ambiente MATLAB.

Alguns autores na comunidade científica discutem amplamente a questão da estimação do estado de carga (conhecida na Língua Inglesa como *State-of-Charge*) (PILLER; PERRIN; JOSSEN, 2001). As técnicas mais promissoras neste ramo são o Filtro de Kalman Extendido (ZHANG; LIU; FANG, 2008), Filtro  $H_\infty$  (CASTILLO; ODULIO, 2012), lógica Fuzzy (SALKIND et al., 1999), Filtragem por partículas (RESTAINO; ZAMBONI, 2012). Neste trabalho, uma extensão do modelo desenvolvido por (TREMBLAY; DESSAINT, 2009) será feita e apresentada.

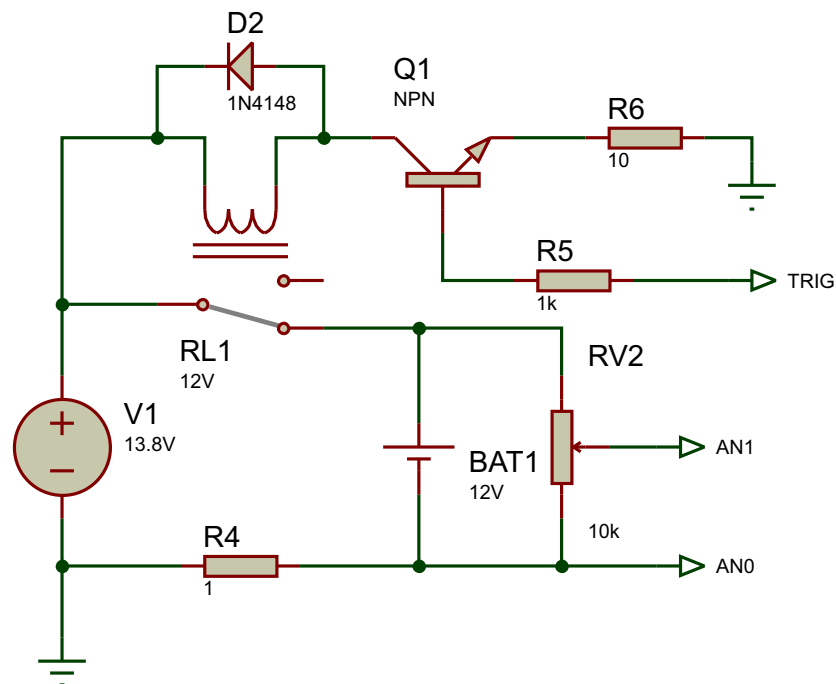
Inicialmente, uma bateria de chumbo-ácido selada de 12V@1.3Ah de um robô móvel foi testada com uma carga fixa conectada aos seus terminais. Neste teste, foi observado que o modelo teórico citado anteriormente possui uma limitação ao considerar a resistência interna da bateria como constante. Esta característica não corresponde àquela com uma bateria real uma vez que existem fatores como, por exemplo, a temperatura e o efeito Peukert que afetam muito o desempenho de uma bateria de chumbo-ácido.

O circuito utilizado para descarregar a bateria foi composto por um regulador de tensão ajustável (LM317) configurado para drenar 1A de uma fonte de tensão. Os valores de resistores foram determinados empiricamente e após validar este circuito, em uma fonte DC ajustável, foi constatado que este circuito drena exatamente 1A da fonte. A figura 2.25 apresenta o circuito para descarga e amostragem da tensão e corrente da bateria.



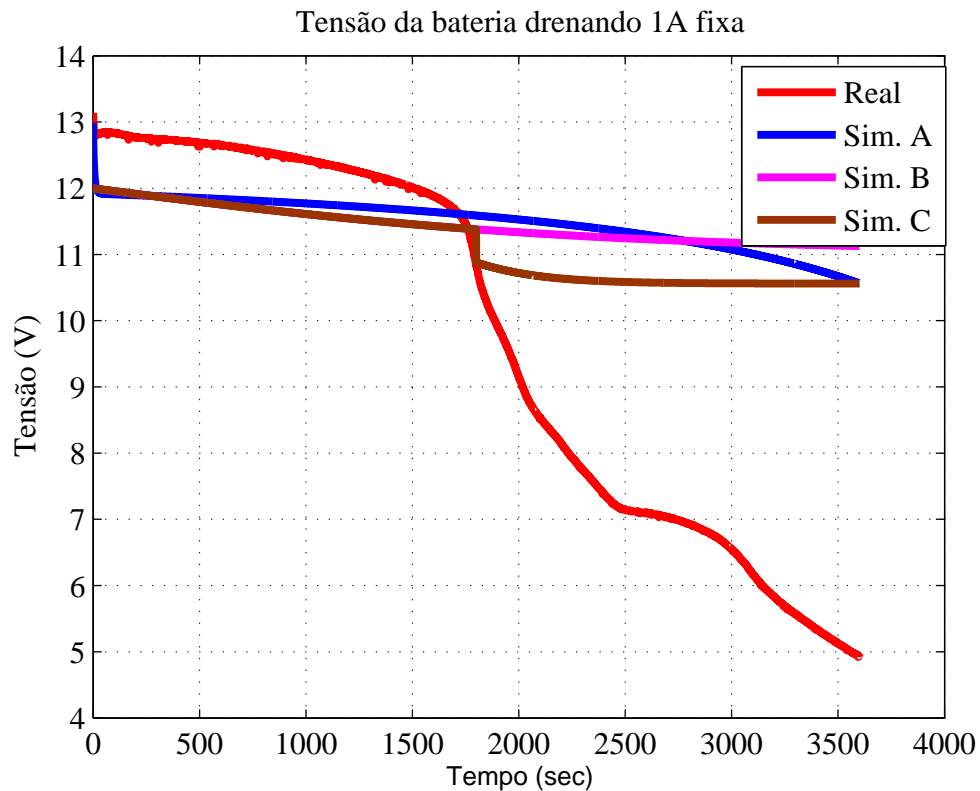
**Figura 2.25:** Circuito para drenar corrente fixa 1A

Neste circuito, as portas AN0 e AN1 correspondem as portas analógicas do conversor A/D interno do microcontrolador utilizado neste teste. Além disso, estes dois parâmetros (tensão e corrente) da bateria foram amostrados e armazenados em um cartão SD durante 1 hora contínua. Após fazer este teste, a bateria foi recarregada e a corrente de carga foi ajustada para aproximadamente 150mA. A Figura 2.26 apresenta o circuito.



**Figura 2.26:** Circuito para medição da corrente de carga e da tensão

Durante o teste de descarga, com a carga fixa de 1A, a tensão da bateria foi amostrada durante uma hora com uma taxa de amostragem de 1Hz. Feito isso, a bateria foi deixada em repouso para recuperar a tensão permitindo com que a solução de chumbo-ácido atingisse a temperatura ambiente. A Figura 2.27 apresenta a curva característica da tensão da bateria ao ser descarregada com a carga fixa.

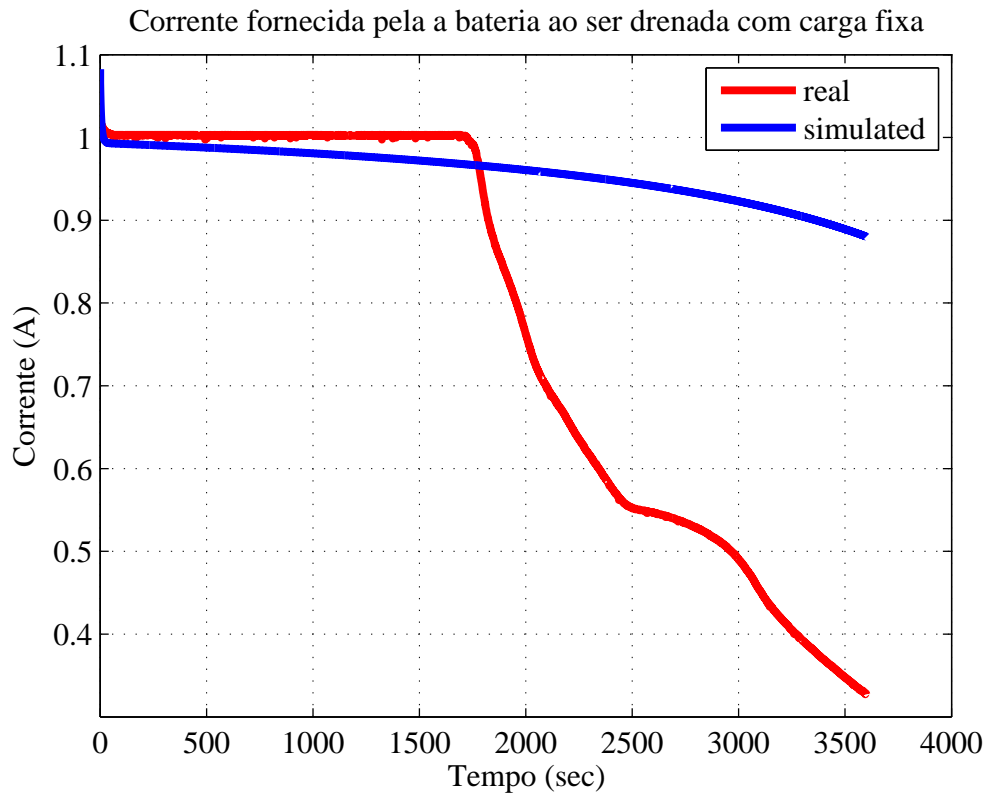


**Figura 2.27:** Tensão de descarga da bateria

As curvas Real, Sim. A, Sim. B e Sim. C correspondem a tensão real da bateria, a tensão de acordo com o modelo pré-existente no MATLAB/Simulink (TREMBLAY; DESSAINT; DEKKICHE, 2007), a tensão de acordo com o modelo implementado no PSIM e a tensão de considerando a variação de alguns parâmetros no modelo implementado no PSIM de acordo com a Figura 2.29.

Durante o teste de descarga da bateria de chumbo-ácido, foi observado que quando o estado de carga atingiu cerca da metade a impedância interna da bateria começou a aumentar significativamente. Isto confirma uma discrepância no modelo da bateria de chumbo-ácido apresentada por (TREMBLAY; DESSAINT, 2009). Outra observação no experimento é o valor medido para a corrente drenada da bateria ao longo do tempo. Inicialmente, o circuito foi ajustado para drenar 1A

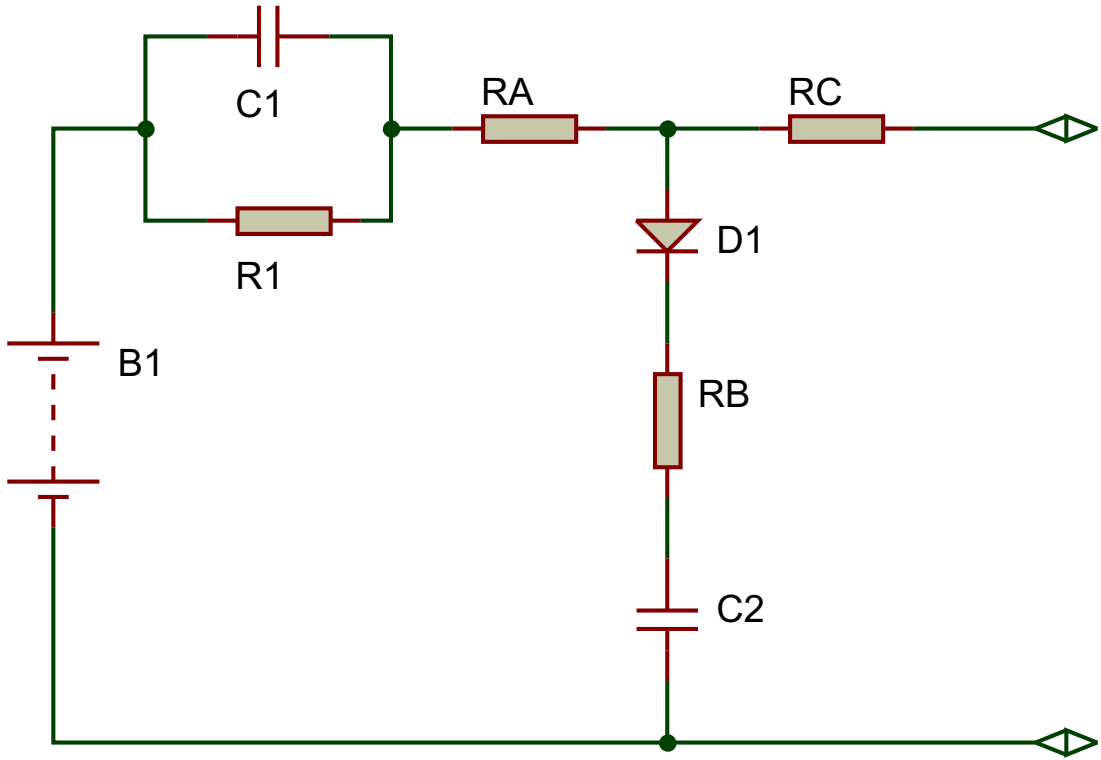
fixa. Entretanto, o aumento da impedância interna da bateria pode ser observada na Figura 2.28.



**Figura 2.28:** Corrente da bateria ao ser drenada com 1A

Após este teste, foi feita uma extensão no modelo levando em conta o efeito do aumento da impedância interna da bateria. Esta extensão feita, foi com base nos artigos de (JACKEY, 2007) e (KROEZE; KREIN, 2008) que apresentam modelos de uma bateria de chumbo-ácido capazes descrever este fenômeno. O modelo da bateria de chumbo-ácido desenvolvido por (TREMBLAY; DESSAINT, 2009) é apresentado pela Figura 2.29 para referência no desenvolvimento a seguir.

Este modelo, é composto por quatro resistores  $R_1$ ,  $R_A$ ,  $R_B$  e  $R_C$ . O resistor  $R_B$  descreve o fenômeno de auto-descarga da bateria de chumbo-ácido e os outros dois resistores ( $R_A$  e  $R_1$ ) representam a  $R_C$  resistência elétrica interna e a resistência elétrica dos terminais da bateria.



**Figura 2.29:** Modelo da bateria de chumbo-ácido

Uma vez que a estratégia anterior não produziu resultados satisfatórios uma outra estratégia baseada no ajuste Mínimos Quadrados será a seguir aplicado ao modelo de descarga da bateria de (TREMBLAY; DESSAINT, 2009).

Esta estratégia pode ser facilmente adaptado para o modelo de carga da bateria. Com isso, é formulado o seguinte problema de otimização com base modelo de (TREMBLAY; DESSAINT, 2009): Minimizar a equação (2.87),

$$I_p = \sum \left[ V_{batt} - E_0 - RI_i - \frac{KQ(It_i)}{Q - It_i} + B |I_i| \times \exp(t_i) \right]^2 \quad (2.87)$$

Onde  $R$ , a resistência interna da bateria, é dinamicamente modelada neste trabalho como uma curva de 2o grau dependente da tensão instantânea na saída  $V_{bat,i}$ :

$$R \equiv a_0 + a_1 \quad (2.88a)$$

$$V_{bat,i} + 0,50 \times a_2 \times V_{bat,i}^2 \quad (2.88b)$$

A curva de 2o grau foi escolhida nesta Dissertação, após analisar as curvas de corrente e tensão fornecidas pela Figura 2.28 e pela Figura 2.27. As razões

físicas por trás de tal comportamento não foram levados em conta como descrito por (JACKEY, 2007).

Resolve-se o problema de modo que o conjunto óptimo de (TREMBLAY; DESSAINT, 2009) parâmetros do modelo  $a_0, a_1, a_2, K, B$  são determinada de modo que os quatro segmentos da curva  $V_{batt} \times tempo$  da Figura 2.27 são dinamicamente ajustados pelo modelo, e não apenas por um modelo de coeficientes fixos.

As condições necessárias para a existência de um mínimo local da Equação (2.87) de parâmetros do modelo  $a_0, a_1, a_2, K, B$  são dadas pela seguinte relação:

$$\frac{\partial I_P}{\partial a_0} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial a_1} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial a_2} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial K} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial B} = 0 \quad (2.89)$$

O que é expresso conforme segue:

$$\frac{\partial I_P}{\partial a_0} = \sum \left\{ \frac{V_{batt} - E_0 - RI_i - KQ(It_i + I)/[Q - It_i] +}{B |I_i| \times \exp(t_i) \times 1} \right\} = 0 \quad (2.90a)$$

$$\frac{\partial I_P}{\partial a_1} = \sum \left\{ \frac{V_{batt} - E_0 - RI_i - KQ(It_i + I)/[Q - It_i] +}{B |I_i| \times \exp(t_i) \times V_{batt}} \right\} = 0 \quad (2.90b)$$

$$\frac{\partial I_P}{\partial a_2} = \sum \left\{ \frac{V_{batt} - E_0 - RI_i - KQ(It_i + I)/[Q - It_i] +}{B |I_i| \times \exp(t_i)} \right\} \times 0.5V_{batt}^2 = 0 \quad (2.90c)$$

$$\frac{\partial I_P}{\partial K} = \sum \left\{ \frac{V_{batt} - E_0 - RI_i - KQ(It_i + I)/[Q - It_i] +}{B |I_i| \times \exp(t_i)} \right\} \times \quad (2.90d)$$

$$Q(It_i + I)/[Q - It_i] = 0$$

$$\frac{\partial I_P}{\partial B} = \sum \left\{ \frac{V_{batt} - E_0 - RI_i - KQ(It_i + I)/[Q - It_i] +}{B |I_i| \times \exp(t_i)} \right\} \times |I_i| \exp(t_i) = 0 \quad (2.90e)$$

Todo este conjunto de equações pode ser então organizados num formato de matriz linear tal que  $\mathbf{A}x = \mathbf{b}$ , onde o  $\mathbf{A}$  matriz é,



$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N 1 & \sum_{i=1}^N V_{bat,i} & \sum_{i=1}^N 0,5V_{bat,i}^2 & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} & \sum_{i=1}^N abs(I_i)exp(t_i) \\ \sum_{i=1}^N V_{bat,i} & \sum_{i=1}^N V_{bat,i}^2 & \sum_{i=1}^N 0,5V_{bat,i}^3 & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} V_{bat,i} & \sum_{i=1}^N abs(I_i)exp(t_i) V_{bat,i} \\ \sum_{i=1}^N 0,5V_{bat,i}^2 & \sum_{i=1}^N 0,5V_{bat,i}^3 & \sum_{i=1}^N 0,25V_{bat,i}^4 & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} 0,5V_{bat,i}^2 & \sum_{i=1}^N abs(I_i)exp(t_i) 0,5V_{bat,i}^2 \\ \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} V_{bat,i} & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} 0,5V_{bat,i}^2 & \sum_{i=1}^N \frac{Q^2(I_{t_i}-I_i)^2}{(Q-I_{t_i})^2} & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} abs(I_i)exp(t_i) \\ \sum_{i=1}^N abs(I_i)exp(t_i) & \sum_{i=1}^N abs(I_i)exp(t_i) V_{bat,i} & \sum_{i=1}^N abs(I_i)exp(t_i) 0,5V_{bat,i}^2 & \sum_{i=1}^N \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} abs(I_i)exp(t_i) & \sum_{i=1}^N (abs(I_i)exp(t_i))^2 \end{bmatrix} \quad (2.91a)$$

$$x = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ K \\ B \end{bmatrix} \quad (2.91b)$$

$$b = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N [V_{bat,i} - E_o] \\ \sum_{i=1}^N [V_{bat,i} - E_o] V_{bat,i} \\ \sum_{i=1}^N [V_{bat,i} - E_o] 0,5V_{bat,i}^2 \\ \sum_{i=1}^N [V_{bat,i} - E_o] \frac{Q(I_{t_i}+I_i)}{(Q-I_{t_i})} \\ \sum_{i=1}^N [V_{bat,i} - E_o] abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} \quad (2.91c)$$

Portanto, os coeficientes óptimas (descarga da bateria) dadas pelo vetor  $x$  pode ser dinamicamente determinados para cada um dos quatro segmentos que formam a curva real de descarga da bateria, em laboratório, na Figura 2.27.

Esta tarefa é realizada através da selecção apropriada de uma janela que compreende um número finito de  $N$  medições em laboratório, para cada um dos quatro segmentos de tal modo que  $8 < N < 15$  pontos e, em seguida, rodando o filtro de forma recursiva.

Inicialmente, a janela de dimensionamento do filtro é escolhida a tal que  $N = 8$ , o que provê a solução de compromisso máximo de sensibilidade do filtro no rastreo da curva de descarga efectiva, desde que o modelo da resistência  $R$  seja, de fato um polinômio de 2a ordem de facto.

Uma vez que um lote com  $N$  pontos de descarga é processado, e os coeficientes óptima  $\mathbf{x}_{opt}$  são determinados, então faz-se a propagação do filtro, de tal modo que um novo ponto de referência da curva de descarga, ou seja,  $V_{batt}(N + 1)$  é incluído para ser processado.

Portanto, o tamanho da janela de  $N$  se tornará igual a 9 e, como regra geral, serão reutilizados os coeficientes ótimos determinados para o lote anterior com  $N=8$  pontos.

Assim, o problema de otimização é reformulado sob novo enunciado como, minimizar,

$$I_p^* = \sum \left\{ \begin{array}{l} V_{batt} - E_0 - (R_{opt}\Delta R)I_i - (K_{opt} + \Delta K) \times \\ Q(It_i + I_i)/[Q - It_i] + (B_{opt} + \Delta R) \times |I_i| \times exp(t_i) \end{array} \right\}^2 \quad (2.92)$$

As condições necessárias para a existência de um conjunto mínimo e ideal de parâmetros do modelo  $a_0, a_1, a_2, K, B$  também são dadas por,

$$\frac{\partial I_P}{\partial a_0} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial a_1} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial a_2} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial K} = 0; \frac{\partial I_P}{\partial B} = 0 \quad (2.93)$$

Estas equações podem, agora, ser expressos individualmente,

$$\partial I_P / \partial \Delta a_0 = \sum \left\{ \begin{array}{l} V_{batt} - E_0 - (R_{opt} - \Delta R)I_i - (K_{opt} + \Delta K) \times \\ Q(I_{t_i} + I_i) / [Q - I_{t_i}] + \\ (B_{opt} + \Delta R) \times |I_{t_i}| \times \exp(t_i) \end{array} \right\} \times 1 = 0 \quad (2.94a)$$

$$\partial I_P / \partial \Delta a_1 = \sum \left\{ \begin{array}{l} V_{batt} - E_0 - (R_{opt} + \Delta R)I_i - (K_{opt} + \Delta K) \times \\ Q(I_{t_i} + I_i) / [Q - I_{t_i}] + \\ (B_{out} + \Delta R) \times |I_i| \times \exp(t_i) \end{array} \right\} \times V_{batt} = 0 \quad (2.94b)$$

$$\partial I_P / \partial \Delta a_2 = \sum \left\{ \begin{array}{l} V_{batt} - E_0 - (R_{opt} + \Delta R)I_i - \\ (K_{opt} + \Delta K)Q(I_{t_i} + I_i) / [Q - I_{t_i}] - \\ + (B_{opt} + \Delta R) \times |I_i| \times \exp(t_i) \end{array} \right\} \times 0.5V_{batt}^2 = 0 \quad (2.94c)$$

$$\partial I_P / \partial \Delta K = \sum \left\{ \begin{array}{l} V_{batt} - E_0 - (R_{opt} + \Delta R)I_i - \\ (K_{opt} + \Delta K)Q(I_{t_i} + I_i) / [Q - I_{t_i}] + \\ (B_{opt} + \Delta R) \times |I_i| \times \exp(t_i) \end{array} \right\} \times \quad (2.94d)$$

$$Q(I_{t_i} + I) / [Q - I_{t_i}] = 0$$

$$\partial I_P / \partial \Delta B = \sum \left\{ \begin{array}{l} V_{batt} - E_0 - (R_{opt} + \Delta R)I_i - \\ (K_{opt} + \Delta K)Q(I_{t_i} + I_i) / [Q - I_{t_i}] + \\ (B_{opt} + \Delta R) \times |I_i| \times \exp(t_i) \end{array} \right\} \quad (2.94e)$$

$$\times |I_i| \times \exp(t_i) = 0$$

Assim, novamente as equações acima podem ser expressas sob a forma de matriz linear, na forma que  $A\Delta x = y$ , onde o  $\mathbf{A}$  matriz é o mesmo conforme previamente determinado e tal que os resíduos  $\Delta x$  com respeito ao novo  $x_{opt}$  dos coeficientes do modelo, após a inclusão do N+1 ponto, são expressos por:

$$\Delta x = \begin{bmatrix} \Delta a_0 \\ \Delta a_1 \\ \Delta a_2 \\ \Delta K \\ \Delta B \end{bmatrix} \quad (2.95a)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} V_{bat,i} - E_o - R_{opt}I_i - \\ K_{opt}Q (It_i + I_i) / [Q - It_i] + \\ B_{opt} + abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} \\ \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} V_{bat,i} - E_o - R_{opt}I_i - \\ K_{opt}Q (It_i + I_i) / [Q - It_i] + \\ B_{opt} + abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} V_{bat,i} \\ \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} V_{bat,i} - E_o - R_{opt}I_i - \\ K_{opt}Q (It_i + I_i) / [Q - It_i] + \\ B_{opt} + abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} 0,5V_{bat,i}^2 \\ \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} V_{bat,i} - E_o - R_{opt}I_i - \\ K_{opt}Q (It_i + I_i) / [Q - It_i] + \\ B_{opt} + abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} \frac{Q(It_i+I_i)}{(Q-It_i)} \\ \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} V_{bat,i} - E_o - R_{opt}I_i - \\ K_{opt}Q (It_i + I_i) / [Q - It_i] + \\ B_{opt} + abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} abs(I_i)exp(t_i) \end{bmatrix} \quad (2.95b)$$

E tal que o erro  $\mathbf{y}$  no ajuste da curva de descarga da bateria pelo modelo, ao usar os coeficientes  $\mathbf{x}_{opt}$ , obtidos com o 1o ajuste do algoritmo usando  $N=8$  pontos, é dado por:

Agora, as correções calculadas pelo  $\Delta x$  pode ser incorporado ao  $x_{opt}$  determinado, ao usar  $N=8$  pontos, em seguida, gerando  $x_{opt,new} = x_{opt} + \Delta x$ . No caso em que uma nova interação for necessária para mais precisão, i.e. fazendo o vetor  $\mathbf{y} > 0$ , então o algoritmo acima é reiterada e ainda uma nova correção  $\Delta x$  pode ser determinada e adicionada a  $x_{opt}$ , e assim por diante.

O critério de convergência para a realização de uma outra interação - ou não é tal que  $a = \Delta R$  se situe na faixa de  $2,5\%R < \Delta R < 5\% R$ . Uma outra maneira de controlar essa precisão dos valores numéricos  $R_{opt}$  é permitir o tamanho da janela até  $N_{max} = 15$  amostras, melhorando a precisão das estimativas, apesar de uma ligeira maior exigência de processamento da CPU.

O critério de convergência tal que  $2,5\%R < \Delta R < 5\% R$ . foi escolhido pelo autor para tanto Física e boas práticas de engenharia.

Assim, após a convergencia numérica e determinação de  $\mathbf{x}_{opt}$  para a primeira medida na curva de descarga, ao se dosar o tamanho da janela tal que  $8 < N < 15$ ,

vamos agora estimar  $x_{opt}$  para a próxima medida.

Basicamente, mantendo os mesmos valores de  $N_{opt}$  e de  $x_{opt}$  ajustados para o ponto de medida anterior, vamos agora recalculamos a matriz  $A$  (ver Equação 2.77a), e os vetores  $y$  (ver Equação 2.81b) e, a partir da Equação  $A\Delta x = y$ , vamos determinar a correção  $\Delta x$  para o ajuste dos coeficientes  $x_{opt}$  para o novo ponto de medidas.

Assim, calcula-se  $x_{opt, novo} = x_{opt, old} + \Delta x$  para este novo ponto de medidas.

Note que, a partir deste momento, o algoritmo de otimização pode fazer tantas novas iterações, como for necessário, aumentando - ou diminuindo - o tamanho da janela  $N$  até que o critério de convergência seja obedecido na determinação de  $R_{opt}$  neste novo ponto.

Para agora estimar  $x_{opt}$  para a próxima medida, adota-se novamente  $N_{opt}^*$ , e  $x_{opt}^*$  do ponto de medida anterior, exatamente como descrito nos dois últimos parágrafos.

E, agora pode-se observar que o algoritmo de otimização atingiu uma forma recursiva, a saber a de ajustar o tamanho da janela  $N^{**}$ , e o valor de  $x_{opt}^{**}$  neste novo ciclo de cálculos numéricos até que seja atendido o critério de convergência.

E assim, por diante, até que o último ponto do arquivo de dados com as medidas de descarga da bateria seja processado, encerrando o algoritmo de otimização.

Em princípio, caso não existissem os joelhos na curva de descarga da bateria, achado um valor  $N$  médio, para a largura da janela, este valor permaneceria mais ou menos constante desde o início até o fim do processamento do arquivo de medidas, com alguma flutuação de seu valor em torno da média.

Entretanto, a presença dos joelhos vai fazer que a janela os encontrem tal que o vetor  $y$  passe a conter termos numericamente grandes, a partir da contribuição das últimas parcelas da somatória (veja a Equação (2.95b)). E, deste modo o critério de convergência passa, eventualmente a não mais ser atendido.

Neste caso, como uma primeira compensação, o algoritmo passa a progressivamente reduzir o tamanho da janela  $N$ , de modo a rejeitar estas últimas parcelas da somatória, ao mesmo tempo em que ganha menos sensibilidade, buscando se aproximar mais dos valores numéricos das medidas físicas.

E, deste modo, com o tamanho da janela mínimo, i.e.  $N_{min} = 8$ , o algoritmo consegue estimar o vetor  $x_{opt}$  até que o novo ponto de medida a processar comece progressivamente a se afastar da região do joelho.

Assim, uma vez de novo em uma região mais linear da curva de descarga da bateria, o algoritmo passa a aumentar o tamanho da janela de modo a obter a máxima precisão concedida por  $N_{max} = 15$ .

E, assim por diante até que um novo joelho da nuvem de dados é atingido.

## 2.11 Considerações Finais

O objetivo deste capítulo foi apresentar o desenvolvimento do carregador de baterias da cadeira de rodas, o circuito de monitoramento da carga e os testes realizados com ele. O carregador de baterias atendeu a especificação proposta, apesar dos problemas encontrados, e o circuito de monitoramento de carga apresentou uma boa precisão durante os testes realizados em bancada. Entretanto, torna-se necessário aprimorar o circuito do carregador de baterias e utilizar conectores na interligação entre os módulos que não tenham grandes problemas com o efeito peculiar.

Além disso, esta etapa do trabalho resultou em um estudo mostrando a eficácia dos algoritmos de estimação de estado de carga. Uma experiência foi feita para validar a eficácia do modelo de bateria utilizada SimPowerSystems os quais foram descritos pela (TREMBLAY; DESSAINT, 2009). A análise daqueles resultados mostrou que a resistência interna não pode ser considerada constante, a fim de ter uma descrição precisa da bateria de chumbo-ácido. Em seguida, este mesmo modelo foi estendido incluindo o efeito da resistência variável para a bateria utilizando o modelo de (JACKEY, 2007). Após uma análise o novo modelo mostrou resultados promissores e estimar o estado de carga mais preciso.

Um filtro linear Quadrático inteiramente análogo também podem ser desenvolvidos para o modelo proposto de carregamento da bateria por (JACKEY, 2007). Além disso, caso desejado investigar a fundo os modelos de um Filtro de Kalman prolongado e um filtro de partículas, tal como apresentado por (RESTAINO; ZAMBONI, 2012), poderia ser aplicada para estimar o estado de carga considerando o efeito Peukert e a temperatura da bateria.

## 3 Modelagem Cinemática e Simulação

Este capítulo apresenta o desenvolvimento e análise referente ao protótipo de um robô móvel destinado a representar a cadeira de rodas a fim de validar experimentalmente os modelos cinemáticos e dinâmicos em conjunto com o sistema de detecção de obstáculos.

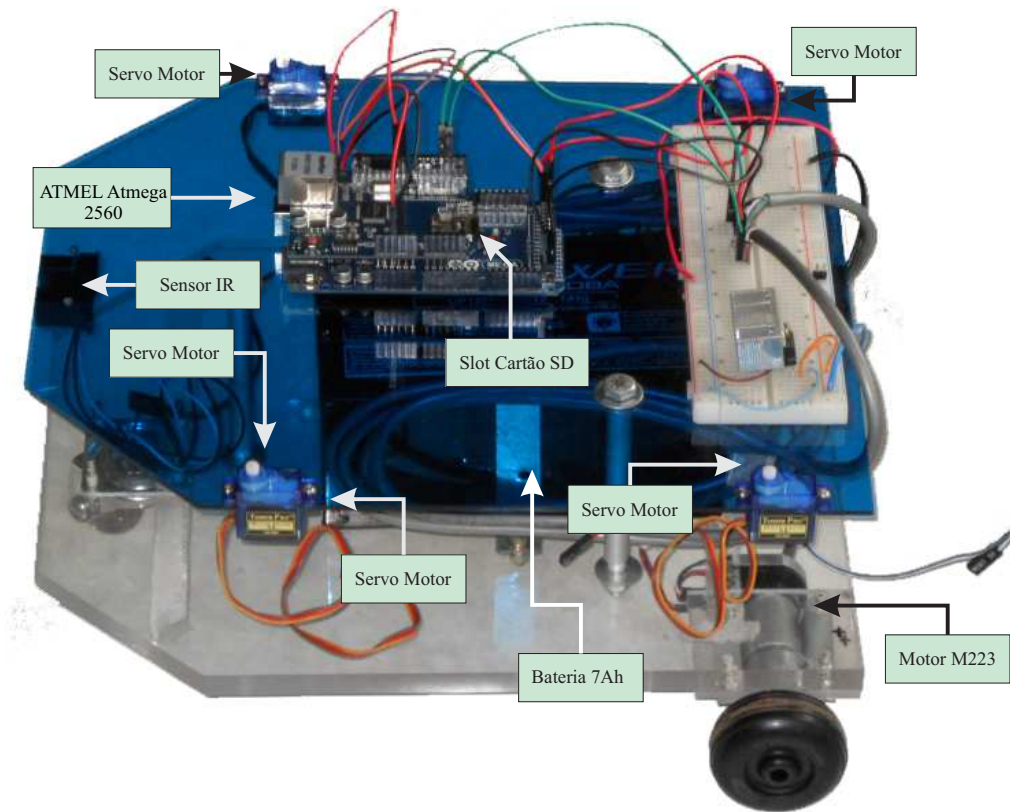
### 3.1 Introdução

Devido a não disponibilidade da cadeira de rodas para realizar campanha de experimentos referentes ao sistema de controle dos motores DC da cadeira de rodas foi desenvolvido e construído um robô móvel utilizando dois motores DC do tipo M223 com encoders ópticos AMT103 da CUIINC. O propósito deste robô móvel é fazer a validação experimental da cinemática e dinâmica desenvolvida e apresentada neste capítulo.

Um detalhe importante a ressaltar é que este robô móvel possui somente uma roda livre (Castor) instalada na região frontal do chassis. A cadeira de rodas no laboratório de Engenharia Elétrica da UEL possui duas destas rodas instaladas na parte da frente do chassis.

O protótipo do robô doravante designado de Sojourner-1, foi desenvolvido com base no trabalho de (TEAM, 1997), onde este se compõe de dois andares feitos de uma estrutura de acrílico fixa. No andar inferior foram instalados os módulos de potência que incluem a bateria VRLA de 12VDC de 7Ah de capacidade em conjunto com a ponte H, embasada no circuito integrado L298, que provê a capacidade de acionar os dois motores do sistema. No andar superior foram instalados os servomotores e módulos sonares do tipo HC-SR04 capaz de medir a distância até um anteparo. A Figura 3.1 apresenta a foto do Sojourner-1.





**Figura 3.1:** Robô móvel desenvolvido Sojourner-1 para testes

Em relação a este protótipo, as fotos mais detalhadas estão inclusos no Apêndice E. Antes de discutir o modelo cinemático direto, a Tabela 3.1 apresenta as principais características deste protótipo do Sojourner-1 desenvolvido.

**Tabela 3.1:** Características elétricas e mecânicas do Sojourner-1

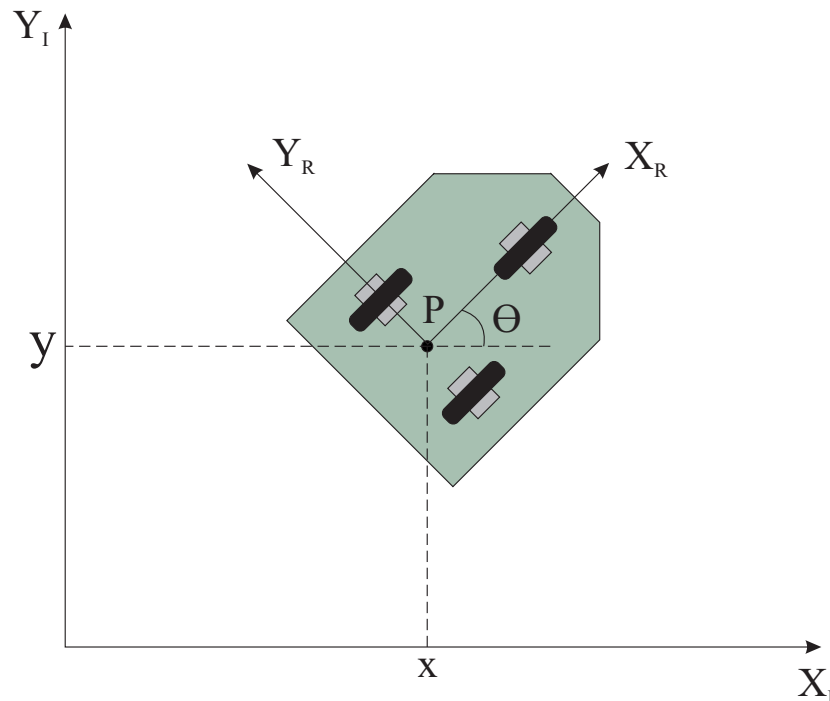
Parâmetro	Valor
Diâmetro das rodas	4.935cm
Distância entre as rodas	280mmm
Peso do protótipo	1.8kg
Tensão da Bateria e Capacidade	12V@7Ah

## 3.2 Modelo cinemático direto do Sojourner-1

Esta seção, será apresentado um modelo cinemático direto de um robô móvel não holonômico composto por tração em duas rodas e uma roda castor na região fontral.

Um aspecto muito importante no robô é a questão de representar todo o sistema de modo a ser possível analisar a sua posição no espaço. Cada roda do robô móvel permite contribuir e restringir seu movimento. Não basta apenas uma malha de controle para fixar a velocidade de rotação das rodas e sim um modelo cinemático consistente que consiga descrever a movimentação do Sojourner-1 no espaço.

A posição do robô móvel no plano cartesiano  $(x, y)$  pode ser especificada através de uma relação entre o plano de referência global do plano cartesiano e do plano de referência local onde o robô móvel se encontra conforme mostra a Figura 3.2.



**Figura 3.2:** Representação do plano de ref. global e local (MELO, 2007)

Nesta Figura 3.2, os eixos  $X_I$  e  $Y_I$  definem uma base inercial arbitrária do plano cartesiano e a posição do robô é definida pelo o ponto  $P$  presente entre as duas rodas traseiras. Os eixos  $X_R$  e  $Y_R$  representam do plano de referência local e o ângulo  $\theta$  é definido pela a diferença angular entre do plano de referência local e global. Com base neste conceito, o posicionamento do robô é dado pelo o vetor  $\xi$  e a notação  $I$  indica a base deste posicionamento no plano de referência global (MELO, 2007).

$$\xi_I = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \theta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

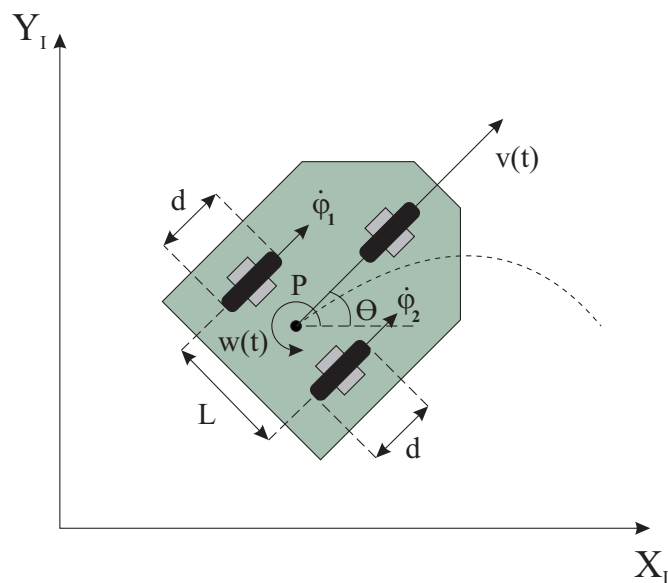
A partir da equação (3.1) é necessário mapear a movimentação do robô ao longo dos eixos do plano de referência global para o plano de referência local. Para isso, é necessário utilizar a matriz de rotação ortogonal que é definida por (MELO, 2007):

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

A matriz  $R(\theta)$  desempenha o papel de mapear a movimentação do robô no plano de referência global para o plano de referência local. Esta operação também é dependente do valor de  $(\theta)$  então a relação que descreve este mapeamento é dada por (MELO, 2007):

$$\xi_R = R(\theta)\xi_I \quad (3.3)$$

A equação (3.3), consegue descrever a cinemática direta do robô móvel em um plano cartesiano. O modelo representado pela a Figura 3.3 apresenta um robô móvel com tração diferencial por meio de duas rodas traseiras e uma roda livre (castor) possuindo um diâmetro  $d$ , com um espaçamento  $L$  (MELO, 2007).



**Figura 3.3:** Robô móvel com tração diferencial no plano global (MELO, 2007)

Na Figura 3.3 as variáveis  $d$ ,  $L$ ,  $(\theta)$ ,  $\dot{\varphi}_1$  e  $\dot{\varphi}_2$  representam a diâmetro das rodas, espaçamento entre as rodas, ângulo de orientação, e a velocidade da roda da direita e da esquerda respectivamente. Segundo (MELO, 2007), um modelo de cinemática direta que consegue descrever a velocidade do robô no plano geral de referência pode ser dado por (MELO, 2007):

$$\dot{\xi}_I = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = f(L, d, \theta, \dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2) \quad (3.4)$$

Com base nesta equação apresentada, é possível calcular a variação do movimento do robô no plano de referência global com base na variação de movimento em seu plano local de referência. As variáveis  $\dot{x}$  e  $\dot{y}$  referem-se à variação instantânea das coordenadas  $x$  e  $y$  do plano cartesiano. Com base na equação (3.3), é possível deduzir a seguinte relação que prevê a posição do robô no plano de referência global (MELO, 2007).

$$\dot{\xi}_I = R(\theta)^{-1} \dot{\xi}_R \quad (3.5)$$

Se o robô estiver se movendo em linha reta em direção a componente  $+X_R$  representado pela a Figura 3.2 as velocidades da roda direita e esquerda poderão ser dadas pelas as seguintes equações (MELO, 2007):

$$v_d = \dot{x}_{R1} = \frac{d\dot{\varphi}_1}{2} \quad (3.6a)$$

$$v_e = \dot{x}_{R2} = \frac{d\dot{\varphi}_2}{2} \quad (3.6b)$$

Com base nestas duas equações é possível somar cada contribuição ao movimento gerada por cada roda do robô móvel a fim de determinar as componentes  $\dot{x}_R$  e  $\dot{y}_R$ . Este modelo possui uma boa acuracidade se não houver escorregamentos laterais e  $\dot{y}_R$  é sempre igual a zero. A componente rotacional  $\dot{\theta}_R$  do plano de referência local  $\xi_R$  pode se calculada a partir da soma das duas componentes de velocidade de cada roda do robô móvel (MELO, 2007).

Finalmente, o raio de curvatura, que o robô móvel desenvolve durante uma trajetória circular, quando as velocidades das duas rodas são distintas, pode ser

descrito pela a equação (MELO, 2007):

$$R_C = \frac{L(V_D + V_E)}{2(V_D - V_E)} \quad (3.7)$$

### 3.3 Simulação de manobras

O robô móvel desenvolvido precisa fazer manobras curvas a fim de desviar de obstáculos para conseguir chegar até um ponto desejado em um plano cartesiado. Com base no simulador desenvolvido por (MELO, 2007), levantou-se os parâmetros fundamentais do robô e faz-se uma simulação com base nestes parâmetros ilustrando o robô realizando duas manobras curvas diferentes: uma ele deverá ser capaz de fazer uma trajetória similar a um oito e a outra deverá fazer uma trajetória curva capaz de desviar de obstáculos. O robô móvel desenvolvido possui um espaçamento ( $L$ ) entre as rodas igual  $280mm$  e o diâmetro ( $d$ ) igual a  $495mm$ .

#### 3.3.1 Manobra em forma de oito

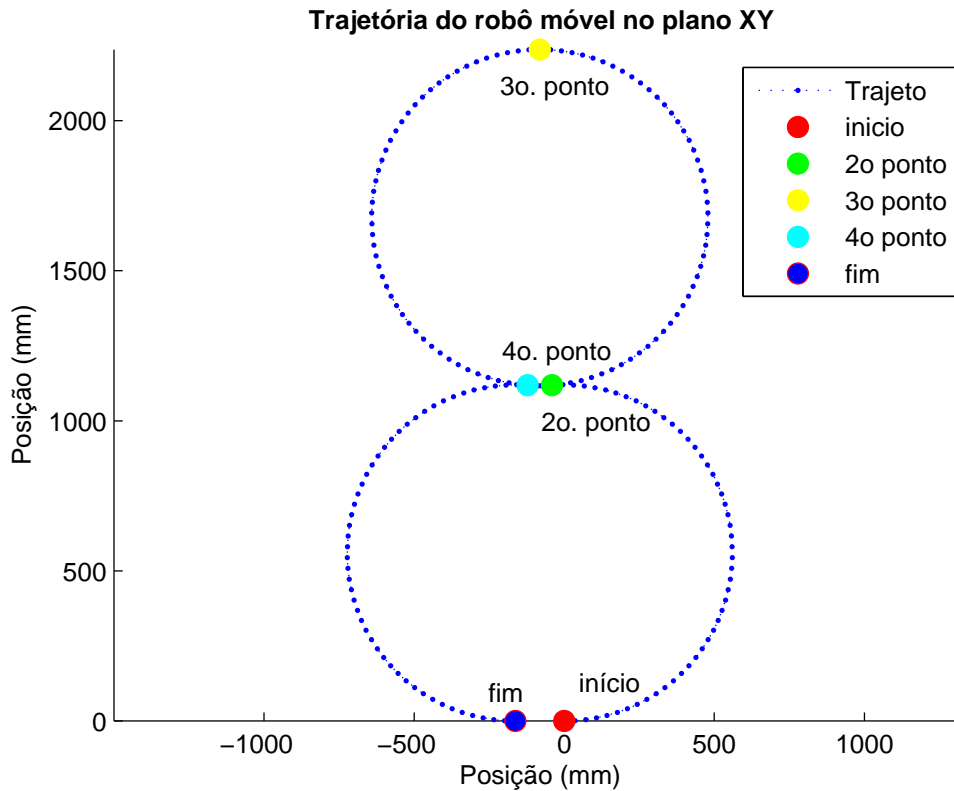
Com base nestas informações apresentadas, fez-se uma simulação na ferramenta MATLAB ilustrando a trajetória em forma de oito. Nesta manobra, o robô faz dois círculos com aproximadamente um metro de diâmetro. A Tabela 3.2 apresenta os valores de velocidade de cada motor DC e o tempo em que foram ajustados:

**Tabela 3.2:** Velocidade dos motores DC (manobra do oito)

Motor Esquerdo	Motor Direito	Tempo
29.02RPM	17.41RPM	0s-15s
17.41RPM	29.02RPM	16s-31s
17.41RPM	29.02RPM	32s-47s
29.02RPM	17.41RPM	48s-63s

Os resultados da simulação desta manobra utilizando os dados provenientes da Tabela 3.2 são mostrados pela a Figura 3.4:

Nesta trajetória, não fez-se exatamente em forma de oito para ilustrar e permitir uma melhor visualização de todos os pontos da trajetória.



**Figura 3.4:** Manobra em forma similar a um oito

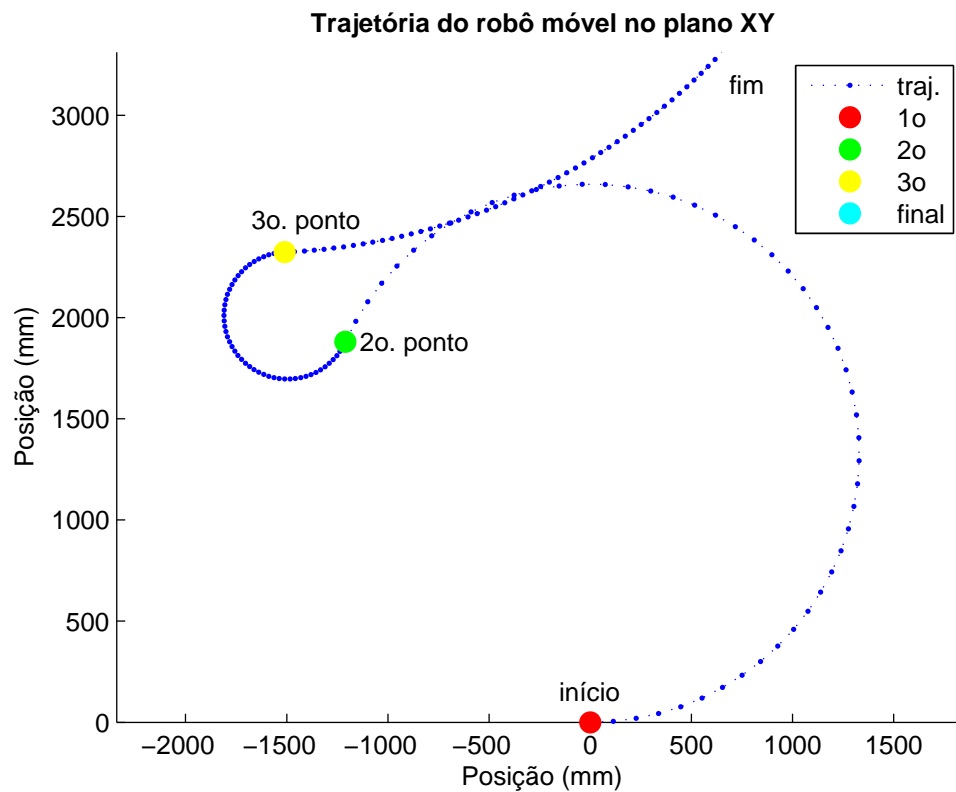
### 3.3.2 Manobra evasiva circular

Além da manobra do oito realizada e comentada anteriormente, foi realizado uma simulação ilustrando o comportamento do Sojourner-1 quando este encontra um obstáculo e toma uma ação evasiva. Na simulação as velocidades de cada motor DC foram ajustadas com os seguintes parâmetros da Tabela 3.3:

**Tabela 3.3:** Velocidade dos motores DC (manobra evasiva)

Motor Esquerdo	Motor Direito	Tempo
81.27RPM	65.79RPM	0s-15s
23.80RPM	62.11RPM	16s-32s
41.02RPM	37.53RPM	23s-35s

A Figura 3.5 apresenta a trajetória realizada pelo o Sojourner-1 quando este detecta um obstáculo e desvia a fim de atingir o ponto final. Com base nesta figura apresentada pode-se observar que o Sojourner-1 realiza uma ação evasiva em forma de círculos e tenta retomar a suposta trajetória original em linha reta do ponto inicial ao ponto final.



**Figura 3.5:** Simulação da ação evasiva circular

## 3.4 Considerações Finais

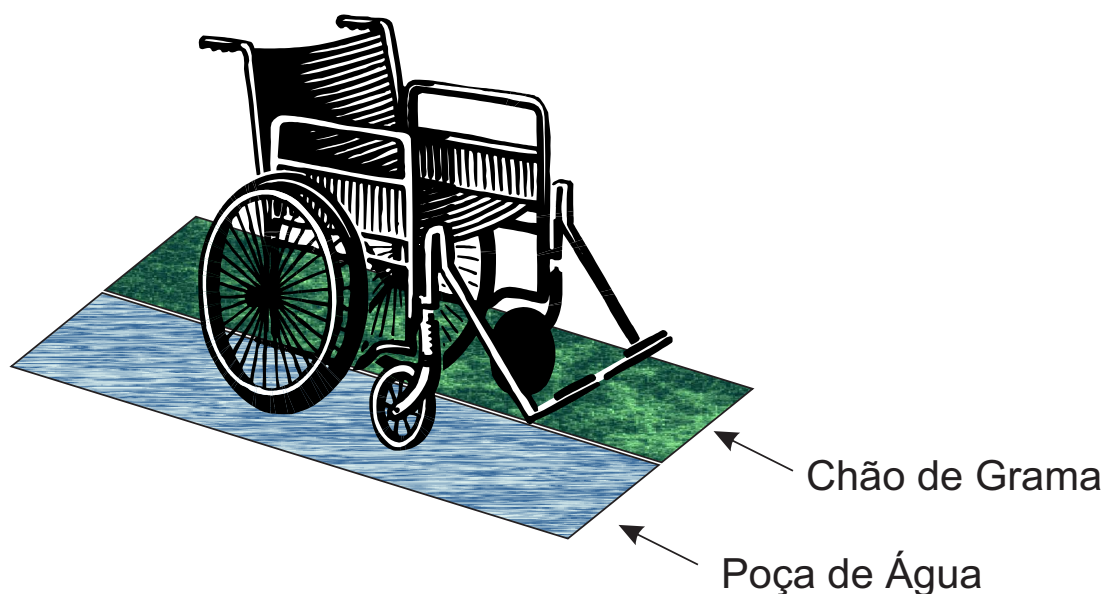
Neste capítulo, a modelagem dinâmica do robô móvel Sojourner-1 foi apresentada em conjunto com as simulações das manobras realizadas pelo robô. Além disso, a cinemática direta utilizada na odometria do robô foi apresentada e discutida em conjunto com algumas simulações de manobras que o robô deverá realizar futuramente. Este material desenvolvido será utilizado no próximo capítulo a fim de comparar a trajetória real e a simulada.

## 4 Dinâmica, Controle e Acionamento Elétrico

Neste capítulo, o sistema de controle de tração e velocidade dos motores do protótipo da cadeira de rodas, movida a sopro e sucção, é apresentado.

### 4.1 Visão Geral

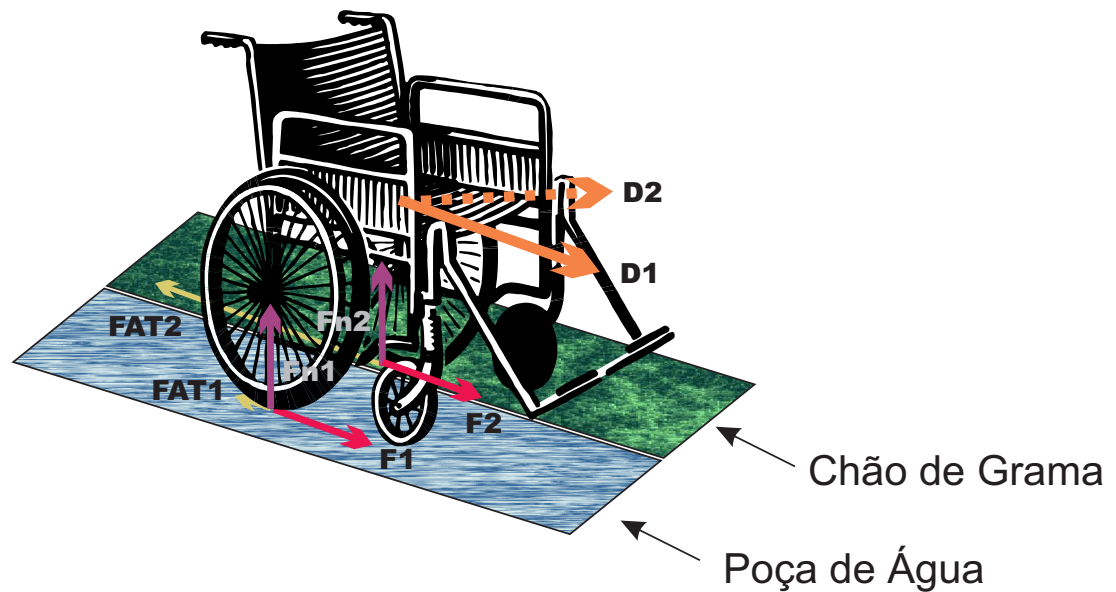
Um dos problemas referente ao movimento da cadeira de rodas está em como comandar adequadamente os motores quando cada uma das rodas encontra uma superfície com coeficientes de atrito distintos. Esta situação é ilustrada pela Figura 4.1 apresentando uma cadeira de rodas com uma de suas rodas em uma superfície rugosa com coeficiente de atrito cinético alto (i.e., grama seca) e com a outra roda em uma superfície lisa com um coeficiente de atrito cinético baixo (i.e., poça de água).



**Figura 4.1:** Cadeira de rodas e as superfícies distintas



Se a cadeira de rodas encontrar este tipo de situação, poderia ocorrer um efeito indesejado que prejudicaria sua trajetória comandada. Em casos mais extremos a cadeira poderia inclusive perder o controle e tombar com o usuário podendo induzir ferimentos graves especialmente nos pacientes tetraplégicos. O efeito da ausência do sistema de controle de tração e velocidade das rodas é ilustrado na Figura 4.2 onde são apresentadas as forças de atrito (FAT1 e FAT2), forças normais (Fn1 e Fn2) e as forças da tração produzidas por cada motor (F1 e F2).



**Figura 4.2:** Cadeira de rodas e os respectivos vetores

Para solucionar este problema, foi projetado um controlador proporcional para manter fixa a velocidade de rotação dos motores DC da cadeira de rodas. A cadeira de rodas deste projeto e o robô móvel desenvolvido para realizar a validação, em específico, utilizam dois motores DC para comandar o movimento das rodas quando recebe uma demanda do sensor do tubo de sopro e sucção do usuário.

Inicialmente, a função de transferência de toda a planta incluindo o controlador e o motor DC foi modelada utilizando o espaço de estados e pelo o método de Laplace. Devido a restrições de memória envolvendo o microcontrolador utilizado, utilizou-se o controlador modelado pelo o método de Laplace ao invés do controle por espaço de estados. A equação que descreve este sistema no espaço de estados é apresentada por 4.1:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \\ y &= \mathbf{C}x(t) + \mathbf{D}u(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Na equação 4.1,  $\mathbf{A}$  representa a matriz do sistema que descreve como o estado atual afeta a alteração do estado representado por  $\dot{x}$ . A matriz  $\mathbf{B}$  corresponde a matriz de controle indicando como a entrada de controle afetará a mudança de estados. A matriz  $\mathbf{C}$  corresponde ao observador da saída do sistema e determina a relação do estado do sistema e a saída. Finalmente, a matriz  $\mathbf{D}$  corresponde a matriz de observação da entrada de controle.

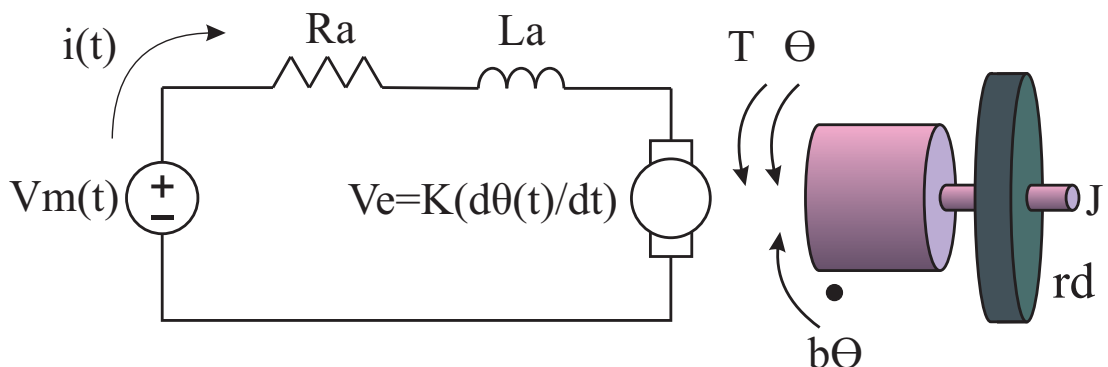
A formulação de espaço de estados é vantajosa em uma implementação do sistema de controle em um DSP (i.e., *Digital Signal Processor*) com o modelo representado na forma discreta (DORF; BISHOP, 2010). Além disso, esta formulação torna fácil a inclusão de alguns elementos no sistema como, por exemplo, o ganho do conversor analógico-digital e do encoder de velocidade. As equações abaixo apresentam os ganhos do conversor A/D e do encoder representados por  $K_{ADC}$  e  $K_{ENC}$  respectivamente.

$$K_{ADC} = \frac{5V}{2^{10}} = 4.88mV \quad (4.2)$$

$$K_{ENC} = \frac{48contagens}{2\pi} = 7.63contagens/radianos \quad (4.3)$$

Para a modelagem das equações de estado do sistema é necessário conhecer alguns parâmetros fundamentais do motor DC (OGATA, 2003) que correspondem as características mecânicas e elétricas do motor DC.

A Figura 4.3 apresenta um modelo de um motor DC. Neste modelo,  $V_m(t)$  corresponde a tensão da fonte,  $i(t)$  a corrente consumida pelo o motor,  $R_a$  a resistência da armadura,  $L_A$  a indutância da armadura, e  $V_e$  a tensão induzida pelo giro do eixo. As outras variáveis  $T, \Theta$  e  $b\dot{\Theta}$  correspondem ao torque, variação angular e ao atrito do eixo do motor.



**Figura 4.3:** Circuito equivalente do motor DC

Para desenvolver as equações de estado, após aplicar as Leis de Kirchoff para corrente e tensão as seguintes equações representam o motor DC do ponto de vista elétrico (DORF; BISHOP, 2010) (OGATA, 2003):

$$V_m(t) = K_{PWM}V_{PWM}(t) \quad (4.4)$$

$$V_{PWM}(t) = \eta \times V_{VBATT} \quad (4.5)$$

$$V_m(t) = i(t)R_a + L_a \frac{di(t)}{dt} + V_e(t) \quad (4.6)$$

$$V_e(t) = K_B\omega(t) = K_B \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (4.7)$$

Do ponto de vista mecânico as seguintes equações descrevem o sistema mecânico, propriamente dito, do motor DC:

$$T(t) = K_T i_A(t) \quad (4.8)$$

$$T(t) = J_T \alpha(t) + b\omega(t) = J_T \frac{d\omega(t)}{dt} + b \frac{d\theta(t)}{dt} = J_T \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + b \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (4.9)$$

$$J_T = J_A + J_L \quad (4.10)$$

$$J_L = \frac{1}{2}M_{rd}^2 = \frac{1}{2}\rho\pi r_d^4 t \quad (4.11)$$

$$J_A = J_T - \frac{1}{2}\rho\pi r_d^4 t \quad (4.12)$$

Feita a modelagem do sistema a etapa de representação do sistema então no espaço de estados pode ser implementada. No sistema, define-se os seguintes parâmetros como variáveis de estado (DORF; BISHOP, 2010):

$$x_1(t) = i(t), x_2(t) = \theta(t), x_3(t) = \omega(t) \quad (4.13)$$

Feito isso, derivando a equação (4.13) para montar a matriz  $\dot{x}$  do sistema temos a equação (4.14).

$$\dot{x}_1(t) = \frac{di(t)}{dt}, \dot{x}_2(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}, \dot{x}_3(t) = \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (4.14)$$

Montando e ordenando as equações adequadamente temos:

$$\frac{di_A(t)}{dt} = \frac{R_A i_A(t)}{L_A} - \frac{K_B \omega(t)}{L_A} + \frac{K_{ADC} K_A u(t)}{L_A} \quad (4.15)$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \quad (4.16)$$

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{K_T i_A}{J_T} + \frac{b\omega(t)}{J_T} \quad (4.17)$$

$$y_1(t) = K_{ENC} \theta(t) \quad (4.18)$$

$$y_2(t) = \omega(t) \quad (4.19)$$

Deste modo, a equação de estado correspondente ao sistema de controle do motor DC ficará:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_A(t)}{dt} \\ \frac{d\theta(t)}{dt} \\ \frac{d\omega(t)}{dt} \end{bmatrix} A = \begin{bmatrix} -\frac{R_A}{L_A} & 0 & -\frac{K_B}{L_A} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_T}{J_T} & 0 & \frac{b}{J_T} \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} \frac{K_A}{L_A} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} D = 0 \quad (4.20)$$

Após a inclusão dos ganhos do encoder e do conversor analógico-digital. A equação de estado ficará:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_A(t)}{dt} \\ \frac{d\theta(t)}{dt} \\ \frac{d\omega(t)}{dt} \end{bmatrix} A = \begin{bmatrix} -\frac{R_A}{L_A} & 0 & -\frac{K_B}{L_A} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_T}{J_T} & 0 & \frac{b}{J_T} \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} \frac{K_{ADC} K_A}{L_A} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 0 & K_{ENC} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} D = 0 \quad (4.21)$$

Cumprida a montagem da equação de estado correspondente ao motor DC é necessário verificar se o sistema é controlável e observável. Duas técnicas diferentes serão usadas, sendo uma delas averiguar as matrizes de Controlabilidade e Observabilidade e a outra técnica consiste em calcular o Gramiano de Controlabilidade e Observabilidade. A primeira técnica não é confiável para sistemas práticos, sendo este detalhe foi muito discutido no trabalho de (PAIGE, 1981).

Os Gramianos de Controlabilidade e Observabilidade, propriamente dito, são calculados pelas as seguintes equações respectivamente (CHEN, 1998):

$$W_c(t) = \int_0^t e^{A\tau} B B^T e^{-A^T \tau} d\tau \quad (4.22)$$

$$W_o(t) = \int_0^t e^{A^T \tau} C^T C e^{A\tau} d\tau \quad (4.23)$$

Durante um procedimento para determinar os valores da resistência elétrica, indutância e capacitância dos enrolamentos de cada motor DC da cadeira de rodas os seguintes valores foram encontrados:

$$R_A = 8.130\Omega; L_A = 563.0\mu H; C_A = 11.42\mu F; \quad (4.24)$$

Na fase de testes, por problemas de indisponibilidade não foi utilizada a cadeira de rodas para fazer validação experimental da topologia do sistema e sim um protótipo de um robô móvel com características similares a desta cadeira. Este robô móvel utiliza dois motores DC do tipo M223 com os encoders do tipo AMT103 cujo datasheet do fabricante é apresentado na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1:** Parâmetros de cada motor DC

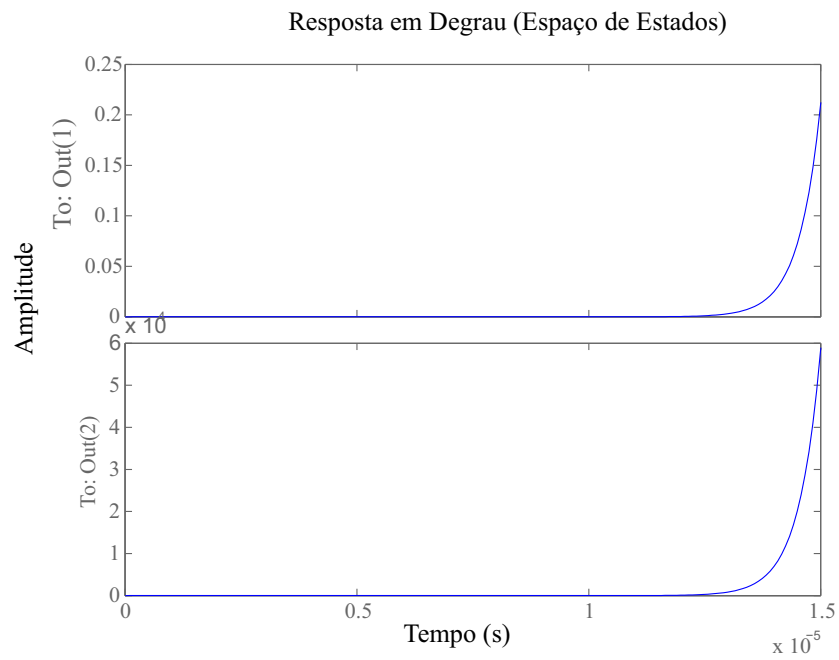
Característica	Variável	Valor
Resistência da Armadura	$R_A$	$7.2\Omega$
Indutância da armadura	$L_A$	$3.4\mu H$
Constante de torque	$K_t$	$13.15mNm/A$
Constante da FCEM	$K_b$	$1.38mV/rpm$
Momento de inércia	$J_m$	$4.5gcm^2$
Atrito viscoso	$B_m$	$0.79mNm$
Velocidade angular máxima	$\omega_{max}$	$10000RPM$
Relação de transmissão	$N$	$1 : 84$
Momento de inércia da carga	$J_L$	$N/A$
Atrito viscoso da carga	$B_L$	$N/A$

Usando os dados da Tabela 4.1 a equação de estado ficará como:

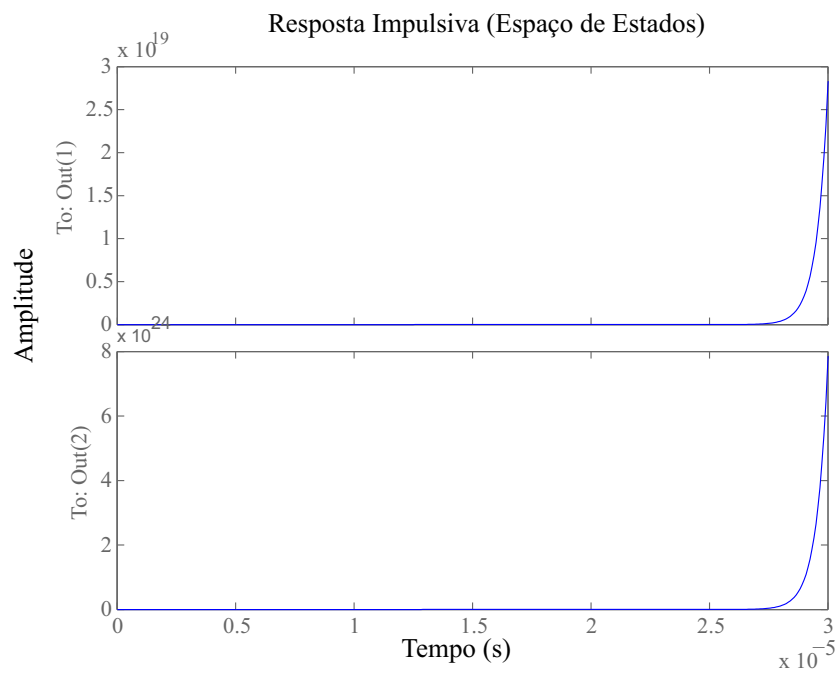
$$A = \begin{bmatrix} -2.1176E + 6 & 0 & -405.88 \\ 0 & 0 & 1 \\ 29.222 & 0 & 17.55 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1435.29 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 & 7.63 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D = 0 \quad (4.25)$$

Usando esta equação de estado, foi feita simulação das respostas em impulso e degrau do sistema de controle de velocidade de cada motor DC. As Figuras 4.4 e 4.5 apresentam o resultado destas simulações.



**Figura 4.4:** Resposta em degrau da fun. transf. do motor DC



**Figura 4.5:** Resposta em impulso da fun. transf. do motor DC

Testes feitos no protótipo Sojourner-1 foi constatado que a velocidade do motor em malha aberta não apresenta tais características. Devido a este fator, do modelo dado pela Equação (4.25) o uso daquela função de transferência e foi elaborada uma nova função de transferência utilizando a abordagem de espaço de estados a qual foi, na sequência convertida para uma equação de laplace.

Com isso, reescrevendo as equações, o torque do motor, a constante eletromotriz (EMF), e as equações representado a modelagem mecânica e elétrica, de acordo com as leis de Kirchoff e Newton, temos (NILSSON; RIEDEL, 2010) (HAL-LIDAY; RESNICK; WALKER, 2010):

$$T = K_t i \quad (4.26a)$$

$$e = K_e \dot{\theta} \quad (4.26b)$$

$$J\ddot{\theta} + b\dot{\theta} = K i \quad (4.26c)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V - K\dot{\theta} \quad (4.26d)$$

A função de transferência, com base nas equações (4.26), será descrita por:

$$s(Js + b)\theta(s) = KI(s) \quad (4.27a)$$

$$(Ls + R)I(s) = V(s) - Ks\theta(s) \quad (4.27b)$$

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V(s)s} = \frac{K}{(Js + b)(Ls + R) + K^2} \quad (4.27c)$$

Fazendo-se a realização do sistema obtem-se o modelo de espaço de estados:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & \frac{K}{J} \\ -\frac{K}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Após inserir os dados da Tabela 4.1 na Equação (4.28), a equação de cada motor DC no espaço de estados ficará sendo:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -2.222 & 0.3067 \\ -4059 & -2.118e + 006 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2.059e + 011 \end{bmatrix} V \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.29)$$

No robô móvel Sojourner-1, utilizou-se uma taxa de amostragem de 1Hz para todo o sistema. Após realizar uma discretização do modelo apresentado na Equação (4.29) obteve-se, com o auxílio do comando **c2d** da ferramenta MATLAB, o seguinte modelo no espaço de estados discreto.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u(k) \\ v(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0.1083 & 1.568e - 008 \\ -0.0002076 & -3.006e - 011 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k-1) \\ v(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1.196e + 004 \\ 9.72e + 004 \end{bmatrix} F(k-1) \\ y(k-1) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k-1) \\ v(k-1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.30)$$

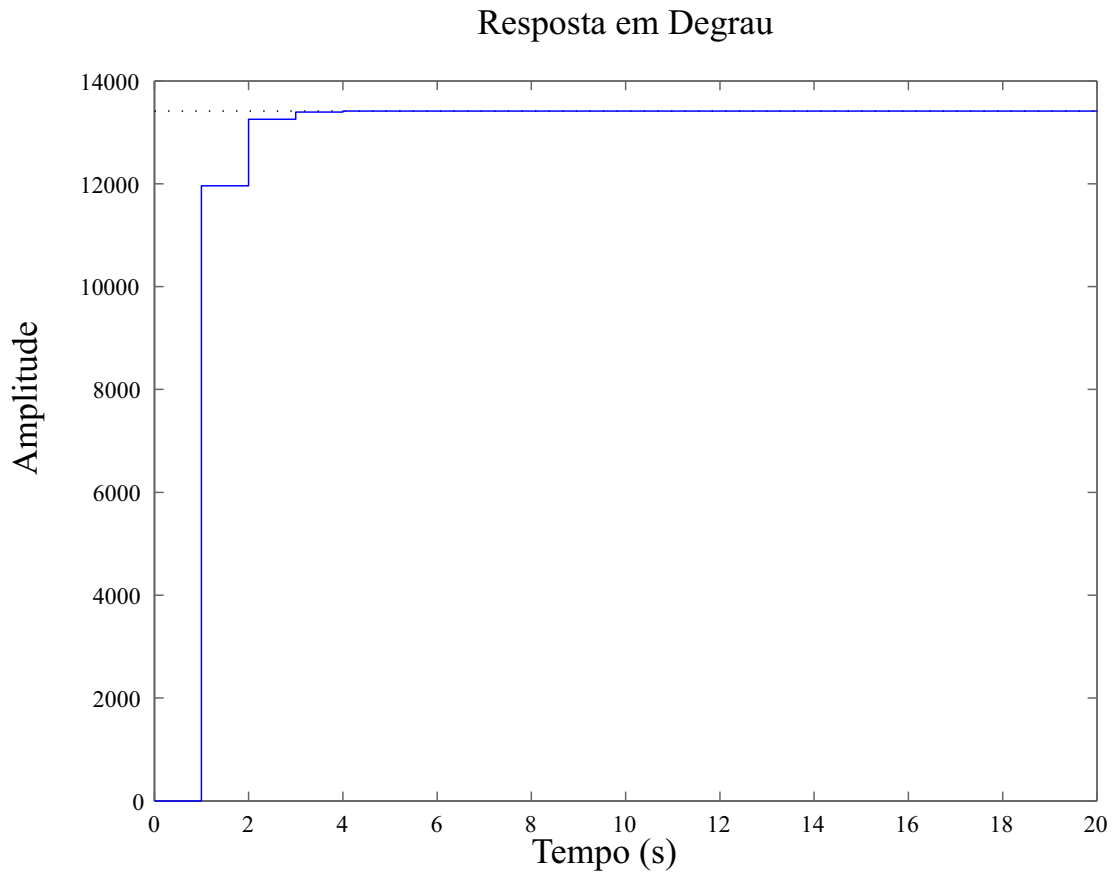
Com esta Equação (4.30) as respostas em degrau e impulso foram determinadas para verificar a estabilidade do sistema. As Figura 4.6 e a Figura 4.7 apresentam os gráficos da resposta em degrau e impulso respectivamente.

O acionamento do sistema mostra-se estável no modo malha aberta conforme esta análise. Em termos práticos, não foi possível utilizar uma taxa de amostragem mais elevada devido a limitações técnicas do microcontrolador ATmega2560 utilizado.

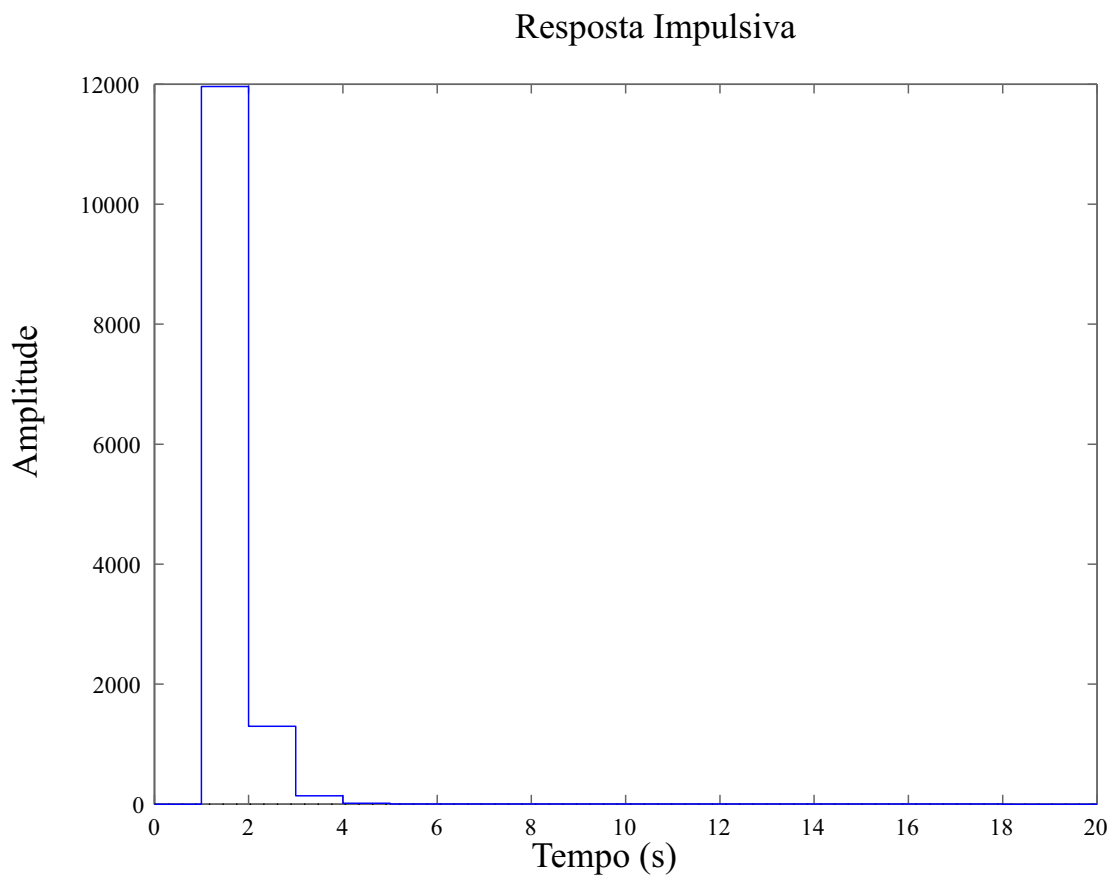
As respostas em degrau e impulsiva confirmam a estabilidade dos motores DC em malha aberta. Entretanto, um sistema de controle do robô em malha fechada deverá ser implementado uma vez que o sistema tenderá a perder velocidade devido a deslizamentos e para acomodar as possíveis alterações de massa do sistema (i.e., no caso quando o robô precisa carregar ou descarregar uma corpo de massa fixa).

A arquitetura genérica do controlador discreto de velocidade é dada pela a Figura 4.8. No robô móvel Sojourner-1 utilizou-se um controlador proporcional para tentar manter a velocidade fixa.

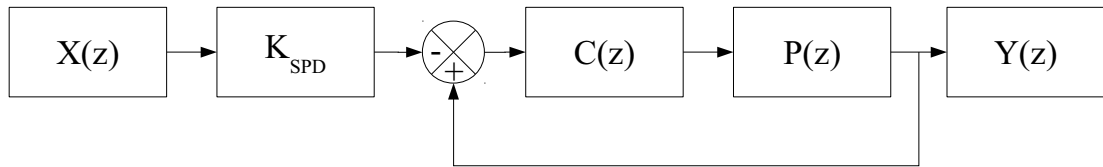




**Figura 4.6:** Resposta em degrau do modelo de espaço de estados



**Figura 4.7:** Resposta impulsiva do modelo de espaço de estados



**Figura 4.8:** Arquitetura do Controlador de Velocidade

## 4.2 Acionamento dos motores

Para acionar os motores da cadeira de rodas, foi desenvolvida uma ponte H composta por quatro transistores MOSFET do tipo IRF540 da *International Rectifier*. Cada motor da cadeira de rodas possui uma tensão nominal de 12V e 80W de potência. A ponte H desenvolvida possui o esquema elétrico apresentado pela Figura 4.9.

No projeto foi incluído o resistor de base de 10ohms destinado a controlar a carga do capacitor de entrada do MOSFETs. Além disso, foi incluído o snubber RC para proteção. Os drivers dos MOSFETs da Ponte H foram desenvolvidos a partir de dois tipos diferentes. Um deles foi baseado no circuito integrado HIP4082IPZ da *Intersil* e o outro no IR2112 da *International Rectifier*. O protótipo da Ponte H construído é apresentado pela a Figura 4.10.

O driver de acionamento dos transistores desta ponte H encontra-se em um módulo separado montado em uma matriz de contatos (protoboard). Este driver, propriamente dito, foi desenvolvido com o circuito integrado HIP4082 seguindo as recomendações padrão do fabricante. O HIP4082 permite o desenvolvedor acionar uma ponte H utilizando um microcontrolador operando nos níveis de tensão de 5V ou 3.3V.

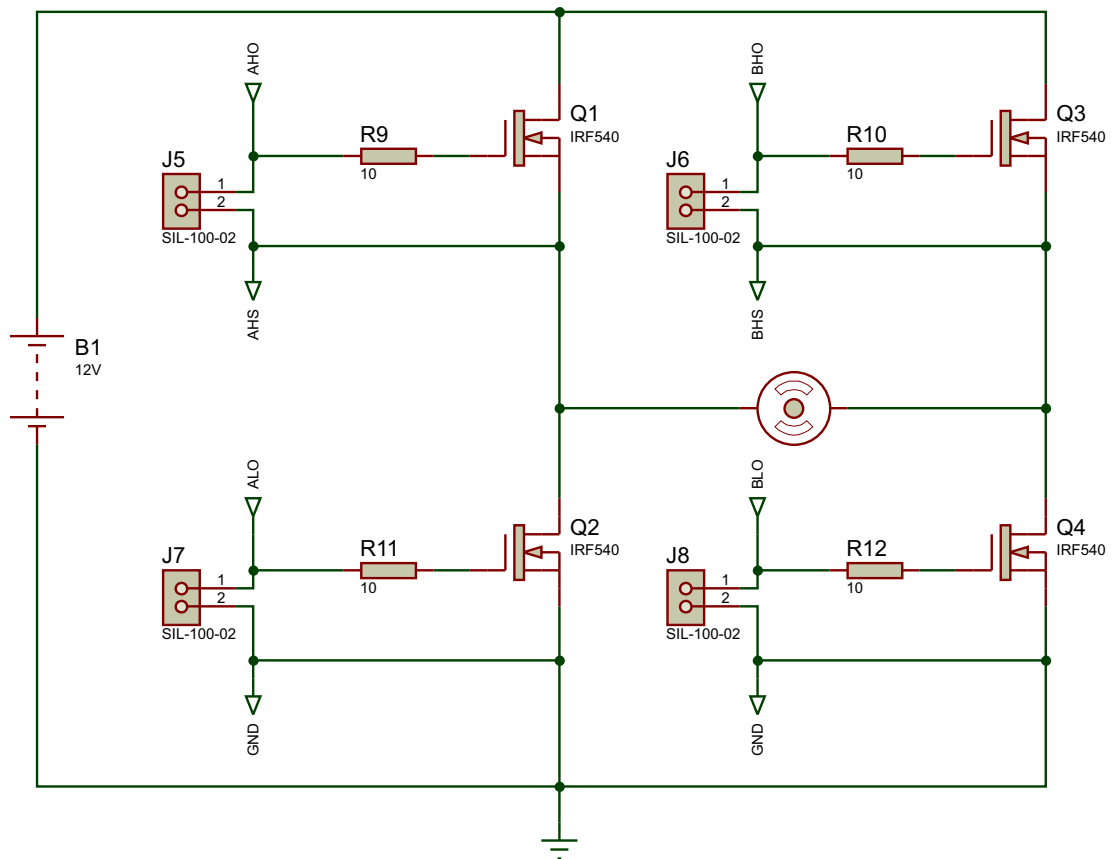


Figura 4.9: Ponte H de cada motor da cadeira de rodas

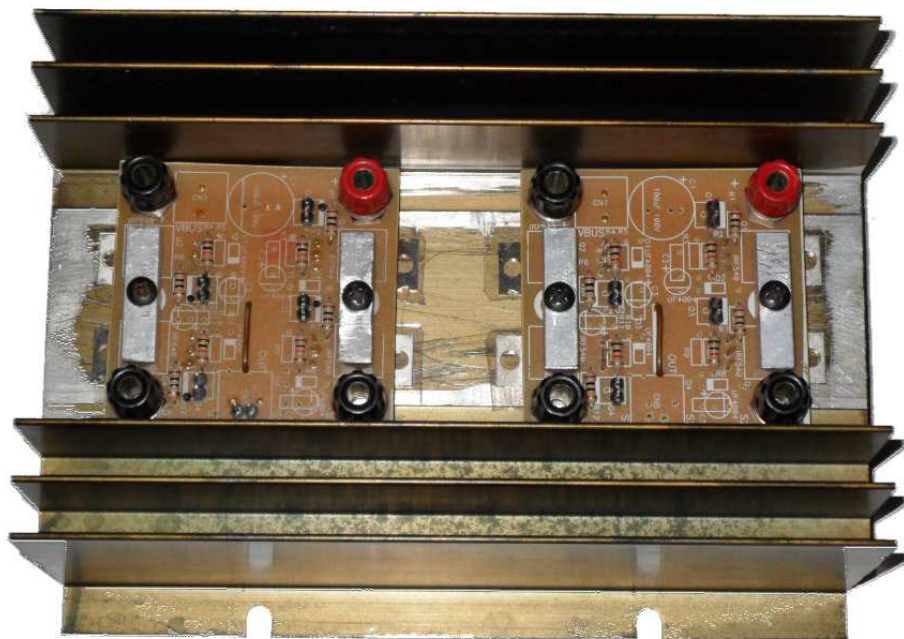


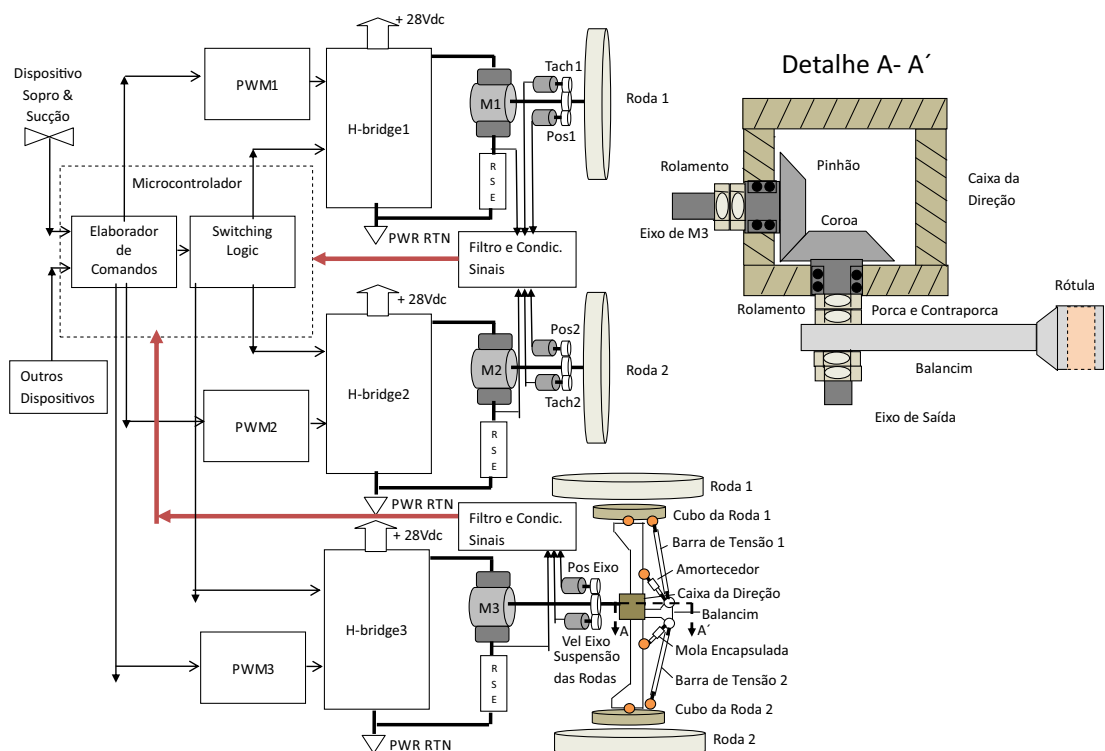
Figura 4.10: Protótipo da Ponte H

## 4.3 Arquitetura do Controle de Tração e de Esterçamento

O servomecanismo de controle das rodas R1 e R2 da cadeira de rodas é do tipo de controle da Velocidade tal que uma demanda de movimento nas rodas da tração é inicialmente traduzida, através da Eletrônica de Interface com a manete do Cadeirante, ou da interface com o Tubo Pitot, em sinais digitais adequadamente escalonados para o processamento pelo Microcontrolador.

Deste modo, o SW relativo à Lei de Controle, e residente no Microcontrolador, calcula a demanda de Velocidade em cada roda e assim envia através do barramento digital estas demandas para o módulo de software, responsável pela habilitação dos chaveamentos das pontes-H da Roda 2 e da Roda 1.

A arquitetura deste sistema eletromecânico é apresentada pela a Figura 4.11.



**Figura 4.11:** Diagrama de Blocos do Controlador da Cadeira

Ao mesmo tempo este mesmo módulo de SW comunica ao hardware dos PWMs dedicados a cada Roda, qual é o tempo de ON/OFF requerido na base

dos FETs das mesmas pontes-H.

Assim, os motores 1 e 2 passam a receber comandos pulsados de corrente elétrica para se movimentarem, tirando a Cadeira de Rodas da inércia de repouso. Medidas individuais da corrente elétrica, da velocidade de rotação e da posição acumulada de cada Roda são capturadas por sensores adequadamente instalados, filtradas, e a seguir digitalizadas para feedback ao módulo de SW regente da Lei de Controle.

De posse destas informações de realimentação, então o módulo de software da Lei de Controle fará os ajustes individuais necessários nas modulações PWM de cada Roda, tal que, na média, o feedback individual das velocidades de ambas seja idêntico. Não se deseja que a Cadeira de Rodas descreva uma curva viciada para qualquer um dos lados, ainda que de forma suave, quando a intenção do Cadeirante for, de fato, a manutenção de uma trajetória retilínea sob uma dada velocidade de translado.

No caso onde o Cadeirante deseja fazer uma curva, então ele acionará um joystick (ou outro dispositivo apropriado) por meio do qual ele indicará qual a direção que deseja seguir.

Dependendo da velocidade que esteja sob demanda no manete, ou ainda pelo tubo Pitot, após o condicionamento e digitalização dos sinais do joystick (ou outro dispositivo apropriado), então o software da Lei de Controle irá determinar, qual o mínimo raio de giro autorizado para a Cadeira de Rodas naquela velocidade e em função da rugosidade encontrada naquele tipo de piso, contra a demanda do Cadeirante.

O SW de Lei de Controle não permitirá que sejam enviadas demandas para as rodas tal que estes limites de segurança sejam comprometidos, e enviará um alarme Aural (a.k.a ÖVER DEMAND) ao Cadeirante sobre a limitação automaticamente imposta.

Alternativamente, o software de Lei de Controle poderá reduzir automaticamente a velocidade comandada das Rodas, tal que o raio de curva demandado seja atendido, ao mesmo tempo em que a segurança de uso é mantida. Depois de feita a curva, o SW da Lei de Controle irá restaurar a velocidade comandada pelo

manete, assim que o Cadeirante aliviar a pressão no joystick (ou outro dispositivo apropriado), e retornando-o à sua posição neutra. Um Alarme Aural (aka "OVER DEMAND") será enviado ao Cadeirante na ação de Segurança do software da Lei de Controle.

Por outro lado, para demandas do Cadeirante quanto a raios de manobra suaves da Cadeira de Rodas, então o SW da Lei de Controle apenas aumentará a velocidade da Roda de um dos lados, diminuindo a velocidade da Roda do outro lado, assim obrigando a Cadeira de Rodas a mudar sua direção para o lado pretendido.

Caso raios de manobra menores venham a ser exigidos pelo Cadeirante, então o SW da Lei de Controle acionará o servomecanismo de Posicionamento para o esterçamento conjunto das rodas de tração. Este mecanismo atua da mesma maneira que a barra do volante age na barra de estabilização e demais componentes instalados entre os cubos das rodas de direção de um automóvel normal, à exceção feita que a barra do volante é substituída, no caso da Cadeira de Rodas, pelo eixo mecânico de saída de um Stepper Motor.

Deste modo, a partir da demanda do cadeirante feita através do joystick (ou outro dispositivo apropriado), então o SW da Lei de Controle, dependendo da demanda da velocidade recebida no manete ou do dispositivo de sopro, calcula a demanda de raio de giro nas rodas e assim envia através do barramento digital esta demanda para o módulo de software, responsável pela habilitação do chaveamento da H-Bridge do Stepper Motor quanto ao Steering.

Caso a demanda de Velocidade seja discrepante com a Segurança de Operação, então o software da Lei de Controle reduzirá automaticamente a Velocidade das Rodas, antes de iniciar os comandos de Steering da Barra de Direção. Um Alarme Aural (aka "OVER DEMAND") será enviado ao Cadeirante na ação de Segurança do SW da Lei de Controle.

Seja observado que em uma curva, como no caso de um automóvel ou de qualquer outro veículo terrestre, a roda mais externa da Cadeira de Rodas desenvolverá uma velocidade maior que a roda interna. O software da Lei de Controle tomará este fato em conta, ajustando apropriadamente as velocidades individuais das 2 Rodas, de forma transparente ao Cadeirante.

Quando o cadeirante retornar o joystick (ou outro dispositivo apropriado) ao nulo, então o SW da Lei de Controle retornará o alinhamento de ambas as Rodas à sua posição neutra e na sequencia, desligará o servomecanismo de steering, passando a seguir à manutenção da idêntica velocidade comandada nas 2 rodas de tração, assim mantendo uma trajetória retilínea na Cadeira de Rodas.

### 4.3.1 Sistema de Monitoramento

Uma vez que está sendo proposto um Sistema de Controle em malha fechada para aplicação em área médica ou assemelhada, monitores de Segurança e de Status quanto à operação da Cadeira de Rodas devem ser mandatoriamente implementados para prevenir a incidência de situações potencialmente perigosas por falha de componentes deste sistema de malha fechada e/ou por sua operação abusada pelos Cadeirantes.

O Envelope de Velocidades atingíveis com a Cadeira de Rodas em função de seu Peso Mínimo ao Peso Máximo, aqui suposto que o CG dos Cadeirantes estará sempre sito em uma faixa estreita e pré-determinada será fundamental para a determinação do raio mínimo de curvatura, juntamente com a condição de atrito do piso nas condições de emprego da Cadeira de Rodas.

Estas relações matemáticas são dedutíveis através das Equações do Ponto Material com Massa, sujeito ao Peso, Força Normal e às Forças de Atrito, e da Equação de Euler para um corpo rígido. Assim, os monitores serão baseados em tais considerações, devendo ser incluída uma Margem de Segurança tal que exista ainda alguma garantia antes da violação destes limites em uma situação prática, onde as Forças de Inércia estarão também em jogo, entre outros fatores.

A ação destes monitores será fundamentalmente a da limitação automática e imediata do envelope de velocidade da Cadeira de Rodas, ao mesmo tempo em que alarmes serão enviados ao cadeirante, e mensagens serão gravadas na memória não volátil do microcontrolador, junto com os dados que corroboram as manobras indevidas e a ação corretiva do SW da Lei de Controle, a partir das mensagens recebidas dos monitores.

Restabelecido o envelope de segurança, o SW da Lei de Controle retomará sua operação de rotina, apenas quando os flags de alarmes dos monitores forem

retirados, se isto for possível.

Para as situações, onde estes flags permanecem em nível alto, a despeito do término da Condição Anômala, o SW da Lei de Controle continuará operando com restrições até ser feita uma inspeção no sistema de controle da Cadeira de Rodas por um técnico autorizado. E, durante a operação, o Cadeirante será orientado a estacionar imediatamente sua Cadeira e solicitar apoio por celular, ou através dos passantes no local. A Cadeira de Rodas, embora tendo sua parte motriz desacoplada possa ser empurrada por terceiros como no caso dos modelos normais, ou então o Cadeirante caso tenha condições poderá movê-la por seus próprios braços.

Exemplos do primeiro caso compreendem manobras comandadas pelos Cadeirantes fora do envelope de Peso versus Velocidade da Cadeira, falhas isoladas na Alimentação Elétrica de um dos lados dos Conversores (aka Power Supply) de um dos lados de acionamento da Cadeira de Rodas, falhas simples nos componentes da placa-mãe dos Microprocessadores de Bordo, etc.

Exemplos do segundo tipo compreendem comandos inadvertidos de velocidade ou de steering, ou seja, imprevistos pelos monitores ou pelo SW da Lei de Controle, e também incluem Corrida Térmica em uma das baterias de chumbo ácido de bordo, curto circuito nos módulos de potência de um dos lados, etc.

## 4.4 **Considerações Finais**

Neste capítulo, o sistema de controle de tração e velocidade dos motores do protótipo da cadeira de rodas, movida a sopro e sucção, foi apresentado em conjunto com os requisitos para modelagem da cinemática e dinâmica do sistema. Durante esta etapa, foram discutido estes modelos em conjunto com algumas situações ilustrando o comportamento recomendado para a malha de controle.



## 5 Testes e Experimentos no robô móvel

Neste capítulo, os testes em campo com o robô móvel Sojourner-1 é apresentado e discutido. Estes testes, propriamente ditos, consistem em realizar manobras e os respectivos gráficos de erro de trajetória. Torna-se importante frisar que o erro de trajetória foi analisado de forma qualitativa ao invés de quantitativa. Em termos científicos, esta abordagem é evidentemente mais limitada mas foi escolhida para ilustrar o comportamento do modelo cinemático e dinâmico implementado no sistema.

### 5.1 Experimentos com o robô Sojourner-1

A cadeira de rodas assim como o Sojourner-1 possui um sistema de caracterização de obstáculos que foi desenvolvido neste trabalho. Inicialmente, um dos objetivos deste trabalho é testar o sensor infra-vermelho destinado a detectar obstáculos. Neste trabalho, utilizou-se um sensor infra-vermelho da SHARP do modelo GP2Y0A02YK0F.

Em relação ao protótipo do robô móvel desenvolvido, é importante ressaltar algumas limitações que esta plataforma possui. Estas limitações propriamente ditas estão relacionadas com a questão que esta plataforma foi desenvolvida empiricamente e não foi realizado um estudo minucioso sobre acoplamentos mecânicos, vibração e análise estrutural como são normalmente utilizadas na Engenharia Mecânica.

No capítulo anterior, foram feitas algumas simulações numéricas com o intuito de obter um gráfico que apresenta a trajetória pré-programada percorrida pelo o robô de acordo com o modelo de cinemática direta que o representa. Neste capítulo, será abordada novamente esta questão porém focada no resultado em campo.

O Sojourner-1 foi então pré-programado para executar as duas manobras simuladas (Evasiva Circular e a em forma de oito) e com o auxílio de um cartão SD, interligado ao microcontrolador pelo o barramento SPI, foram coletados durante os testes dados proveniente da velocidade de rotação das duas rodas e do modelo cinemático direto desenvolvido. Uma comparação entre a trajetória real e simulada será discutida e apresentada. Em conjunto com os resultados experimentais.

A velocidade de cada motor M223 utilizado na plataforma robótica Sojourner-1 é amostrada através de um encoder óptico de 48 pulsos por revolução. Com o auxílio das interrupções externas do microcontrolador ATmega2560 a velocidade é amostrada e calculada através da seguinte expressão:

$$V_{RPM} = \frac{n_{pulsos}}{48} \times 60 \quad (5.1)$$

Onde  $V_{RPM}$  corresponde a velocidade do motor em RPM e  $n_{pulsos}$  corresponde ao número de pulsos por segundo.

## 5.2 Análise de manobras

Nesta seção, serão analisadas as manobras descritas no capítulo anterior e os respectivos gráficos ilustrando o traço da trajetória e dos erros qualitativos.

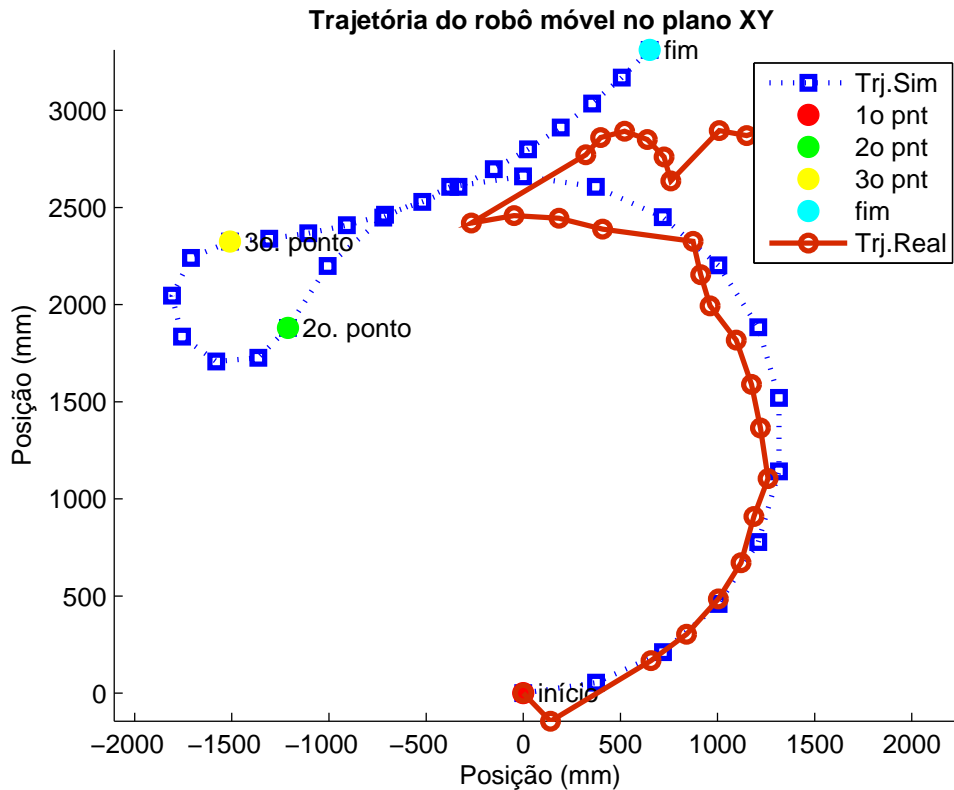
### 5.2.1 Manobra Evasiva Circular

Para robô Sojourner-1 fazer a Manobra Evasiva Circular apresentada na Figura 3.5 foram pré-programados os parâmetros de velocidade de cada motor necessário para ele executar essa trajetória. Conforme a Tabela 5.1 que apresenta os valores de velocidades das rodas direita e esquerda em conjunto com o tempo requerido. Esta manobra durou no total 35 segundos para ser executada.

**Tabela 5.1:** Velocidades dos motores DC na trajetória evasiva

Motor Esquerdo	Motor Direito	Tempo
81.27RPM	65.79RPM	0s-15s
23.80RPM	62.11RPM	16s-32s
41.02RPM	37.53RPM	23s-35s

A Figura 5.1 apresenta a trajetória real sobreposta com a trajetória simulada que o Sojourner-1 realizou.



**Figura 5.1:** Comparativo entre Trajetória Simulada e Real (Man Ev.)

Na Figura 5.1 é possível observar que o Sojourner-1 conseguiu realizar a manobra de acordo com o modelo cinemático e dinâmico implementado. Nesta manobra, foi utilizado um controlador Proporcional (P) com ganho unitário.

Além disso, nota-se uma certa discrepância entre a manobra real e a simulada. Isto ocorre devido a natureza não determinística (i.e., Processo Estocástico) das forças de atrito e ao escorregamento que ocorre nas rodas do Sojourner-1. Para minimizar este efeito, seria necessário utilizar uma roda comercial específica para o motor DC M223 e investigar a massa do Sojourner-1 utilizado neste trabalho.

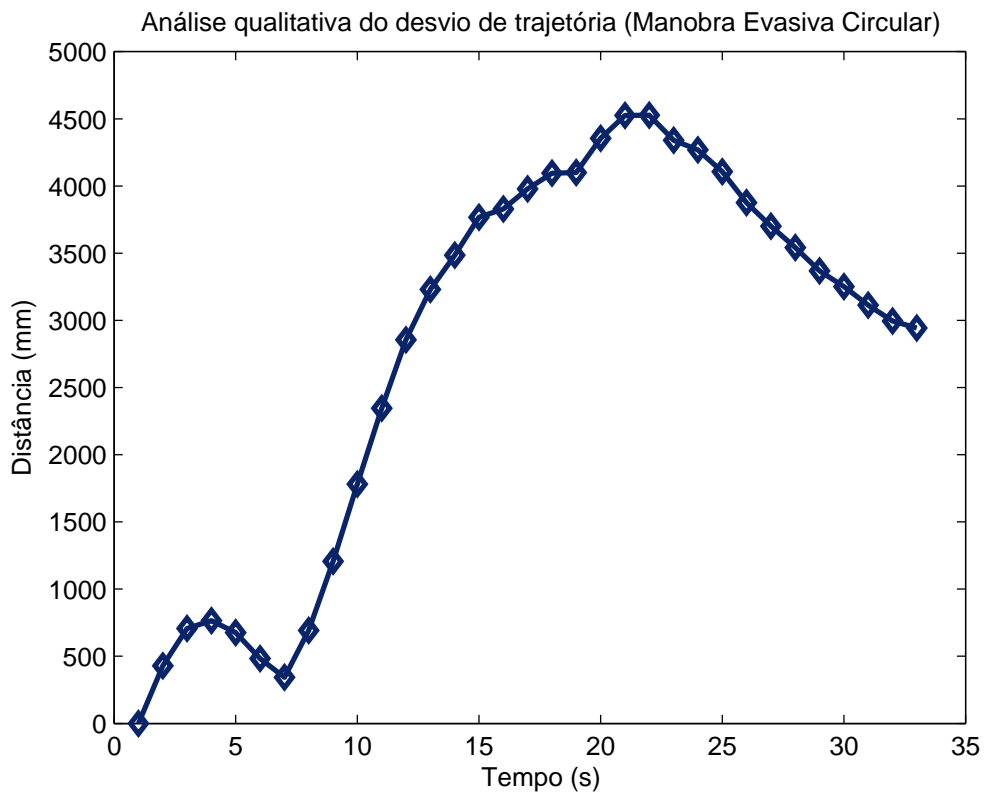
Fora a questão da interface mecânica das rodas e o eixo do motor M223 seria necessário complementar o modelo cinemático e dinâmico de modo a incluir o efeito das forças de atrito não determinísticas que atuam no sistema. Este processo normalmente é complexo e pode ser necessário levantar a função de transferência dos motores DC M223 utilizando identificação de sistemas além

de investigar sobre a massa do robô. Entretanto, este tópico em específico não pertence ao escopo deste trabalho e não será abordado.

Para ilustrar o efeito do erro da trajetória real com a simulada foi analisado o erro em todo o trajeto percorrido pelo o robô por meio de um gráfico contendo a distância euclidiana entre os pontos das trajetórias real e simulada. A distância euclidiana entre os pontos de cada vetor  $\mathbf{x}_r$  e  $\mathbf{y}_s$  correspondendo as trajetórias real e simulada respectivamente é dada pela a seguinte equação (DEZA; DEZA, 2009):

$$\|\mathbf{x}_r - \mathbf{y}_s\| = \sqrt{(\mathbf{x}_r - \mathbf{y}_s) \cdot (\mathbf{x}_r - \mathbf{y}_s)} = \sqrt{\|\mathbf{x}_r\|^2 + \|\mathbf{y}_s\|^2 - 2\mathbf{x}_r \cdot \mathbf{y}_s} \quad (5.2)$$

No caso específico da trajetória evasiva circular a Figura 5.2 apresenta o gráfico descrevendo a distância euclidiana entre cada ponto da trajetória real e simulada em função do tempo.



**Figura 5.2:** Erro entre as trajetórias real e simulada (M. Ev. Circular)

O método eucliano permite ilustrar os efeitos que da natureza não determinística das forças de atrito e escorregamento que ocorre nas rodas do Sojourner-1 além de mostrar também o efeito do sobresinal (e.g., *overshoot*) proveniente do controlador proporcional de velocidade das rodas.

### 5.2.2 Manobra em forma de oito

O robô Sojourner-1 após realizar a manobra evasiva circular descrita anteriormente foi programado para executar uma manobra em forma de oito de acordo com a simulação apresentada no capítulo anterior. As velocidades utilizadas em cada roda dos motores DC são descritas pela Tabela 5.1.

**Tabela 5.2:** Velocidade dos motores DC na trajetória em 8

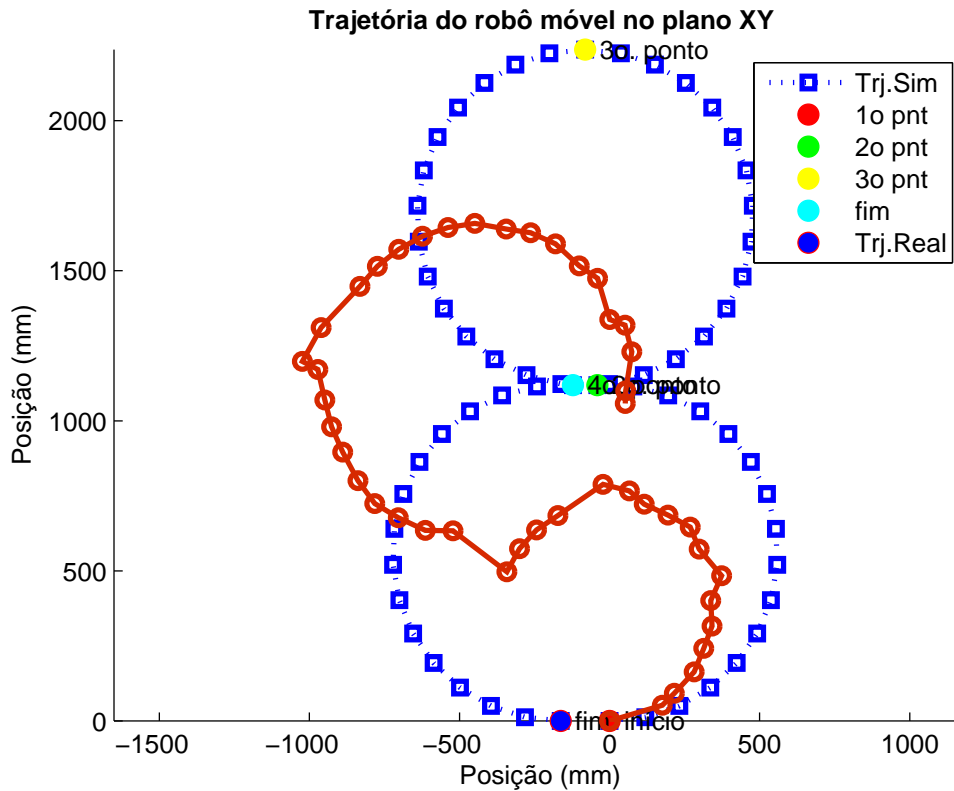
Motor Esquerdo	Motor Direito	Tempo
29.02RPM	17.41RPM	0s-15s
17.41RPM	29.02RPM	16s-31s
17.41RPM	29.02RPM	32s-47s
29.02RPM	17.41RPM	48s-63s

Com base nestes dados, a Figura 5.3 apresenta a sobreposição da a trajetória em forma de oito simulada com a trajetória real que o robô realizou no plano.

Na Figura 5.3 é anotada uma discrepância entre a trajetória real e simulada. Apesar da forma da trajetória real se assemelhar a trajetória simulada, esta discrepância pode ser explicada devido a carga da bateria influenciar de forma significativa na performance dos motores DC utilizados no protótipo do robô móvel assim lhe provaendo a velocidade requerida.

Mesmo com o controlador proporcional implementado no microcontrolador não é possível compensar totalmente o referido problema. O modelo cinemático e dinâmico, apresentado no capítulo anterior, utilizando como base o trabalho de (MELO, 2007), mostrou-se não integralmente coerente com a realidade no caso em que a carga da bateria está baixa além das incertezas vindas das não linearidades trazidas pelo atrito nas rodas com o chão.

Após este teste, fez-se a recarga da bateria de chumbo ácido e o robô Sojourner-1 realizou com sucesso a manobra em forma de oito. Com este dado pode-se afirmar que torna-se crítico considerar o estado de carga da bateria em



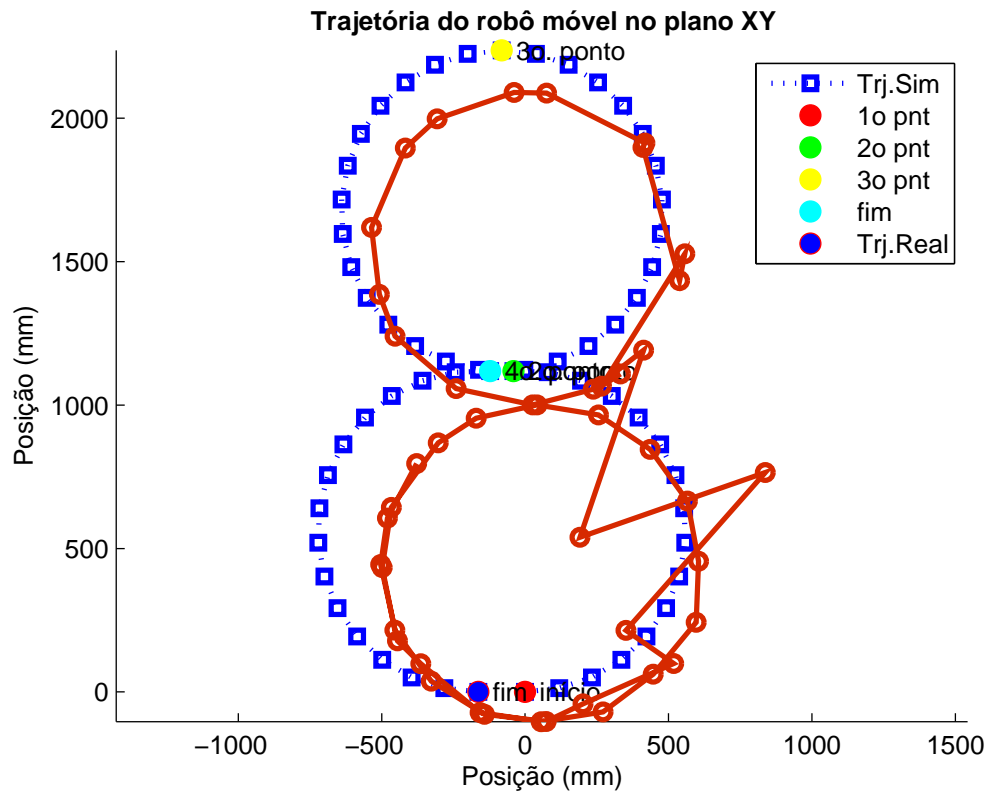
**Figura 5.3:** Comparativo entre Trajetória Simulada e Real (Man. 8)

uma das variáveis observadas na malha de controle de velocidade. A Figura 5.4 apresenta o gráfico ilustrando a trajetória realizada com sucesso.

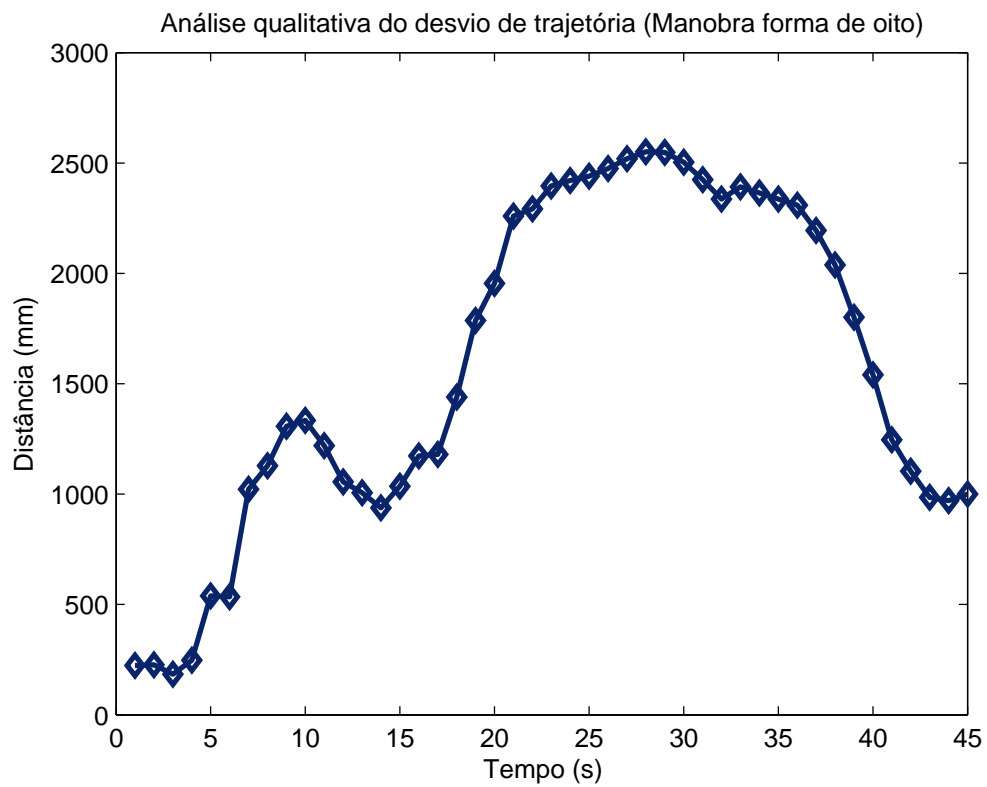
Conforme discutido anteriormente na Manobra Evasiva Circular (MEC), o gráfico de erro de trajetória para a manobra em forma de oito é apresentado pela a Figura 5.5.

Pode-se observar que existe um erro considerável na trajetória em parte devido ao ruído presente nos encoders ópticos dos motores DC do robô Sojourner-1. Recomenda-se, em projetos futuros, a implementação de filtros analógicos ou cabos blindados para minimizar este problema.

Além disso, recomenda-se utilizar rodas projetadas especificamente para os motores M223 do Sojourner-1 a fim de evitar problemas de acoplamento mecânico que interferem negativamente na precisão dos encoders.



**Figura 5.4:** Manobra em forma de oito bateria cheia

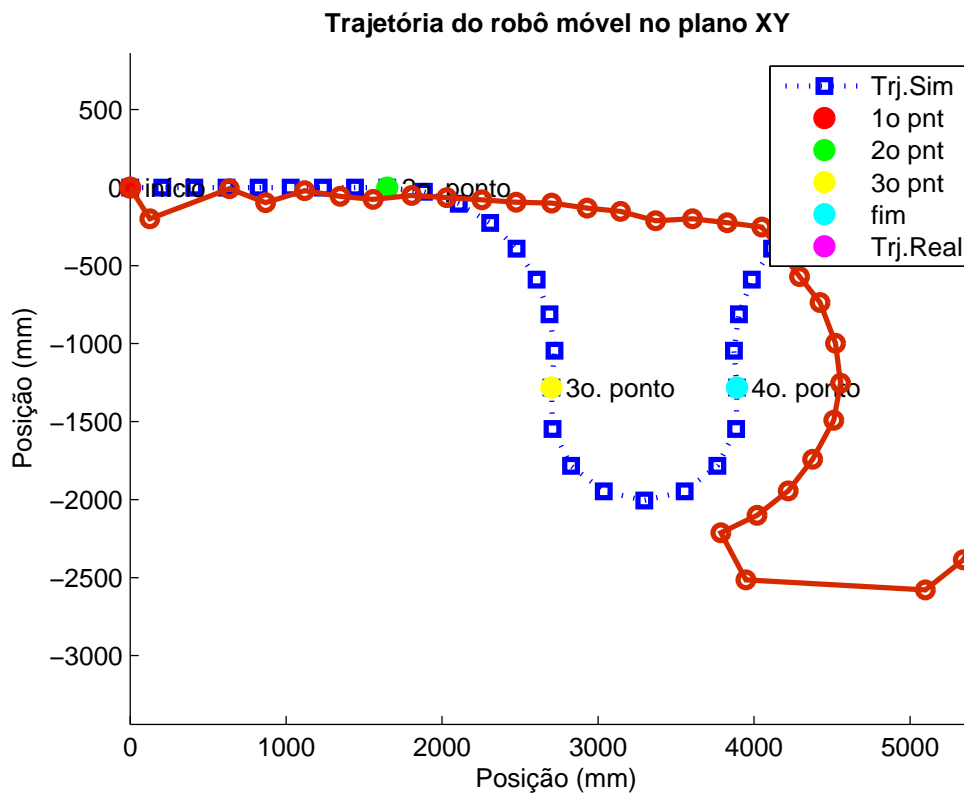


**Figura 5.5:** Erro de trajetória real e simulada (Man. do oito)

### 5.2.3 Ação evasiva em linha reta

Uma cadeira de rodas automática deve ser capaz de navegar de forma segura em um ambiente. Para isso, um teste foi elaborado, no protótipo Sojourner-1, que consiste em fazer o robô andar em linha reta, em uma distância de seis metros, e evadir um obstáculo em seu caminho fazendo uma curva com um raio de curvatura de um metro e meio aproximadamente.

Nesta manobra, as velocidades das rodas direita e esquerda foram ajustadas para 40 RPM. Após testar o Sojourner-1 nesta configuração de manobra, a Figura 5.6 ilustra a trajetória real e simulada que o robô realizou.



**Figura 5.6:** Análise da Trajetória Evasiva em linha reta

No teste referente a Figura 5.6 observou-se que ao detectar o obstáculo o robô realizou com êxito a manobra de evasão e retomou a trajetória. Pode-se inclusive observar um erro na trajetória referente as características não determinísticas das forças de atrito que atuam no sistema.



### 5.2.4 Manobra circular com raio de um metro e meio

Com o intuito de avaliar a precisão das manobras em forma de círculo, fez-se um teste no Sojourner-1 com este objetivo. Este teste, propriamente dito, consistiu em fazer o robô executar uma manobra circular com um metro e meio de raio de curvatura. Para isso, as velocidades das rodas foram configuradas da seguinte forma conforme descrito pela a Tabela 5.3:

**Tabela 5.3:** Vel. dos motores DC na trajetória circular  $Rc = 1.5m$

Motor Esquerdo	Motor Direito	Tempo
81.27RPM	67.72RPM	0s-8s
67.72RPM	81.27RPM	9s-17s
67.72RPM	81.27RPM	25s-33s

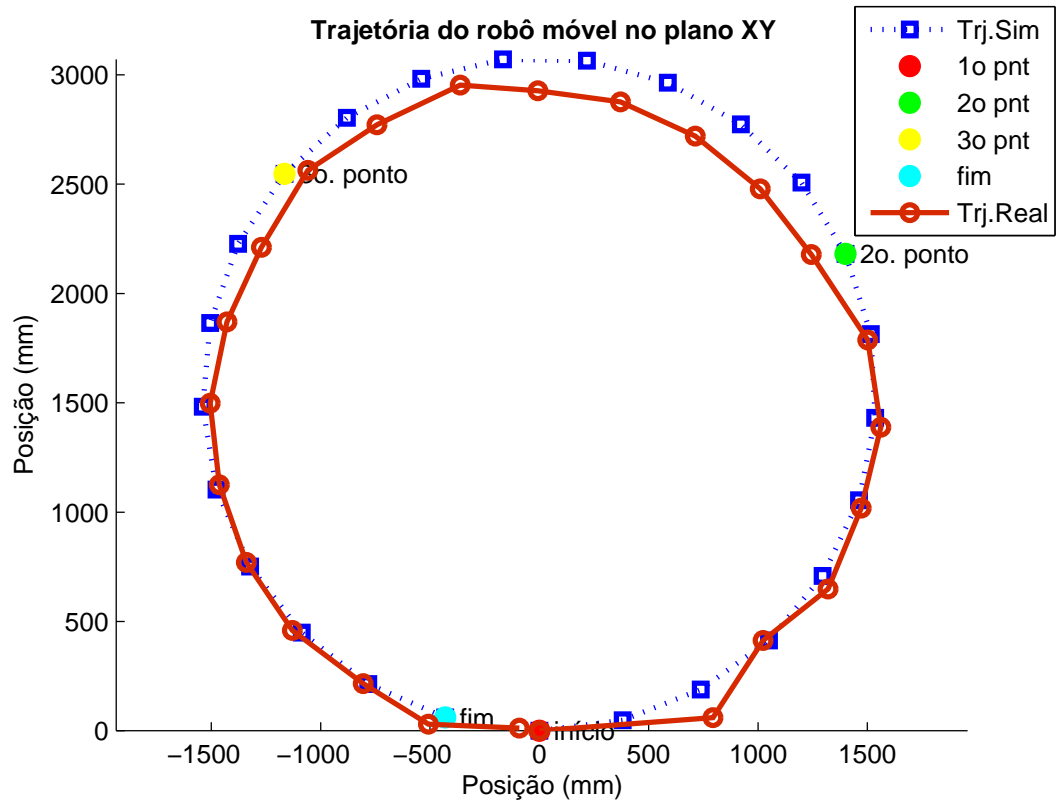
Neste, teste em específico, observou-se que o Sojourner-1 realizou a trajetória ligeiramente incompleta ao tentar fazer um metro e meio de raio. Este tipo de resultado mostra que o torque dos motores DC cai drasticamente em velocidades mais altas o que é um comportamento normal e esperado.

Para que o robô Sojourner-1 consiga fazer um círculo de forma mais precisa seria necessário utilizar mais sensores que consigam determinar a posição no plano XY do robô. Com isso, utilizando-se o Filtro de Kalman é possível estimar de forma mais precisa a posição no plano.

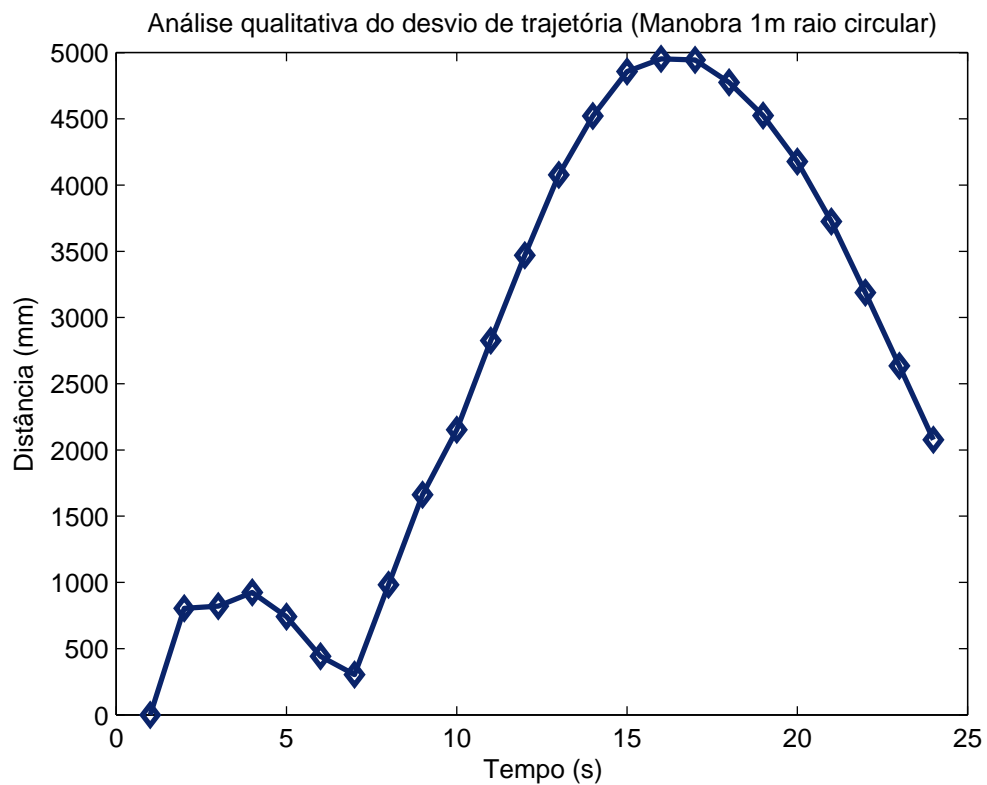
Além disso, ao analisar a trajetória real e simulada, no software MATLAB, utilizando o método da odometria, observou-se que o robô Sojourner-1 tende a executar a trajetória circular apesar do torque ser insuficiente. A Figura 5.7 ilustra esta análise.

O gráfico ilustrando o erro de trajetória real e simulada é apresentado pela a Figura 5.8.

Nesta trajetória, pode-se observar que o gráfico de erro apresenta uma grande discrepância apesar do desenho da trajetória apresentado na Figura 5.7 mostrar um erro pequeno. Isto ocorre porque os pontos da trajetória real e simulada não são coincidentes devido ao overshoot do controlador e da não linearidade da curva caracterísitca de torque e velocidade.



**Figura 5.7:** Análise trajetória de raio um metro e meio



**Figura 5.8:** Erro de trajetória real e simulada (Raio 1m)

Além disso, conforme mencionando anteriormente, existem forças de atrito não determinísticas que atuam no sistema que prejudicam a realização da trajetória precisa.

Pode-se afirmar que o método da odometria não pode ser utilizado individualmente para controlar a trajetória do robô Sojourner-1. Recomenda-se, com base neste experimento, incluir mais sensores que possam prover as coordenadas cartesianas para a malha de controle.

### 5.3 Software de Supervisão e Controle

No seu desenvolvimento, utilizou-se o ambiente de programação SharpDevelop com a linguagem de programação C-Sharp para desenvolver a versão de Windows; Na versão de Linux, em específico, para o microcontrolador Raspberry Pi, utilizou-se a biblioteca NEWT e o compilador GNU-GCC para este desenvolvimento. A Figura 5.9 apresenta a tela principal do software desenvolvido para Windows.

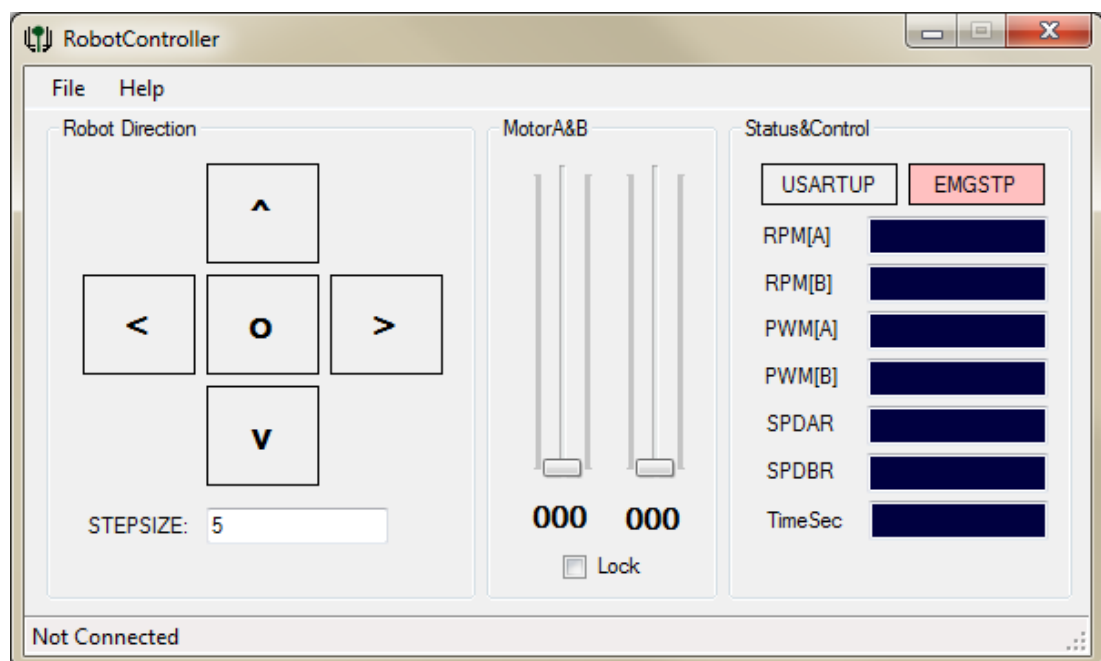
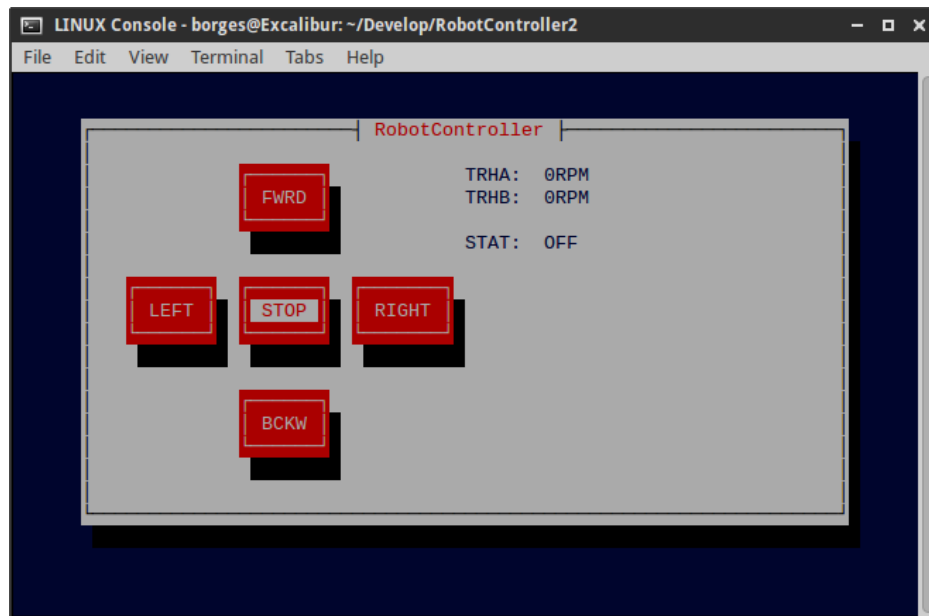


Figura 5.9: Software de Controle e Telemetria (Windows)

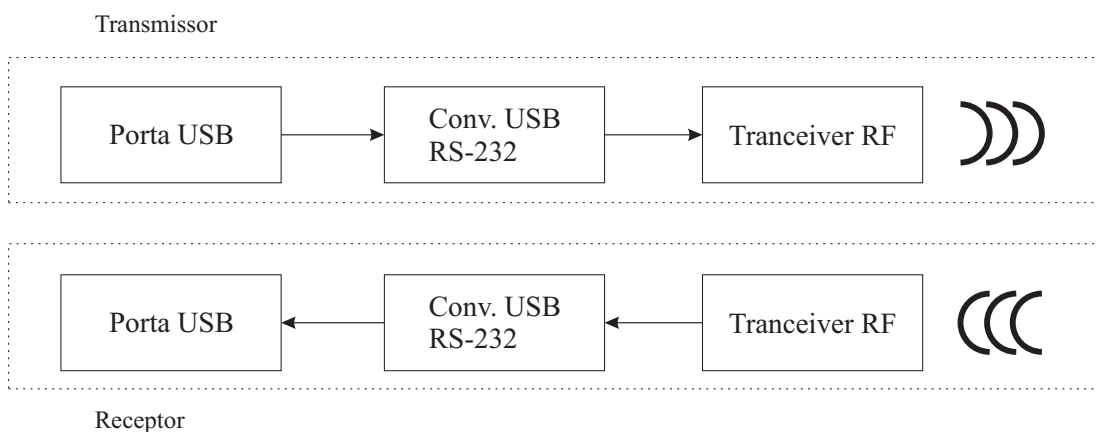
A versão desenvolvida para o sistema operacional Linux possui a seguinte interface gráfica do tipo *Command Line Interface* (CLI) ilustrada pela a Figura 5.10.



**Figura 5.10:** Software de Contole e Telemetria (Linux)

Esta versão foi projetada para operar diretamente no terminal UNIX sem precisar do Xorg-X11. Ambas as versões, em termos de funcionalidade, permitem o usuário controlar o robô manualmente com o auxílio de um módulo de radio frequência APC220 que possui um conversor RS232 para USB integrado.

Com isso, ambos os softwares, por meio da porta serial COM2/ttyUSB0, conseguem controlar e receber dados de telemetria do robô móvel Sojourner-1. O diagrama de blocos da Figura 5.11 apresenta o princípio fundamental de funcionamento deste módulo RF APC220.



**Figura 5.11:** Diagrama de blocos do módulo APC220

As funcionalidades dos *softwares* desenvolvidos são descritas pelo o diagrama de casos de uso apresentado pela a Figura 5.12. Este digrama de casos de uso é utilizado, nos processos formais de desenvolvimento de software, para descrever

as funções fundamentais de um sistema para o usuário final.

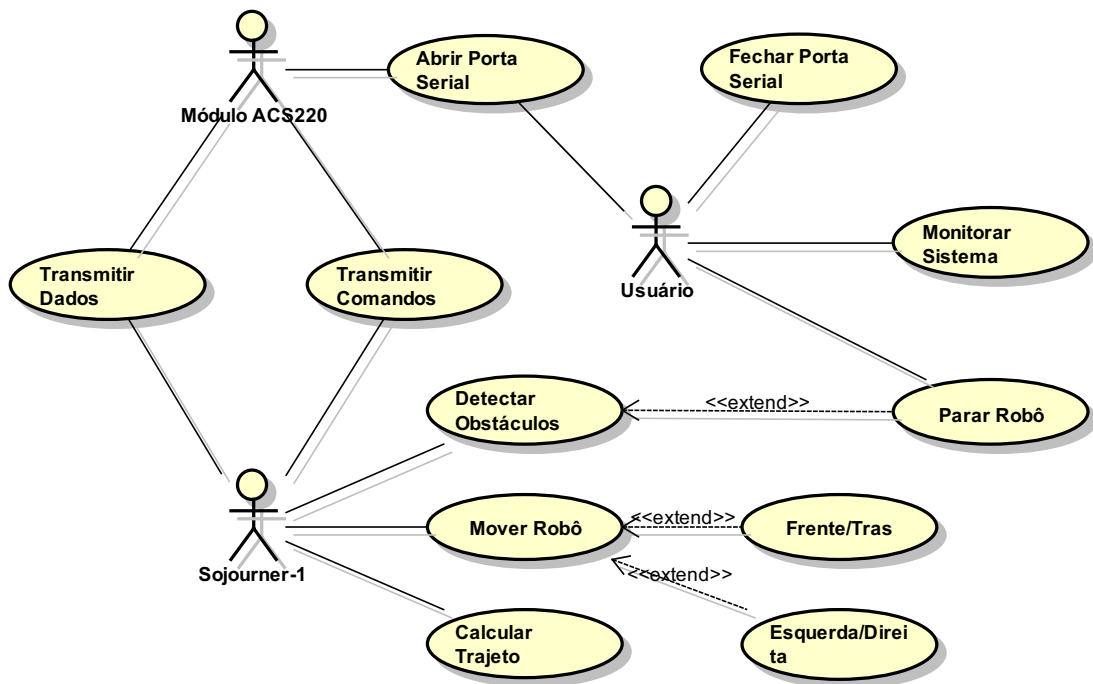


Figura 5.12: Diagrama de casos de uso

Neste *softwares*, estão contidas as principais funções de guiagem manual do robô móvel. Estas funções, propriamente ditas, permitem que o usuário do sistema possa comandar o robô para ir para frente, trás e virar para a esquerda ou direita. Na interface gráfica está contido um controle similar a uma manete que permite ajustar com precisão as velocidades de cada roda do sistema.

A telemetria do sistema (i.e., Sojourner-1 e PC) é feita através de um módulo de radio-frequência do tipo APC220. Este módulo opera em uma frequência entre 418MHz e 455MHz. A técnica de modulação utilizada neste componente é do tipo GFSK (conhecida na língua inglesa como *Gaussian frequency-shift keying*).

## 5.4 Considerações Finais

Neste capítulo, discutiram-se os testes em campo com o robô móvel Sojourner-1. Observou-se um erro considerável em algumas trajetórias do Sojourner-1 sendo provenientes de ruído nos encoders e problemas no acoplamento das rodas. Além disso, apresentou o desenvolvimento de dois *softwares* de controle e telemetria do Sojourner-1 para o sistema operacional Windows e Linux. Ambos os *softwares* permitiram que o usuário realizasse manobras manuais com o protótipo validando e confirmando a sua funcionalidade.

## 6 Conclusão Geral

O objetivo deste trabalho, foi desenvolver um sistema de recarga, estimação de estado de carga para baterias de chumbo-ácido e de navegação segura para cadeira de rodas robóticas. Neste trabalho, em específico, algumas melhorias foram estudadas para um protótipo já existente e validadas experimentalmente em uma arquitetura similar à da cadeira com base em um robô móvel, seu controlador eletrônico, *software*, seus sensores de proximidade, e incluindo os módulos de potência elétrica e tração eletromecânica deste robô seguindo o trabalho de (FERREIRA, 2008).

Para trabalhar estas idéias, foi desenvolvido um carregador de baterias para recarga de duas baterias de chumbo-ácido de 50Ah. Escolheu-se conversor *Half-Bridge* para a conversão DC-DC obtendo-se resultados satisfatórios com esta topologia. Durante o desenvolvimento do conversor, foi estudado a modelagem de um sistema de controle para este conversor. Devido a indisponibilidade de duas baterias com estas características não foi possível coletar melhores quanto detalhados do funcionamento do circuito do carregador de baterias. De forma geral, o carregador de baterias, embasado no conversor *Half-Bridge*, apresentou alguns problemas devido a interconexão dos módulos e da perda de potência entre eles. Mas, houve resultados satisfatórios nos testes realizados mostrando que em projetos posteriores seria necessário analisar um conector melhor para a interconexão dos módulos deste carregador de baterias.

Além disso, em relação a esta parte do projeto, foram estudados de forma teórica algoritmos de estimação de estado de carga. O experimento para validar a eficácia do modelo de bateria utilizada SimPowerSystems descritos pela (TREMBLAY; DESSAINT, 2009) mostrou que a resistência interna da bateria de chumbo-ácido não pode ser considerada constante. Em seguida, o modelo de (TREMBLAY; DESSAINT, 2009) foi estendido incluindo o efeito da resistência variável em uma bateria utilizando o modelo de (JACKEY, 2007). Após uma análise

teórica, o novo modelo apresenta características incluindo o efeito da resistência e capacitâncias interna da bateria o que permitiu melhorar a precisão do sistema de estimação de carga.

Com a dinâmica e cinemática implementada no microcontrolador ATmega2560 verificou-se que o Sojourner-1 conseguiu realizar as manobras pré-programadas. Entretanto, foi observado um erro significativo na manobra em forma de oito e, igualmente na manobra evasiva do obstáculo devido a não linearidade da curva característica que representa o torque e a velocidade. Para melhores resultados, recomenda-se utilizar a técnica de identificação de sistemas a fim de obter, de forma precisa, a função de transferência que inclui as variáveis de torque e velocidade no sistema e o atrito nas rodas.

O protótipo do robô móvel necessita ser aperfeiçoado e ser estudado mais detalhadamente para superar algumas limitações deste sistema mecânico. Neste trabalho, em específico, não foi analisado questões envolvendo acoplamentos mecânicos, vibração e análise estrutural. Torna-se relevante em outras pesquisas neste tema estudar tais questões com mais detalhes buscando resultados melhores e a inclusão de outros sistemas de posicionamento como, por exemplo, beacons ativos e GPS são plausíveis para este objetivo.

Finalmente, após esta etapa, um sistema de navegação inercial e outro sistema de detecção de obstáculos foram e apresentado para aprimorar a navegação segura de uma cadeira de rodas. No sistema de navegação foi modelada a cinemática direta e a dinâmica representativa da cadeira de rodas. E, finalmente, devido a não disponibilidade imediata da cadeira de rodas, o sistema deste trabalho foi adaptado e integrado em um protótipo de um robô móvel (Sojourner-1) com o intuito de validar experimentalmente os conceitos e a arquitetura discutidos em uma plataforma continuamente disponível.

## 6.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

A partir deste tema inúmeras pesquisas futuras podem ser desenvolvidas. Um aspecto interessante a ser desenvolvido é a questão de explorar diferentes tipos de motores para a cadeira de rodas. Uma alternativa para o motor DC utilizado neste projeto seria o motor de indução. Para utilizá-lo seria necessário desenvolver um inversor de frequência utilizando uma das estratégias de modulação como, por

exemplo, a modulação de largura de pulso senoidal (SPWM) ou a modulação de espaço de vetores (SVM).

Este trabalho estabeleceu uma plataforma de baixo custo, mas com uma arquitetura em tudo similar àquela de uma cadeira de rodas real, sendo abordado de forma objetiva vários dos importantes aspectos do projeto de seus módulos de potência elétrica, da tração eletromecânica e, finalmente, do seu software embarcado em um controlador eletrônico.

Espera-se que, no futuro, estes passos descritos nesta dissertação ainda venham de alguma maneira, a guiar a solução de problemas chave nos trabalhos de projeto e construção da futura cadeira de rodas automatizada. Em relação ao sistema de recarga de baterias recomenda-se implementar o algoritmo proposto de estimação de estado de carga e fazer validação experimental.

Tais problemas chave, no pensamento deste autor, se prendem à definição da arquitetura desta cadeira de rodas, e de sua não menos importante Lista de Peças e de Materiais, mas também a definição dos requisitos do *software* de bordo, do seu ambiente de desenvolvimento, e naturalmente os trabalhos de Integração e de Testes do protótipo daquela cadeira de rodas.

Recomenda-se também aprimorar o algoritmo de determinação de velocidade das rodas em RPM. Este aspecto é importante porque permitiria utilizar uma taxa de amostragem mais alta nas malhas de controle permitindo desenhar uma trajetória mais detalhada no ambiente MATLAB permitindo analisar o erro de trajetória de forma quantitativa.

Assim como recomendações para futuros trabalhos de pesquisa, de artigos e também de outras dissertações, sugere-se investir no desenvolvimento e aperfeiçoamento do robô Sojourner-1, eventualmente culminado no projeto de um veículo, maior, mais pesado e com capacidade de transportar cargas mecânicas variáveis, na forma de um conjunto de pesos calibrados para mais investigações quanto à cinemática direta e quanto à dinâmica do veículo, além das questões ligadas ao atrito de tração em diferentes tipos de piso. De modo complementar ao acima exposto, eventualmente provendo outros tantos artigos em publicações especializadas no futuro, a topologia do Carregador de Baterias proposto nesta Dissertação também pode ser investigada e aperfeiçoada.



# Referências

- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. 1st. ed. São Paulo - Brazil: Pearson Prentice-Hall, 1999.
- ALLEGRO. *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 3 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor Datasheet*. [S.l.], 2011.
- ANDERSON, P.; BOHLMAN, H. Anterior decompression and arthrodesis of the cervical spine: long-term motor improvement. part ii—improvement in complete traumatic quadriplegia. *The Journal of bone and joint surgery. American volume*, v. 74, n. 5, p. 683–692, 1992.
- ANICETO, J. M. A. *Conversor DC-DC com busca de ponto de potência máxima (MPPT) para painéis solares*. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Ciências e Tecnologia Universidade de Nova Lisboa - Departamento de Engenharia Electrotécnica, 2010.
- BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. *Florianópolis: Edição do autor*, 2001.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Ed. do Autor, 2006.
- BHANGU, B.; BENTLEY, P.; STONE, D.; BINGHAM, C. Nonlinear observers for predicting state-of-charge and state-of-health of lead-acid batteries for hybrid-electric vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 3, p. 783 – 794, may 2005. ISSN 0018-9545.
- BOYLESTAD, R. L. *Introductory circuit analysis*. [S.l.]: Prentice Hall, 2010.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY. *Electronic devices and circuit theory*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2006.
- CASTILLO, G. A. C. L.; ODULIO, C. M. F. H<sup>2</sup> filter-based online battery state-of-charge estimator for pure electric vehicles. In: IEEE. *TENCON 2012-2012 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.], 2012. p. 1–6.
- CHEN, C.-T. *Linear system theory and design*. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1998.
- CHOI, K.; SATO, M.; KOIKE, Y. A new, human-centered wheelchair system controlled by the emg signal. In: *Neural Networks, 2006. IJCNN '06. International Joint Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 4664 –4671.
- CHONG, L.; HONG, W. The design of wheelchair based on semg control. In: *Bioinformatics and Biomedical Engineering, 2008. ICBBE 2008. The 2nd International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1721 –1724.

- CHU, J.-U.; MOON, I.-H.; CHOI, G.-W.; RYU, J.-C.; MUN, M.-S. Design of bldc motor controller for electric power wheelchair. In: *Mechatronics, 2004. ICM '04. Proceedings of the IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 92 – 7e.
- COOPER, R. Intelligent control of power wheelchairs. *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, v. 14, n. 4, p. 423 –431, jul/aug 1995. ISSN 0739-5175.
- CROMPTON, T. P. *Battery reference book*. [S.l.]: Newnes, 2000.
- DEZA, M. M.; DEZA, E. *Encyclopedia of distances*. [S.l.]: Springer, 2009.
- DIAZ, N.; SORIANO, J. Study of two control strategies based in fuzzy logic and artificial neural network compared with an optimal control strategy applied to a buck converter. In: . [S.l.: s.n.], 2007. p. 313 –318.
- DIJKSTRA, E. W. A note on two problems in connexion with graphs. *Numerische mathematik*, Springer, v. 1, n. 1, p. 269–271, 1959.
- DIJKSTRA, E. W.; FEIJEN, W. H.; GASTEREN, A. M. V. Derivation of a termination detection algorithm for distributed computations. In: *Control Flow and Data Flow: concepts of distributed programming*. [S.l.]: Springer, 1985. p. 507–512.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern Control Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 2010.
- EFTHIMIOU, J.; GORDON, W.; SELL, G.; STRATFORD, C. Electronic assistive devices: their impact on the quality of life of high level quadriplegic persons. *Archives of physical medicine and rehabilitation*, v. 62, n. 3, p. 131–134, 1981.
- FAN, J.; JIA, S.; LI, X.; LU, W.; SHENG, J.; GAO, L.; YAN, J. Motion control of intelligent wheelchair based on sitting postures. In: *Mechatronics and Automation (ICMA), 2011 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 301 –306. ISSN 2152-7431.
- FANG, L.; LU, T.; YUAN, K.; SHEN, X.; LI, L. Design and development of an electric-powered stair-climbing wheelchair. In: *Intelligent Control and Automation (WCICA), 2011 9th World Congress on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 474 –479.
- FERREIRA, C. L. L. *Interface De Sopro E Sucção Para Controle De Cadeira De Rodas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2008.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fundamentals of physics extended*. [S.l.]: Wiley. com, 2010.
- HSU, C.-F.; LIN, C.-M.; CHENG, K.-H. Supervisory intelligent control system design for forward dc-dc converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 153, n. 5, p. 691 –701, sep. 2006. ISSN 1350-2352.

- HUANG, D.; QIAN, K.; FEI, D.; JIA, W.; CHEN, X.; BAI, O. Electroencephalography (eeg)-based brain-computer interface (bci): A 2-d virtual wheelchair control based on event-related desynchronization/synchronization and state control. *Neural Systems and Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1, 2012. ISSN 1534-4320.
- JACKEY, R. A. A simple, effective lead-acid battery modeling process for electrical system component selection. *SAE Paper*, p. 01-0778, 2007.
- KROEZE, R. C.; KREIN, P. T. Electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 1336-1342.
- LATHI, B. P. *Linear systems and signals*. [S.l.]: Oxford University Press, 2009.
- LERNVALL, T.; OLSSON, R. *Design of a Digital Control System for a Half-Bridge Converter*. Dissertação (Mestrado) — Department of Energy and Environment Elektrotekniklinjen 180p CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg, Sweden, 2006.
- LIMA, J.; CORLETA, J.; MEDEIROS, A.; CANALLI, V.; ANTUNES, F.; LIBANO, F.; REIS, F. D. A pic controller for grid connected pv system using a fpga based inverter. In: . [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 169 -173 vol.1.
- LIN, B.-R. Analysis of neural and fuzzy-power electronic control. *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings -*, v. 144, n. 1, p. 25 -33, jan. 1997. ISSN 1350-2344.
- LOPES, K. dos S. *Sistema de fontes reguladas/isoladas/sincronizadas para aplicação em UPS*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2012.
- LUND, M.; CHRISTIENSEN, H.; CALTENCO, H.; LONTIS, E.; BENTSEN, B.; STRUIJK, L. A. Inductive tongue control of powered wheelchairs. In: *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2010 Annual International Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3361 -3364. ISSN 1557-170X.
- MACIOROWSKI, J.; CALLENDER, H.; ENDERLE, J. A head controlled wheelchair. In: *Bioengineering Conference, 2002. Proceedings of the IEEE 28th Annual Northeast*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 239 -240.
- MANIKTALA, S. *Switching Power Supplies A to Z*. 1st. ed. Burlington, MA: Newnes, 2006.
- MAZO, M. An integral system for assisted mobility [automated wheelchair]. *Robotics Automation Magazine, IEEE*, v. 8, n. 1, p. 46 -56, mar 2001. ISSN 1070-9932.
- MAZO, M.; GARCIA, J.; RODRIGUEZ, F.; URENA, J.; LAZARO, J.; ESPINOSA, F. Experiences in assisted mobility: the siamo project. In: *Control Applications, 2002. Proceedings of the 2002 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 766 - 771 vol.2. ISSN 1085-1992.
- MCDONALD, J. W.; SADOWSKY, C. Spinal-cord injury. *The Lancet*, Elsevier, v. 359, n. 9304, p. 417-425, 2002.

- MELLO, L. F. P. d. Análise e projeto de fontes chaveadas. *São Paulo: Érica*, 1996.
- MELO, L. F. de. Proposta de simulador virtual para sistema de navegação de robos moveis utilizando conceitos de prototipagem rapida. Biblioteca Digital da Unicamp, 2007.
- MUHAMMAD, R. H. *Power Electronics Handbook*. 2nd. ed. San Diego, CA: Academic Press. A Harcourt Sciene and Technology Company, 2001.
- N., M.; M., U. T.; P., R. W. *Power Eletronics: Conversors, Applications and Designs*. 2nd. ed. [s.l]: John Willey and Sons, 1995.
- NARRI, Y.; MUMMADI, V. Adaptive controller for pv supplied buck-boost converter. In: . [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 789 –793 vol.2.
- NILSSON, J.; RIEDEL, S. *Electric Circuits 9th*. [S.l.]: Prentice Hall, 2010.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4th. ed. São Paulo - Brazil: Pearson Prentice-Hall Brasil, 2003.
- OTIENO, C.; NYAKOE, G.; WEKESA, C. A neural fuzzy based maximum power point tracker for a photovoltaic system. In: . [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –6.
- PAIGE, C. Properties of numerical algorithms related to computing controllability. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 1, p. 130 – 138, feb 1981. ISSN 0018-9286.
- PILLER, S.; PERRIN, M.; JOSSEN, A. Methods for state-of-charge determination and their applications. *Journal of power sources*, Elsevier, v. 96, n. 1, p. 113–120, 2001.
- POMILIO, J. A. *Eletrônica de Potência*. 1st. ed. Campinas - Brazil: FEEC - UNICAMP, 1998.
- PRESSMAN, A. *Switching power supply design*. [S.l.]: McGraw-Hill, Inc., 1997.
- RESTAINO, R.; ZAMBONI, W. Comparing particle filter and extended kalman filter for battery state-of-charge estimation. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 4018–4023.
- RHUDY, M.; BUCCI, B.; VIPPERMAN, J.; ALLANACH, J.; ABRAHAM, B. Microphone array analysis methods using cross-correlations. In: ASME. [S.l.], 2009.
- RHUDY, M. B. *Real Time Implementation of a Military Impulse Classifier*. Dissertação (Mestrado) — University of Pittsburgh, 2010.
- RUSSELL, S. J.; NORVIG, P.; CANNY, J. F.; MALIK, J. M.; EDWARDS, D. D. *Artificial intelligence: a modern approach*. [S.l.]: Prentice hall Englewood Cliffs, 1995.
- SALKIND, A. J.; FENNIE, C.; SINGH, P.; ATWATER, T.; REISNER, D. E. Determination of state-of-charge and state-of-health of batteries by fuzzy logic methodology. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 80, n. 1, p. 293–300, 1999.

- SCHIAVON, G. J. *No-Break 1,2kVA, Senoidal, operando em malha fechada; circuito de potência, circuito de controle analógico e circuito de controle digital com DSC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2007.
- SHARP. *SHARP GP2Y0A21YK General Purpose Type Distance Measuring IR Sensors Datasheet*. [S.l.], 2012.
- SILVA, E. C. M. da. *Inversor de tensão com topologia push-pull para injeção de potência na rede elétrica com modulação SPWM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2012.
- STEVENS, B. L.; LEWIS, F. L. *Aircraft control and simulation*. Wiley-Interscience, 2003.
- TEAM, R. Characterization of the martian surface deposits by the mars pathfinder rover, sojourner. *Science*, American Association for the Advancement of Science, v. 278, n. 5344, p. 1765–1768, 1997.
- TIAN, Z.; XU, W. Electric wheelchair controller based on parameter self-adjusting fuzzy pid. In: *Computational Intelligence and Natural Computing, 2009. CINC '09. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 1, p. 358–361.
- TORG, J. S.; PAVLOV, H.; GENUARIO, S.; SENNETT, B.; WISNESKI, R.; ROBIE, B.; JAHRE, C. Neurapraxia of the cervical spinal cord with transient quadriplegia. *The Journal of bone and joint surgery. American volume*, v. 68, n. 9, p. 1354, 1986.
- TORRES, A. de M.; ANTUNES, F.; REIS, F. dos. An artificial neural network-based real time maximum power tracking controller for connecting a pv system to the grid. In: . [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 554–558 vol.1.
- TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A. Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications. *World Electric Vehicle Journal*, v. 3, p. 13–16, 2009.
- TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A.; DEKKICHE, A.-I. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In: *IEEE. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*. [S.l.], 2007. p. 284–289.
- UNITRODE. *UCX854 High Power Factor Preregulator Integrated Circuit Datasheet*. [S.l.], 2013.
- XIAOFENG, S.; WEIYANG, W.; BAOCHENG, W.; XIAOGUI, W. A research on photovoltaic energy controlling system. In: . [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 542–545 vol.1.
- ZHANG, F.; LIU, G.; FANG, L. A battery state of charge estimation method with extended kalman filter. In: *IEEE. Advanced Intelligent Mechatronics, 2008. AIM 2008. IEEE/ASME International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 1008–1013.

## Apêndice A – Disseminações

### A.1 Publicações relacionadas com o tema

- BORGES, F. A. A. ; MELO, L. F.; MATHIAS, L. C. ; ROSARIO, J. M. **Complete Development of an Battery Charger System with State-of-Charge Analysis**. European International Journal of Science and Technology, 2013.
- MELO, L., BORGES, F. A. A., ROSÁRIO, J. M. 2013. **Wheelchairs Embedded Control System Design for Secure Navigation with RF Signal Triangulation**. Journal of Information Technology Research *JITR*, 62, 60-92.

### A.2 Publicações relacionadas com o grupo de pesquisa

- MELO, L. F. ; BORGES, F. A. A. ; MATHIAS, L. C. ; ROSARIO, J. M. . **Ferramenta de Ensino de Engenharia de Tráfego Telefônico a Distância Através da Web**. Semina. Ciências Exatas e Tecnológicas *Online*, v. 33, p. 229-242, 2012.
- MATHIAS, L. C.; MELO, L. F.; ABRÃO, T. BORGES, F. A. A., ROSÁRIO, J. M. **A Simplified Low-Rate Low-Cost PLC Device: Simulation and Implementation Issues**. ICICTES 2013, Samutsongkhram, Thailand 24-26 January 2013.

## Apêndice B – Navegação segura do sistema

Neste capítulo é feito, o estudo sobre a inclusão dos sensores de detecção de obstáculos e são apresentadas as técnicas de detecção de obstáculos utilizadas e desenvolvidas para compor o sistema de navegação.

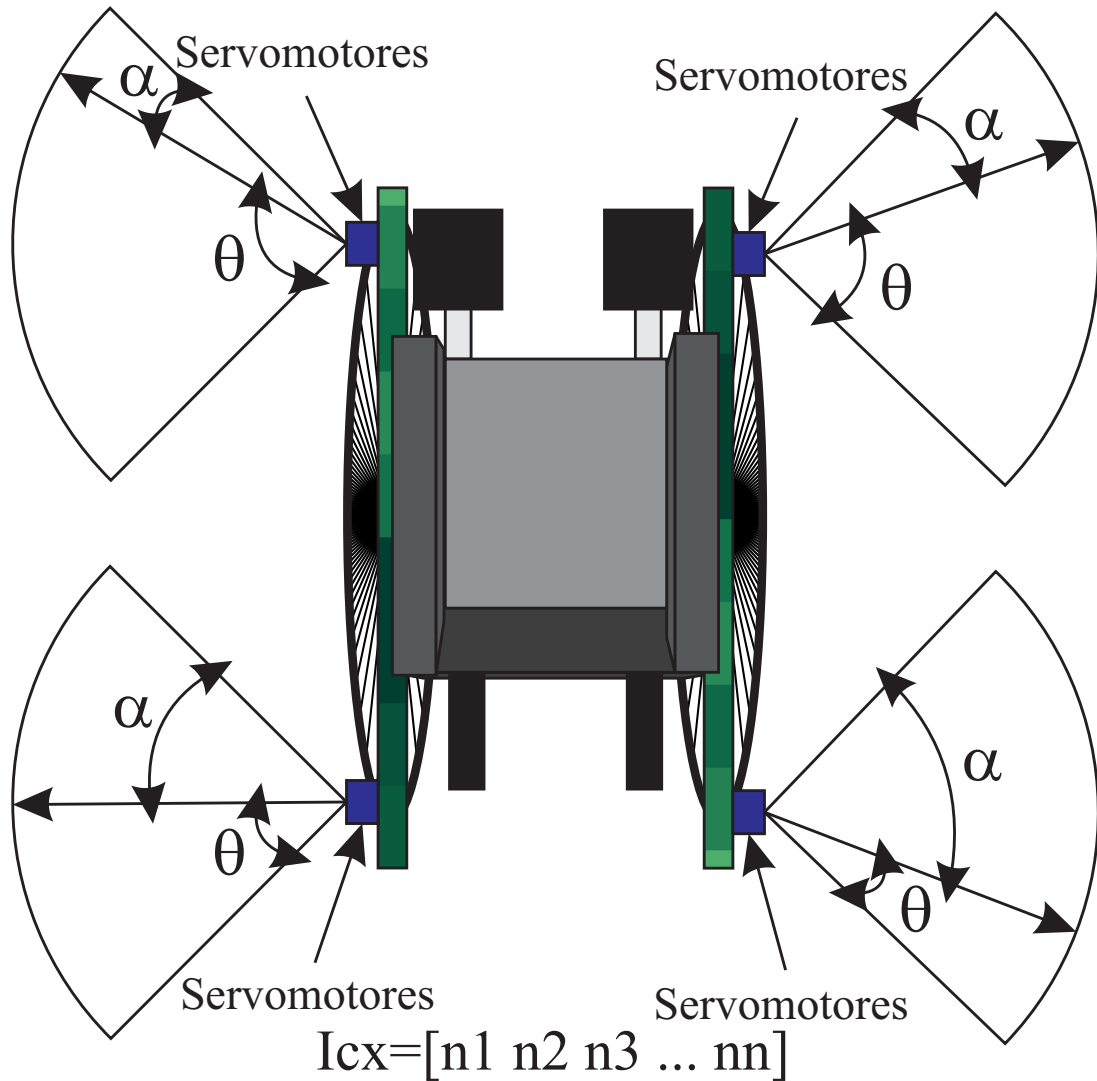
### B.1 Introdução

Quando a cadeira de rodas estiver em uso por um paciente tetraplégico existe um risco de encontrar um obstáculo no meio do caminho em um possível acidente. Para minimizar este risco, torna-se necessário desenvolver um sistema capaz de identificar obstáculos e parar a cadeira quando for detectado a presença destes obstáculos.

Na cadeira de rodas foi instalado dois tipos diferentes de sensor de distância do tipo ultrasônico e a laser respectivamente. Estes dois tipos de sensores diferentes são necessários porque o ultrassom emitido pelo o sonar pode ser absorvido e refletido de forma diferente de acordo com a geometria e o tipo do material da superfície para onde o pulso de sonar foi emitido. Neste caso, o proverá uma medida redundante, corrigindo um possível erro de medição.

Os sensores utilizados para a detecção de obstáculos foram o módulo sonar URM37 e o sensor infra-vermelho Sharp GP2Y0A02YK0F. Cada um destes sensores é capaz de detectar um obstáculo a uma distância de até 5m. O sensor ultrasônico, em específico, será montado em um servomotor de 9g acopado a uma barra de madeira presa na lateral de cada roda da cadeira. Com isso, um microcontrolador ATMEL Atmega2560 controlará estes servomotores permitindo a caracterização do tipo de obstáculo.

A varredura consistirá de um vetor onde cada elemento corresponde a par ordenado com uma distância e uma posição angular do servomotor. Utilizando a técnica da correlação cruzada e medindo o seu índice é possível identificar se o obstáculo apresenta algum tipo de risco de colisão para o usuário da cadeira de rodas. A Figura B.1 ilustra o funcionamento deste sistema.



**Figura B.1:** Sistema de varredura para detecção de obstáculos

A correlação cruzada de dois sinais discretos  $f$  e  $g$ , é realizada utilizando a equação (B.1) (RHUDY, 2010) (RHUDY et al., 2009):

$$I_{cx} = (f * g)[t] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} f^*[m]g[n + m] \quad (\text{B.1})$$

É importante salientar que a variável  $f^*$  corresponde ao conjugado complexo da função  $f$ . O índice de correlação  $I_{cx}$  é o alvo de interesse neste caso. Se ele ultrapassar um determinado valor o sistema terá um nível de confiança alto o



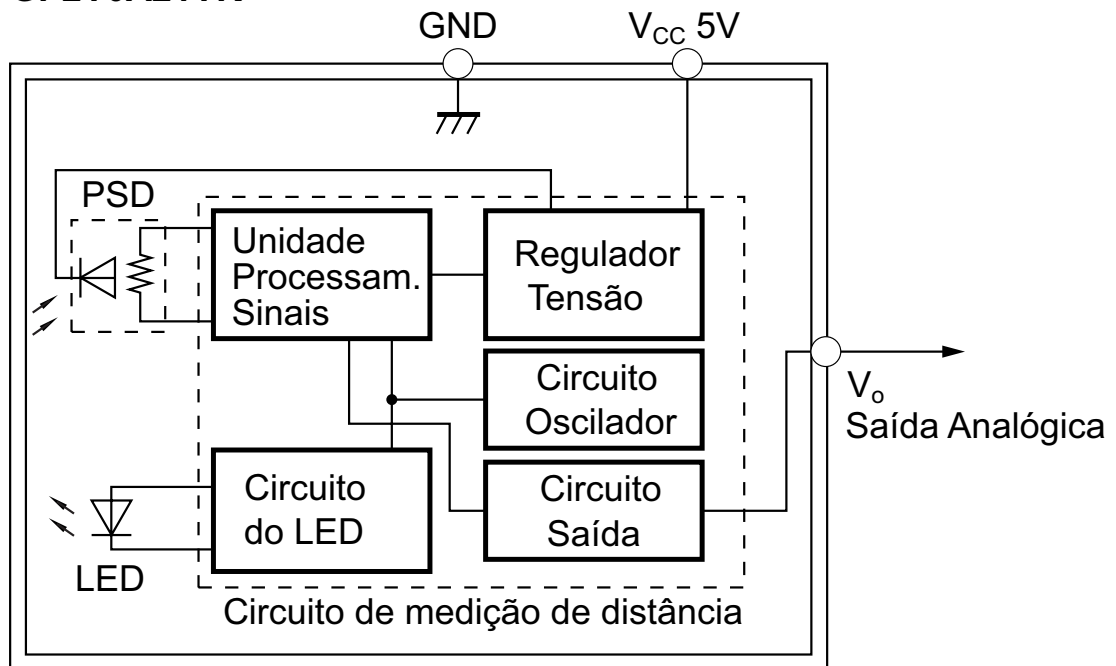
suficiente para tomar, caso necessário, a decisão de parar a cadeira de rodas uma vez que um obstáculo foi detectado.

## B.2 Módulo Infra-Vermelho SHARP

O módulo infravermelho SHARP GP2Y0A21YK instalado no Sojourner-1 permite a detecção de obstáculos. Este módulo gera uma tensão analógica variando de 0V a 5V de acordo com a distância do anteparo. De acordo com o fabricante, este sensor consegue detectar um objeto entre uma distância mínima e máxima de 10cm a 80cm respectivamente. Uma das principais vantagens mais relevantes para este sensor são: baixo custo e não necessitar de um circuito de controle externo (SHARP, 2012).

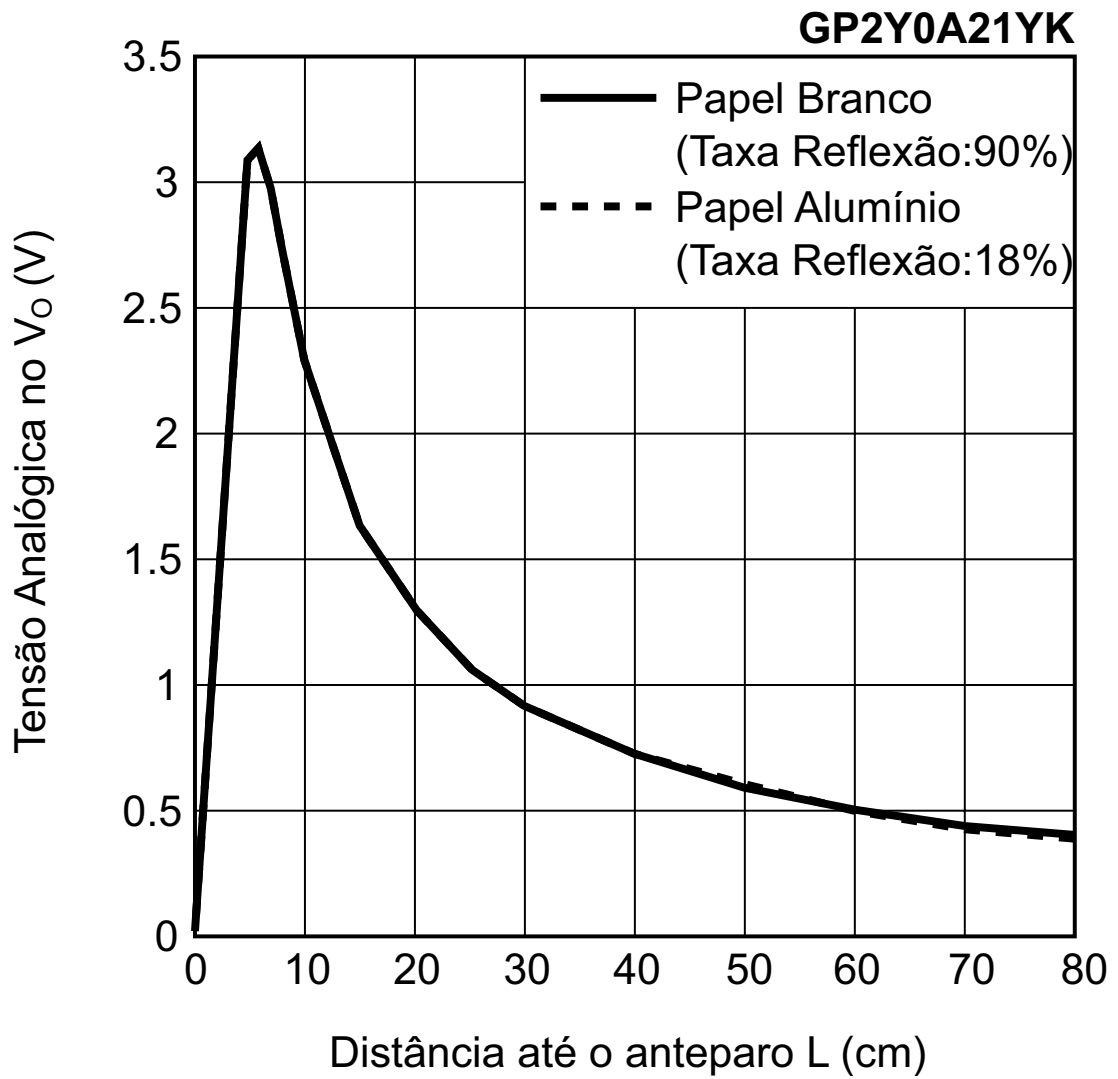
O diagrama de blocos apresentado na Figura B.2 ilustra as funcionalidades fundamentais presente no módulo infravermelho utilizado no Sojourner-1.

### GP2Y0A21YK



**Figura B.2:** Diagrama de blocos do sensor IR SHARP (SHARP, 2012)

Além disso, em relação a função de transferência deste sensor, levantada pelo o fabricante, a Figura B.3 apresenta o gráfico ilustrando a variação de tensão de saída em função da distância do anteparo.



**Figura B.3:** Tensão analógica em função da distância do anteparo (SHARP, 2012)

Neste gráfico, pode-se observar que o sensor mantém um bom desempenho mesmo com duas superfícies diferentes testadas que são uma folha de papel comum e uma de papel alumínio (SHARP, 2012).

## B.3 Instrumentação Inercial

Para obter os ângulos de inclinação e rolagem do robô Sojourner-1 é necessário realizar a leitura de uma série de parâmetros provenientes do módulo de medição inercial GY-80 integrado. Feito isso, é preciso converter medidas de aceleração para a unidade G ( $1G = 9.8m/s^2$ ) e, a partir disso, aplicar estes valores nas equações para se determinar os ângulos de inclinação e rolagem.

O processo de obter e converter as leituras provenientes do acelerômetro (ADXL345), integrado ao módulo de medição inercial GY-80, depende muito da resolução do sistema. No caso do ADXL345, este módulo é capaz de prover 10-bits de resolução em uma aceleração de  $\pm 2G$ . Além disso, este módulo é capaz de operar em várias outras faixas de aceleração e resolução como, por exemplo,  $\pm 4G$ ,  $\pm 8G$ ,  $\pm 16G$  e com uma resolução de 10-bits ou 13-bits dependendo da faixa de aceleração selecionada.

O modelo matemático utilizado para calcular a aceleração, proveniente da leitura do módulo ADXL345, para cada componente X, Y e Z, pelo microcontrolador é dado pela Equação (B.2) (STEVENS; LEWIS, 2003):

$$G_{acell} = RAW_{acell} \times \frac{Range}{2^{Resolution-1}} \quad (B.2)$$

A partir das três componentes de aceleração  $G_x$ ,  $G_y$  e  $G_z$  é possível estimar a inclinação (pitch) e a rolagem (roll) do robô móvel utilizando a Equação (B.3) e a Equação (B.4) (STEVENS; LEWIS, 2003):

$$\varphi = \arctan \left( \frac{G_y}{\sqrt{G_x^2 + G_z^2}} \right) \quad (B.3)$$

$$\theta = \arctan \left( \frac{-G_x}{G_z} \right) \quad (B.4)$$

Os ângulos de inclinação (pitch), rolagem (roll), e direção (yaw) neste trabalho serão designados por  $\varphi$ ,  $\theta$ ,  $\Psi$  respectivamente. Para ilustrar estes ângulos no robô

móvel, a Figura B.4 apresenta uma ilustração de um carro de corrida ilustrando os três vetores nos eixos X, Y e Z e cada um destes ângulos mencionados.

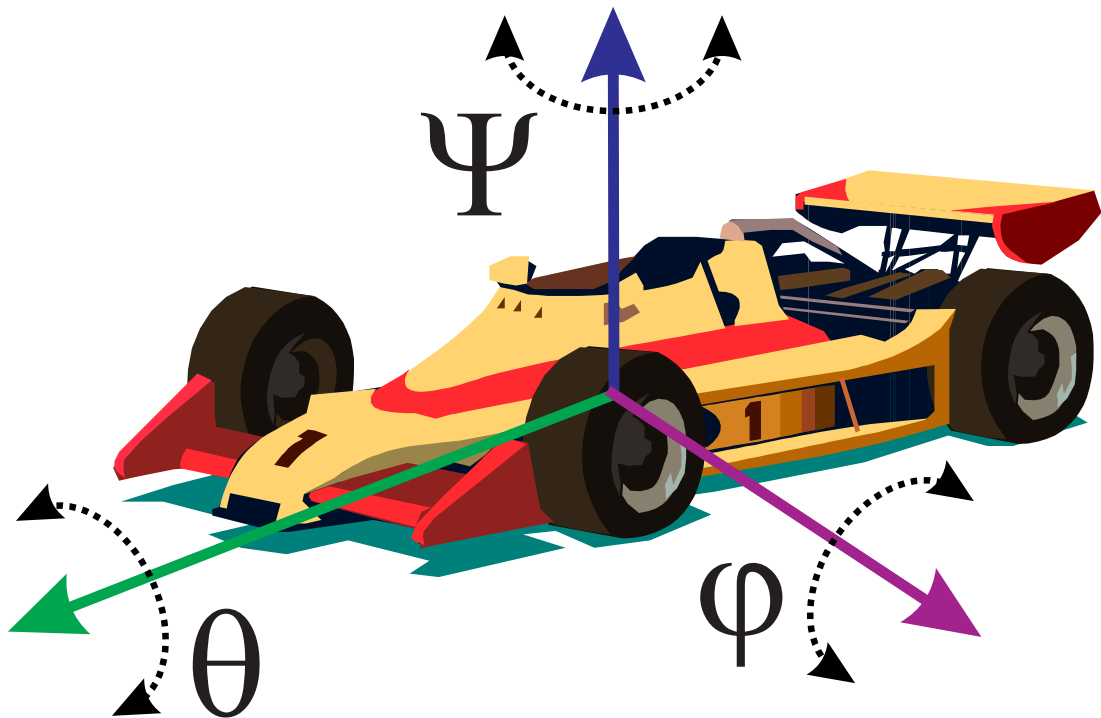


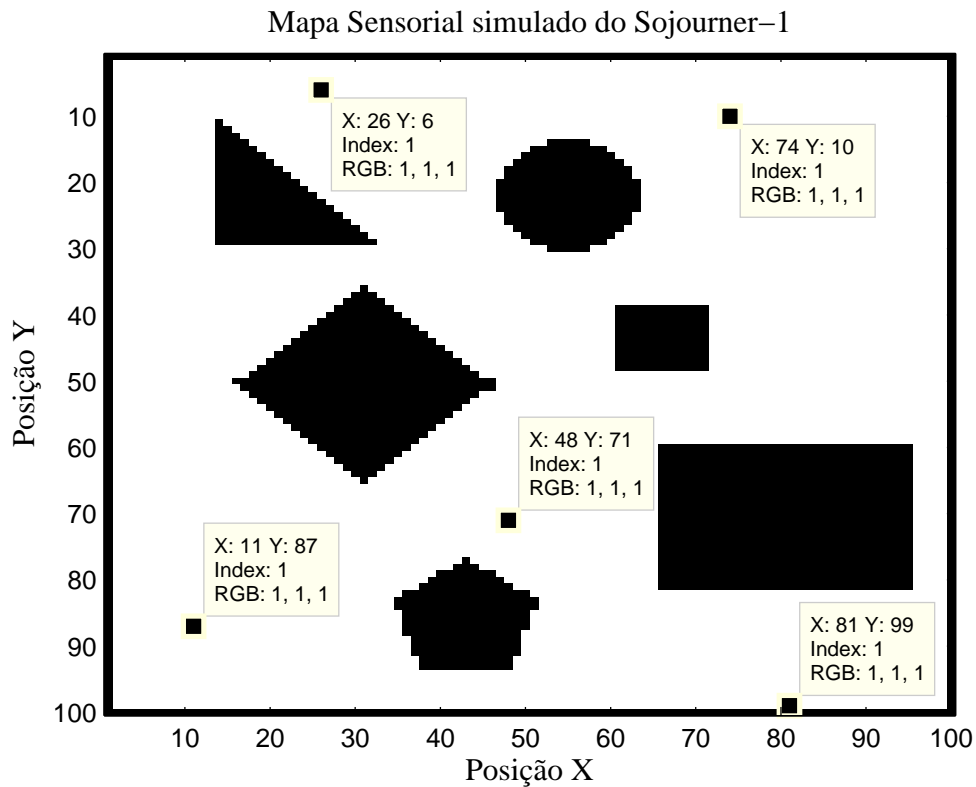
Figura B.4: Ilustração dos ângulos Psi, Theta e Phi

## B.4 Mapa sensorial

Em conjunto com o sistema de detecção de obstáculos, estudou-se a concepção de um sistema capaz de gerar um mapa que identifique a localização aproximada dos obstáculos detectados pelos sensores de proximidade. Este sistema utiliza uma matriz booleana que armazena a localização das áreas onde o robô não poderá percorrer.

Torna-se importante frisar que neste trabalho, em específico, não foi abordado com detalhes a questão da navegação com sensores. Como sugestão para trabalhos futuros, duas técnicas diferentes serão brevemente discutidas nesta seção.

Com o auxílio da ferramenta MATLAB, foi simulado um mapa sensorial de um ambiente em que o robô está próximo de obstáculos. Nesta simulação, em específico, utilizou-se uma matriz do tipo  $100 \times 100$ . O mapa sensorial, propriamente dito, ele é feito de um arquivo bitmap monocromático e é apresentado pela a Figura B.5.



**Figura B.5:** Mapa Sensorial do ambiente simulado

Uma das técnicas normalmente utilizada para a navegação em ambientes tanto internos como externos é o algoritmo de Dijkstra (DIJKSTRA, 1959) (DIJKSTRA; FEIJEN; GASTEREN, 1985). Este algoritmo consiste em calcular o caminho mais curto entre dois pontos considerando eventuais obstáculos que possam estar presentes no trajeto a ser percorrido.

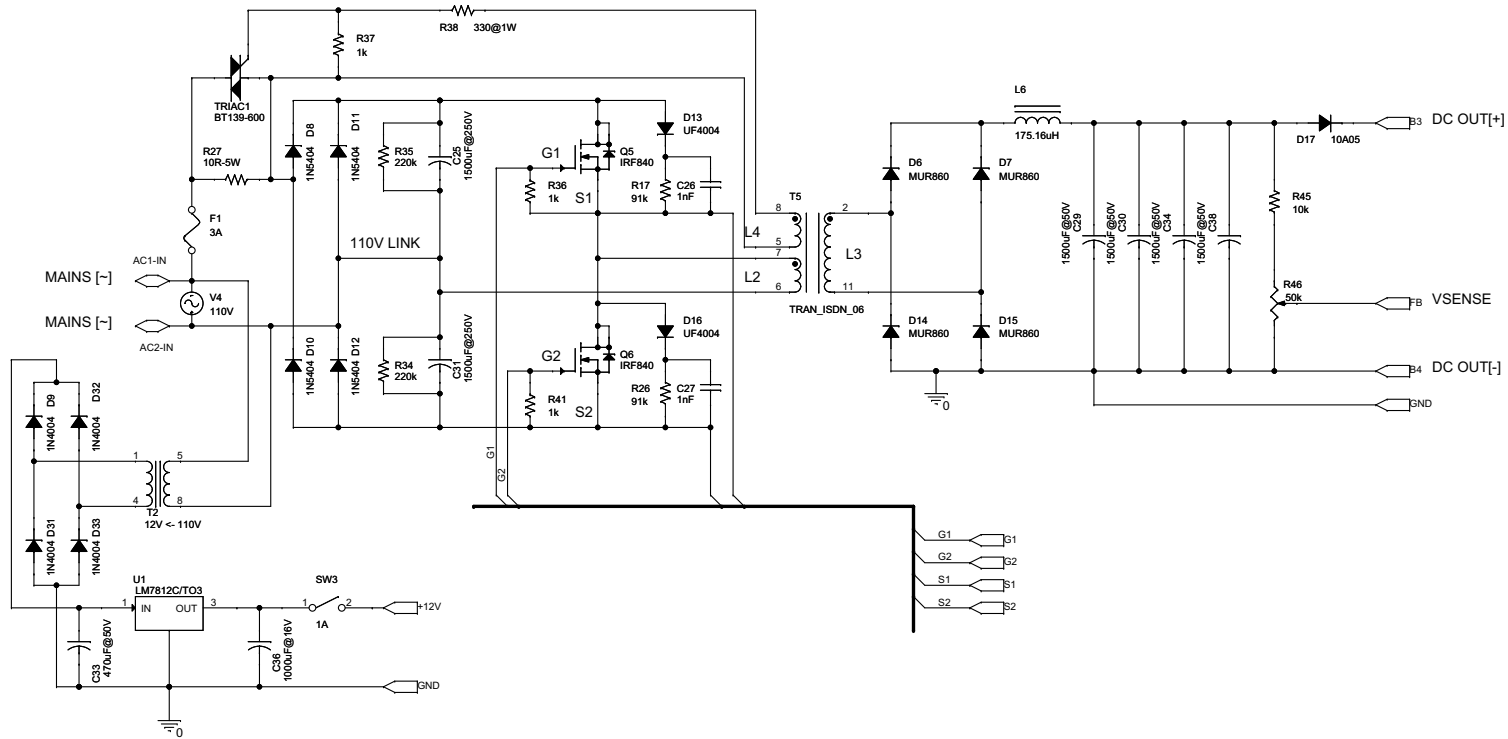
Outra técnica importante, na área de sistema de navegação, pertencente a Inteligência Artificial e muito utilizada em robótica móvel, é a Aprendizagem por Reforço. Existe um algoritmo, que consegue auxiliar o processo de decisão na navegação, chamado na comunidade científica de *Q-Learning* (RUSSELL et al., 1995).

Neste trabalho, em específico, foi apenas estudado brevemente estas implementações e não foi trabalhado com profundidade estes conceitos. Recomenda-se, em outros trabalhos, a execução dessas tarefas.

## Apêndice C – Esquema Elétrico do Carregador de Baterias

Nesta seção dos apêndices está incluído o diagrama elétrico do circuito do carregador de baterias. Neste esquemático apresentado pela a Figura C.1 não foi incluído o circuito do driver dos MOSFETs. Apenas está apresentado a parte de potência.

Transformador T1 - NEE-55/28/21-6000-IP6 - L2=16 voltas (8 fios || 23-AWG); L3=6 voltas (10 fios || 23-AWG) :: L2=1.54mH ; L3=216uH  
 Indutor L6 - NEE-55/28/21-6000-IP6 - 18 voltas (14 fios || 23-AWG) :: L6=175.16uH :: 1.10mm de espaçamento



- \* CTRL1 & CTRL2 controlado pelo microcontrolador. O +5VDC é fornecido pela alimentação do microcontrolador.
- \* Circuito externo para medição de corrente não incluso. Utiliza um ACS712 Efeito Hall ou Shunt de corrente.
- \* Capacitores do snubbers C26 and C27 precisam ser de polipropileno de 1.6kV
- \* Importante: Os resistores precisam ser de 1/2W quando não especificado. Diodos D6 and D35 são do tipo UF4007.

Title		
Carregador de Baterias M.S.E.E Felipe A. A. Borges		
Size	Document Number	Rev
B	Alpha-1	1.7
Date:	Monday, December 30, 2013	Sheet 1 of 1

Figura C.1: Carregador de Baterias

## Apêndice D – Transformador de entrada para o Carregador de Baterias

Conforme descrito brevemente na Seção 2.3, a Figura D.1 apresenta o transformador de entrada que foi utilizado para isolar o circuito do conversor DC-DC da rede elétrica.



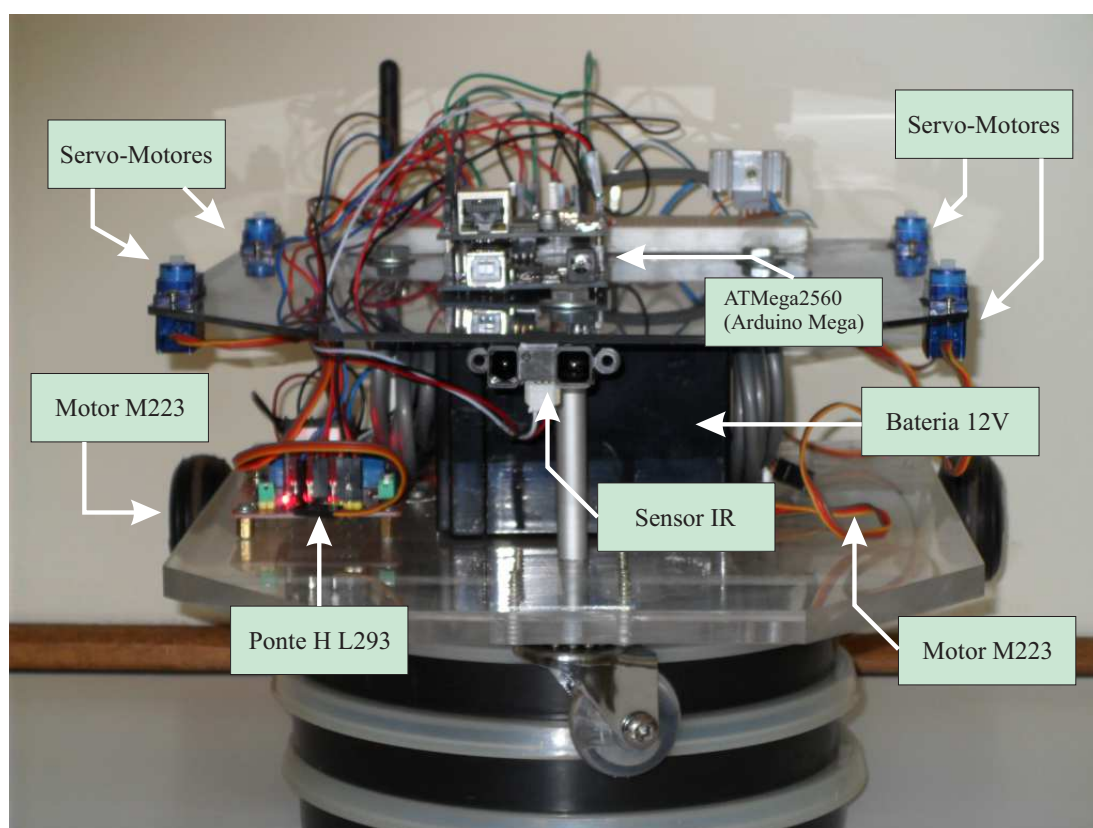
Figura D.1: Transformador Isolador para o Carr. de Baterias



## Apêndice E – Fotos do Sojourner-1

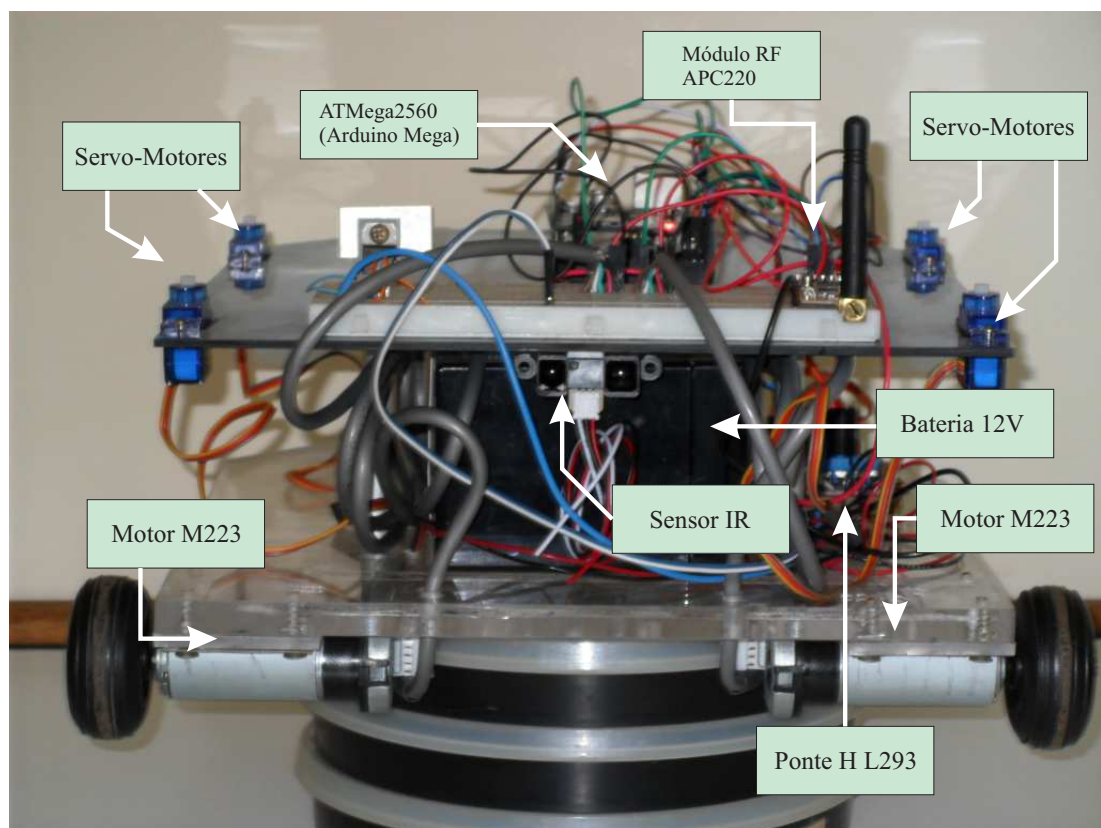
Nesta seção dos apêndices é apresentado duas fotos do robô desenvolvido Sojourner-1. Além disso, em cada foto apresentada é descrito cada componente do robô.

A Figura E.1 apresenta a foto da região frontal em conjunto com a identificação de cada componente do sistema.



**Figura E.1:** Robô móvel Sojourner-1 (região frontal)

A Figura E.2 apresenta a foto da região traseira e as respectivas identificações dos componentes do robô Sojourner-1.



**Figura E.2:** Robô móvel Sojourner-1 (região traseira)