SÉRGIO AUGUSTO ALBINO VIEIRA

INTERFACE MICROPROCESSADA PARA CONTROLE E ANÁLISE DO CONDICIONAMENTO FÍSICO UTILIZANDO UM NOVO ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
2017

SÉRGIO AUGUSTO ALBINO VIEIRA

INTERFACE MICROPROCESSADA PARA CONTROLE E ANÁLISE DO CONDICIONAMENTO FÍSICO UTILIZANDO UM NOVO ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de **DOUTOR EM ENGENHARIA MECÂNICA.**

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações

Orientador: Prof. Dr. Cleudmar Amaral de Araújo
Coorientador: Prof. Dr. Silvio Soares Santos

UBERLÂNDIA – MG
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

V658i
2017

Vieira, Sérgio Augusto Albino, 1987-
Interface microprocessada para controle e análise do condicionamento físico utilizando um novo ergômetro para cadeirantes [recurso eletrônico] / Sérgio Augusto Albino Vieira. - 2017.

Orientador: Cleudmar Amaral de Araújo.
Coorientador: Silvio Soares Santos
Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
Modo de acesso: Internet.
Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.te.2020.3908
Inclui bibliografia.
Inclui ilustrações.

1. Engenharia Mecânica. I. Araújo, Cleudmar Amaral de, 1963-, (Orient.). II. Santos, Silvio Soares, 1958- (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. IV. Título.

CDU:621

Gloria Aparecida - CRB-6/2047

SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

ATA DE DEFESA DE TESE
NÚMERO DE ORDEM: 220
DATA: 21/07/2017

Às oito horas e trinta minutos do dia vinte e um de julho de dois mil e dezessete, no Anfiteatro A-B do Bloco 5R, Campus Santa Mônica, reuniu-se a Banca Examinadora composta pelos Professores Dr. Cleudmar Amaral de Araújo (orientador), Dr. Silvio Soares dos Santos (co-orientador), Dr. Roberto Mendes Finzi Neto e, Dr. Arthur Alves Fiocchi da Universidade Federal de Uberlândia, Dr. Rudolf Huebner da Universidade Federal de Minas Gerais e, Dr. Pedro Yoshito Noritomi do Centro de Tecnologia da Informação Renato Archer , para, sob a presidência do primeiro, desenvolver o processo de avaliação da tese intitulada ***"Interface Microprocessada para Controle e Análise do Condicionamento Físico utilizando um Novo Ergômetro para Cadeirantes"***, apresentada pelo aluno **SÉRGIO AUGUSTO ALBINO VIEIRA**, matrícula número **11223EMC014**, em complementação aos requisitos determinados pelo Regimento do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica para obtenção do título de Doutor. Após discorrer sobre seu trabalho, o candidato foi arguido pelos membros da Banca, em sessão privada. Em seguida, a tese foi avaliada em seção privada pelos membros da Banca que, ao encerrar o processo, consideraram-na:

( ) Aprovada

(x) Aprovada com modificações a serem submetidas para a aprovação do orientador.

( ) Aprovada com modificações a serem submetidas para a aprovação da banca.

( ) Reprovada

conferindo ao aluno, em caso de aprovação, o título de Doutor em Engenharia Mecânica, **Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações, Linha de Pesquisa: Engenharia Biomecânica**. As demandas complementares observadas pelos examinadores deverão ser satisfeitas no prazo máximo de 30 dias, para dar validade a esta aprovação. Para constar, lavrou-se a presente ata, que vai assinada pelo presidente e demais membros da Banca.

Assinaturas:

Prof. Dr. Cleudmar Amaral de Araújo (orientador) UFU

Prof. Dr. Silvio Soares dos Santos (co-orientador) UFU

Prof. Dr. Roberto Mendes Finzi Neto UFU

Prof. Dr. Arthur Alver Fiocchi UFU

Prof. Dr. Rudolf Huebner UFMG

Prof. Dr. Pedro Yoshito Noritomi CTI

Uberlândia, 21 de julho de 2017

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ser o guia principal de todos os caminhos da minha vida.

A minha mãe, que foi meu apoio em orações, sempre incentivando e confortando nos momentos de dificuldades; sempre tendo paciência quando eu perdia a minha.

Ao meu pai pelo apoio, pelo incentivo, pela paciência e compreensão pelo tempo longe.

A minha vó Elvina, pelo apoio e preocupação com meu bem-estar.

Ao meu orientador Cleudmar Amaral de Araújo que contribuiu para minha formação com sua instrução, sabedoria e ensinamentos ao longo deste período.

Ao Núcleo de Habilitação/Reabilitação em Esportes Paralímpicos (NH/Resp) e ao Laboratório de Projetos Mecânicos (LPM) pela oportunidade de desenvolvimento deste trabalho e estrutura oferecida.

Ao meu coorientador Silvio Soares dos Santos pela contribuição na formação e desenvolvimento deste trabalho.

Ao prof. Roberto Mendes Finzi Neto por todo o suporte oferecido, instruções adicionais neste trabalho e contribuição em minha formação.

A Universidade Federal de Uberlândia, a Faculdade de Engenharia Mecânica e ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica pela oportunidade de realizar este curso.

Ao CNPq, CAPES e FAPEMIG pelo apoio financeiro ao longo do projeto.

Ao Weverton pelo apoio dado na etapa dos testes de protocolos de avaliação.

Aos meus amigos de laboratório pela companhia e ajuda oferecida sempre que preciso.

Aos amigos pessoais que ao longo destes anos estiveram presentes nos momentos de descontração, sempre incentivando e dando forças nos momentos difíceis.

Aos técnicos Diego e Jonas que dedicaram seu tempo para tornar possível a construção deste protótipo.

Enfim, a todos os que durante estes anos ofereceram seu apoio, incentivo e companhia para que esta etapa pudesse ser concluída.

“O temor do Senhor é o princípio da sabedoria; bom entendimento têm todos os que cumprem os seus mandamentos; o seu louvor permanece para sempre.”

Salmos 111:10

x

VIEIRA, S. A. A. **Interface Microprocessada para Controle e Análise do Condicionamento Físico Utilizando um Novo Ergômetro para Cadeirantes.** 2017. 279f. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

Resumo

Segundo dados do Censo 2010 realizado pelo IBGE, 7% da população brasileira declararam ter algum tipo de deficiência motora. Devido à redução de mobilidade, estes indivíduos sofrem de outras complicações como problemas cardíacos, obesidade, diabete, lesões nos ombros e pulsos, entre outras. Diante deste panorama, a atividade física auxilia a melhoria da saúde e a inclusão social desta população. Baseado nesta necessidade o Laboratório de Projetos Mecânicos e o Núcleo de Habilitação e Reabilitação em Esportes Paralímpicos da Universidade Federal de Uberlândia vêm desenvolvendo protótipos de ergômetros para cadeirantes. Buscando melhorar o protótipo, foi projetada a terceira versão do ergômetro visando obter novos ajustes e regulagens para as necessidades dos usuários e que faça uso de sistemas eletrônicos de controle e avaliação dedicados. Uma das principais novidades é o uso de freios eletromagnéticos independentes para cada aro e a possibilidade de ajuste das dimensões da estrutura através de atuadores lineares controlados eletronicamente. O trabalho em questão trata do desenvolvimento de um novo sistema de resistência eletromagnético associado com uma nova interface de análise e controle microprocessado. Duas possibilidades para o sistema de resistência foram projetadas, sendo uma utilizando um modelo de indução de correntes de Foucault e a outra utilizando um motor de corrente contínua em modo gerador. O sistema de controle é composto por um conjunto de placas de circuito com um módulo central com microcontrolador e sistemas periféricos para os freios e atuadores. A lógica de controle do freio utilizou algoritmo PID para ajuste de um PWM que foi utilizado para regular a corrente de operação. A interface desenvolvida para o sistema utilizou linguagem Java e possibilita realização de protocolos de avaliação aeróbia – como os testes incrementais – e anaeróbias – como os testes de Wingate. Testes foram realizados para a validação dos sistemas projetados e execução de alguns protocolos de avaliação. Os resultados obtidos para os sistemas projetados foram satisfatórios, indicando que a nova interface microprocessada pode ser utilizada para controle e análise de dados para a terceira versão do ergômetro para cadeirantes.

Palavras Chave: *Ergômetro, Cadeirantes, Paratletas, Condicionamento físico, Freio Eletromagnético, Sistemas Embarcados.*

VIEIRA, S. A. A. **Microprocessed Interface for Control and Physical Conditioning Analysis Using a New Wheelchair Ergometer.** 2017. 279p. Doctorate Thesis, Federal University of Uberlândia, Uberlândia.

Abstract

According to IBGE's data from 2010 Census, 7% of the Brazilian population declared having some kind of motor deficiency. Due to mobility reduction, these individuals suffer from other complications such as cardiac problems, obesity, diabetes, shoulder and wrist injuries, among others. Given this, physical activity helps improve health and social inclusion of this population. Based on this necessity, the Mechanical Projects Laboratory and Habilitation/Rehabilitation Center for Paralympic Sports from the Federal University of Uberlândia have been developing prototypes of ergometers for disabled persons. Seeking to improve the prototype, the ergometers third version was designed to obtain new adjustments to the needs of the users and to make use of dedicated electronic control and evaluation systems. One of the main additions is the use of independent electromagnetic brakes for each propulsion rim and the possibility to adjust the structure dimensions through linear actuators electronically controlled. The work in question deals about the development of the new electromagnetic system associated with a new microprocessed interface for analysis and control. Two possibilities for the resistance system were designed, being one using the induction model of Foucault Currents and the other using a DC engine in generation mode. The control system is composed by a set of circuit boards with a central module with microcontroller and peripheral systems for the brakes and actuators. The brake control logic uses a PID algorithm to adjust a PWM that was used to regulate the operation current. The interface developed for the system used Java language and allows realization of aerobic protocols – such as incremental tests – and anaerobic – such as the Wingate test. Tests were performed to validate the designed systems and execution of a few evaluations protocols. Results obtained for the systems designed were satisfactory, indicating that the new microcontrolled interface can be used to data control and analysis for the third version of the wheelchair ergometer.

Keywords: *Ergometer, Wheelchair user, Para-Athletes, Physical Conditioning, Electromagnetic Brake, Embedded Systems.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Definição do ciclo de propulsão de uma cadeira de rodas. Fonte: Kwarciak et al. (2009). 7
Figura 2.2 – Padrões de propulsão encontrados na literatura. (A) semicircular ou SC (B) loop simples ou SLOP (C) loop duplo ou DLOP (D) arco ou ARC. As barras presentes nos padrões separam as fases de impulso e recuperação. Fonte: Adaptado de Boninger et al., (2002). 8
Figura 2.3 – Padrões de propulsão segundo De Groot. (1) “Pumping” ou bombeamento em uma tradução livre, correspondente ao padrão arco ou ARC do estudo anterior (2) Semicircular (3) Circular, correspondente ao padão SC do estudo anterior (4) Loop simples (5) Loop duplo. Fonte: De Groot et al. (2004). 10
Figura 2.4 – Padrões de propulsão segundo Slowik. A parte azul representa a fase de contato com os aros e a parte laranja a fase de recuperação. Fonte: Slowik et al. (2016). .. 10
Figura 2.5 – Comparação das técnicas CVT (esquerda) e PBT (direita). No topo da figura, vista frontal dos braços; no meio da figura, vista frontal oblíqua da mão direita; na base da figura, vista traseira da mão direita em um instante da fase inicial de propulsão. Fonte: Chow et al. (2001). 12
Figura 2.6 – Ergômetro de Braço EB4100. Disponível em: <http://www.cefise.com.br/produto/59/32/ergometro-de-braco-eb4100>. Acessado em: 24 de dezembro de 2016. 17
Figura 2.7 – Ergômetro para cadeirantes que simula funcionamento de uma cadeira de rodas. Fonte: Niesing et al. (1990). 18
Figura 2.8 – Ergômetro de rolos WAFT. Fonte: Langbein et al. (1993). 19
Figura 2.9 – Ergômetro de rolos validado por Devillard e colaboradores. Fonte: Devillard et al. (2001). 19
Figura 2.10 – Ergômetro desenvolvido por Keyser e colaboradores. Fonte: Adaptado de Keyser; Rodgers; Rasch (2001). 20

Figura 2.11 – Ergômetro utilizado por Faupin e colaboradores em seu estudo. Fonte: Adaptado de Faupin, Gorce e Thevenon (2008). 21
Figura 2.12 – Cicloergômetro modular para conexão de bicicleta. Fonte: Adaptado de Bertucci, Grappe e Crequy (2011). 21
Figura 2.13 – Aparelho para exercício de membros superiores. Fonte: Adaptado de Whitall, McCombe-Waller e Grant (2006). 22
Figura 2.14 – Mecanismo para exercícios de membros superiores com dispositivo rotativo e manopla. Fonte: Danaei-Boroumand (2009). 23
Figura 2.15 – Aparato de exercício para membros superiores controlado por computador. Fonte: Adaptado de Kowalczewski e Prochazka (2010). 23
Figura 2.16 – Bicicleta ergométrica. Fonte: Adaptado de Costa et al. (2011). 24
Figura 2.17 – Ergômetro para membros superiores que pode ser utilizado em aparelhos de ressonância magnética. Fonte: Schocke e Greiner (2012. 24
Figura 2.18 – Sistema de adaptação de cadeira de rodas para ciclo-ergômetro. Fonte: Falcão et al. (2013). 25
Figura 3.1 – ERG-CR09 (a) Visão geral do protótipo (b) Detalhe do eixo saindo do freio eletromagnético e sustentando os aros de propulsão. Fonte: Novais (2010). 50
Figura 3.2 – Aplicativo desenvolvido em ambiente LabVIEW para o primeiro ergômetro. Fonte: Cubides (2010). 51
Figura 3.3 – ERGO1 (a) Visão geral do equipamento (b) Detalhe dos ajustes do assento e do encosto. 52
Figura 3.4 – Aplicativo de controle desenvolvido em LabVIEW para o ERGO1 (a) Tela de entrada de dados (b) Tela de controle do protocolo em curso 53
Figura 3.5 – Desenho esquemático de uma cadeira de rodas e parâmetros de ajustes (a) Vista lateral (b) Vista frontal. Fonte: Medola (2013). 54
Figura 3.6 – Vista isométrica da estrutura do novo ergômetro. Fonte: NH/Resp. 55
Figura 3.7 – Detalhe do ajuste de inclinação do encosto. Fonte: NH/Resp. 56
Figura 3.8 – Vista lateral da estrutura do novo ergômetro. Fonte: NH/Resp 57
Figura 3.9 – Detalhe do ajuste dos aros de propulsão. Fonte: NH/Resp. 57
Figura 3.10 – Detalhe do ajuste para o apoio dos pés. Fonte: NH/Resp. 58
Figura 4.1 – Desenho esquemático do eixo do protótipo com as distâncias entre cada elemento. Cotas em mm. 61
Figura 4.2 – Esforços e restrições do eixo analisado. 62
Figura 4.3 – Diagrama de flexão com valor máximo em destaque. 63
Figura 4.4 – Diagrama de torção com valores máximos destacados 63

Figura 5.1 – Desenho esquemático da montagem dos extensômetros no tubo e ligação elétrica dos terminais. 68
Figura 5.2 – Representação das tensões principais, tensão cisalha máxima e deformação angular elementar em um eixo sob torção. 69
Figura 5.3 – Representação esquemática do eixo principal do ERGO1 com seus elementos. 70
Figura 5.4 – Vista explodida do torquímetro projetado. 72
Figura 5.5 – Preparação para calibração estática (a) Travamento interno do eixo através da polia do sistema de resistância (b) Suporte instalado no aro de propulsão para colocação das massas conhecidas. 73
Figura 5.6 – Módulo de aquisição AC2122 da empresa Lynx (a) Parte frontal e traseira do equipamento (b) Painel interno de ajustes (c) Configurações sugeridas pelo fabricante para ligação em ponte completa. 73
Figura 5.7 – Parâmetros de ajuste do ganho. 74
Figura 5.8 – Gráfico dos resultados obtidos para a análise global. 75
Figura 5.9 – Fotointerruptor transmissivo GP1A57HRJ00F (a) Visão geral (b) Esquema de elétrico de ligação. Fonte: Adaptado de Sharp Corporation (2005). 77
Figura 5.10 – Vista explodida do projeto do invólucro e partes associadas. 78
Figura 5.11 – Parâmetros de configuração gerais da impressora. 79
Figura 5.12 – Parâmetros de configuração para impressão das peças. 80
Figura 5.13 – Peças organizadas na área de impressão prevista no software da impressora 3D. 80
Figura 5.14 – Peças para montagem do encoder que foram impressas. 81
Figura 5.15 – Encoder montado no eixo de um motor para testes. 81
Figura 5.16 – Encoder conectado ao motor W22 para teste de aferição. 82
Figura 6.1 – Freio Eletromagnético (a) Desenho esquemático da vista frontal em corte demonstrando o formato do freio. (b) Desenho esquemático de um dos discos de aço com suas bobinas. (c) Detalhe do desenho esquemático da vista frontal detalhando a profundidade do núcleo da bobina. 86
Figura 6.2 – Desenho esquemático do fluxo magnético (ϕ) representado pelas setas vermelhas. 88
Figura 6.3 – Circuito magnético para o freio eletromagnético. 88
Figura 6.4 – Regiões de fluxo horizontal e vertical para o disco de aço. 89
Figura 6.5 – Efeito de borda causado no fluxo magnético no entreferro. 90
Figura 6.6 – Desenho do modelo a ser simulado (a) Desenho completo (b) Detalhe do conjunto de duas bobinas para visualização do entreferro e espaçamento do carretel. 96

Figura 6.7 – Malha de elementos triangulares gerada para o modelo. 98
Figura 6.8 – Resultado da simulação numérica exibindo as linhas de fluxo e escala de cores para a densidade de fluxo. 100
Figura 6.9 – Bancada de teste utilizada para validação do freio eletromagnético..... 101
Figura 6.10 – Marcações feitas na escala para identificar o ponto inicial de deslocamento para ajuste do entreferro. 102
Figura 6.11 – Desenho esquemático da montagem realizada para testes do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault. 104
Figura 6.12 – Montagem experimental para testes do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault..... 104
Figura 6.13 – Sistema de aquisição e fonte de tensão regulável utilizados na montagem experimental para testes do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault. ... 105
Figura 6.14 – Torque resistivo medido para diferentes distâncias entre as bobinas e o disco de alumínio (teste piloto 1). 106
Figura 6.15 – Torque resistivo medido para diferentes velocidades angulares (testes pilotos 2, 3 e 4). 107
Figura 6.16 – Modelo esquemático de um motor de corrente contínua (a) Motor em corte. Fonte: Adaptado de Umans (2014) (b) Motor em perspectiva. Fonte: Adaptado de Chapman (2013). 108
Figura 6.17 – Configuração de controle da corrente de armadura por PWM. 111
Figura 6.18 – Desenho esquemático da montagem realizada para do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua de ímãs permanentes em modo gerador. 112
Figura 6.19 – Montagem experimental para teste do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua de ímãs permanentes em modo gerador. 113
Figura 6.20 – Evolução do torque resistivo com o aumento da velocidade angular..... 114
Figura 7.1 – Diagrama de blocos do controle do torque de frenagem. 116
Figura 7.2 – Diagrama esquemático da comunicação dos sinais do módulo periférico com o módulo central. 117
Figura 7.3 – Diagrama elétrico do componente HCPL-2601 com as conexões realizadas. Fonte: Adaptado de Avago Technologies (2014). 117
Figura 7.4 – Diagrama esquemático do MOSFET IRFP264 e ICL-7667 e conexões feitas. Fonte: Adaptado de Vishay Siliconix (2011) e Intersil Corporation (1999). 118
Figura 7.5 – Circuito *snubber* para proteção do MOSFET..... 119
Figura 7.6 – Diagrama esquemático do componente ACS712-20A-T e conexões realizadas. Fonte: Adaptado de Allegro Microsystems LLC (2017). 119

Figura 7.7 – Placa de circuito impresso projetada para o circuito de controle do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault. 120
Figura 7.8 – Diagrama esquemático da nova sequência de percurso de corrente. 121
Figura 7.9 – Circuito utilizado para simulação do comportamento da tensão e corrente no sistema de controle projetado. 121
Figura 7.10 – Gráficos obtidos pela simulação do circuito da Figura 7.9 (a) Corrente (em vermelho) e tensão (em azul) no pino de *dreno* do MOSFET (b) Corrente no motor. 122
Figura 7.11 – Áreas características do núcleo e carretel para projeto de indutor. Fonte: Adaptado de Barbi; Font; Alves (2002). 123
Figura 7.12 – Circuito utilizado para simulação do comportamento da tensão e corrente no sistema de controle projetado após adição do indutor e banco de capacitores. 124
Figura 7.13 – Gráficos obtidos pela simulação do circuito da Figura 5.12 (a) Corrente (em vermelho) e tensão (em azul) no pino de dreno do MOSFET (b) Corrente no motor. 125
Figura 7.14 – Diagrama esquemático da nova configuração após simulações. 125
Figura 7.15 – Placa de circuito impresso projetada para controle do freio eletromagnético utilizando motor CC de ímãs permanentes em modo gerador. 126
Figura 7.16 – Topologia do circuito *chopper* de classe E. Fonte: (RASHID, 1999)..... 127
Figura 7.17 – Quadrantes de funcionamento do *chopper* classe E (a) Polaridades de tensão e corrente (b) Dispositivos em condução. Fonte: (RASHID, 1999)..... 127
Figura 7.18 – Placa do módulo periférico dos atuadores lineares com o circuito da ponte H. 128
Figura 7.19 – Lógica de acionamento para impedir que avanço e retorno sejam acionado simultaneamente. 129
Figura 7.20 – Diagrama esquemático das ligações entre o multivibrador monoestável e o flip-flop JK. 132
Figura 7.21 – Diagrama completo da combinação de sinais das portas lógicas descritas anteriormente..... 132
Figura 7.22 – Placa de circuito impresso projetada para controle dos atuadores lineares por botões..... 133
Figura 7.23 – Placa do módulo de controle do dsPIC. 134
Figura 7.24 – Circuito do cristal oscilador. 135
Figura 7.25 – Gravação do (a) Hardware externo necessário (b) Circuito ICSP conectado ao dsPIC..... 136
Figura 7.26 – Conexão USB (a) Tipo de conector utilizado (b) Circuito implementado. 137
Figura 7.27 – Amplificador diferencial implementado para os sinais da célula de carga e do torquímetro. 138

Figura 7.28 – Conjunto de seguidor de tensão e amplificador diferencial que atuam como limitador de tensão para o sinal fornecido pelo sensor de efeito Hall. 139
Figura 7.29 – Ligação do componente ADR4533 para produção da tensão de referência para conversor analógico digital do dsPIC. 140
Figura 7.30 – Montagem experimental utilizada para calibração do sensor de corrente por efeito Hall. 141
Figura 7.31 – Curva de regressão linear para calibração do sensor de corrente. 142
Figura 7.32 – Curva do polinômio de ajuste para conversão do torque resistivo em valor de corrente. 144
Figura 7.33 – Curva do polinômio de ajuste para conversão de corrente elétrica em torque resistivo. 144
Figura 7.34 – Ponteiras de corrente conectadas à placa de controle do freio eletromagnético. 145
Figura 7.35 – Controle PWM da razão cíclica de chaveamento do freio eletromagnético. . 146
Figura 7.36 – Tempo de resposta e estabilidade do PID. 147
Figura 7.37 – Nível inferior das fontes de alimentação. 149
Figura 7.38 – Botões e conexões do nível inferior das fontes de alimentação. 149
Figura 7.39 – Lateral direita do nível dos módulos de controle dos atuadores e freios. 149
Figura 7.40 – Lateral esquerda do nível dos módulos de controle dos atuadores e freios.. 150
Figura 7.41 – Lateral direita do nível do microcontrolador. 150
Figura 7.42 – Frente do nível do microcontrolador. 150
Figura 7.43 – Caixa completa montada. 151
Figura 7.44 – Caixa completa dos botões montada. 151
Figura 8.1 – Fluxograma de execução da função *trabalhar*. 158
Figura 8.2 – Fluxograma de execução da função *preparaPacoteEnvio*. 159
Figura 8.3 – Fluxograma de execução da função que habilita o encoder. 160
Figura 8.4 – Fluxograma da função que faz aquisição dos pulsos para cálculo da velocidade angular. 161
Figura 8.5 – Fluxograma da função que realiza a atualização do PWM. 162
Figura 8.6 – Operações executadas para cálculo da equação do PID. 164
Figura 8.7 – Fluxograma da janela principal. 166
Figura 8.8 – Janela principal da interface. 166
Figura 8.9 – Item Conexão do menu principal e seus desdobramentos (a) Item Conexão selecionado e submenu aberto (b) Janela aberta quando a opção Conexão é selecionada (c) Estado da janela de Conexão quando a operação é bem sucedida (d) Mensagem de erro. 167

Figura 8.10 – Fluxograma da operação de conexão e desconexão. 168
Figura 8.11 – Item Protocolos selecionado e submenu aberto. 169
Figura 8.12 – Aba de entrada de dados da subjanela de protocolo de avaliação. 171
Figura 8.13 – Campos dos dados do protocolo para configuração de um protocolo incremental. 171
Figura 8.14 – Aba de controle da execução do protocolo de avaliação. 172
Figura 8.15 – Fluxograma para configuração de um gráfico. 174
Figura 8.16 – Fluxograma do comando da aba de controle do protocolo. 175
Figura 8.17 – Fluxograma da *thread* do cronômetro para protocolo de Wingate. 176
Figura 8.18 – Protocolo incremental (a) Fluxograma da *thread* do cronômetro do protocolo incremental (b) Fluxograma da *thread* do cronômetro regressivo. 177
Figura 8.19 – Fluxograma para aquisição dos dados de potência e plotagem do gráfico em tempo real. 178
Figura 8.20 – Aba de resultados do protocolo de avaliação. 179
Figura 8.21 – Item Ferramentas selecionado e submenu de opções aberto. 180
Figura 8.22 – Subjanela de calibração dos PIDs. 181
Figura 8.23 – Fluxograma da função do botão de ativação do controle PID. 181
Figura 8.24 – Fluxograma da função do botão de atualização do PID. 182
Figura 8.25 – Fluxograma da função do botão de atualização do *set point*. 182
Figura 8.26 – Subjanela de monitoramento das velocidades angulares e correntes. 183
Figura 8.27 – Fluxograma do botão de iniciar ou desligar o monitoramento. 183
Figura 8.28 – Subjanela de teste dos módulos PWM. 184
Figura 8.29 – Fluxograma da função executada pelos botões da subjanela. 184
Figura 8.30 – Fluxograma da função executada pelo controle deslizante. 185
Figura 9.1 – Montagem completa para execução dos protocolos de avalição física. 189
Figura 9.2 – Potência medida para o voluntário 1. 191
Figura 9.3 – Potência medida para o voluntário 2. 191
Figura 9.4 – Potência medida para o voluntário 3. 192
Figura 9.5 – Potência medida para o voluntário 4. 192
Figura 9.6 – Potência medida para o voluntário 5. 193
Figura 9.7 – Potência medida para o voluntário 6. 193
Figura 9.8 – Potência medida para o voluntário 7. 194
Figura 9.9 – Potência medida para o voluntário 8. 194
Figura 9.10 – Potência medida para o voluntário 9. 195
Figura 9.11 – Potência medida para o voluntário 10. 195

Figura A.1 – Curva de ajuste que relaciona a tensão de escoamento e tensão de limite à tração para aços ABNT laminados a frio. 222
Figura A.2 – Curva de ajuste que relaciona a constante de Neuber para aços e o limite de resistência à tração. 223
Figura B.1 – Curvas de regressão linear para o primeiro ensaio. 230
Figura B.2 – Curvas de regressão linear para o segundo ensaio. 230
Figura B.3 – Curvas de regressão linear para o terceiro ensaio. 231
Figura B.4 – Curvas de regressão linear para o quarto ensaio 231
Figura C.1 – Propriedades do material que representa o ar. 233
Figura C.2 – Propriedades do material que representa o alumínio 1100. 234
Figura C.3 – Propriedades do material que representa o aço 1020. 234
Figura C.4 – Propriedades do material que representa o fio AWG 12. 235
Figura C.5 – Configuração do circuito elétrico das bobinas utilizado na simulação. 235
Figura C.6 – Modelo atualizado com as configurações de materiais para cada parte. 236
Figura C.7 – Tela de configuração das opções de resolução do problema escolhidas para o modelo. 237
Figura C.8 – Resultado completo da simulação do modelo numérico através do software FEMM. 238
Figura E.1 – Circuito elétrico da placa do módulo periférico do freio eletromagnético com bobinas. 241
Figura E.2 – Circuito elétrico da placa do módulo periférico que utiliza o motor de corrente contínua como gerador para obter o torque de frenagem do sistema. 242
Figura E.3 – Circuito elétrico da placa do módulo periférico para controle da alimentação dos atuadores lineares. 243
Figura E.4 – Circuito elétrico completo para acionamento de um atuador linear através de botão 244
Figura E.5 – Circuito elétrico do módulo central contendo o dsPIC. 245
Figura E.6 – Circuito elétrico do módulo central contendo os condicionamentos de sinais para o dsPIC. 246
Figura F.1 – Disposição dos pinos do dsPIC utilizado. Os pinos destacados possuem tolerância até 5V. Fonte: Microchip Technology Inc. (2012). 248
Figura H.1 – Potência medida para o voluntário 1 253
Figura H.2 – Velocidade angular medida para o voluntário 1. 254
Figura H.3 – Energia calculada para o voluntário 1. 254
Figura H.4 – Capacidade física calculada para o voluntário 1. 255
Figura H.5 – Potência medida para o voluntário 2 255

Figura H.6 – Velocidade angular medida para o voluntário 2. 256
Figura H.7 – Energia calculada para o voluntário 2. 256
Figura H.8 – Capacidade física calculada para o voluntário 2. 257
Figura H.9 – Potência medida para o voluntário 3. 257
Figura H.10 – Velocidade angular medida para o voluntário 3. 258
Figura H.11 – Energia calculada para o voluntário 3. 258
Figura H.12 – Potência medida para o voluntário 4. 259
Figura H.13 – Velocidade angular medida para o voluntário 4. 259
Figura H.14 – Energia calculada para o voluntário 4. 260
Figura H.15 – Capacidade física calculada para o voluntário 4. 260
Figura H.16 – Potência medida para o voluntário 5. 261
Figura H.17 – Velocidade angular medida para o voluntário 5. 261
Figura H.18 – Energia calculada para o voluntário 5. 262
Figura H.19 – Capacidade física calculada para o voluntário 5. 262
Figura H.20 – Potência medida para o voluntário 6. 263
Figura H.21 – Velocidade angular medida para o voluntário 6. 263
Figura H.22 – Energia calculada para o voluntário 6. 264
Figura H.23 – Capacidade física calculada para o voluntário 6. 264
Figura H.24 – Potência medida para o voluntário 7. 265
Figura H.25 – Velocidade angular medida para o voluntário 7. 265
Figura H.26 – Energia calculada para o voluntário 7. 266
Figura H.27 – Capacidade física calculada para o voluntário 7. 266
Figura H.28 – Potência medida para o voluntário 8. 267
Figura H.29 – Velocidade angular medida para o voluntário 8. 267
Figura H.30 – Energia calculada para o voluntário 8. 268
Figura H.31 – Capacidade física calculada para o voluntário 8. 268
Figura H.32 – Potência medida para o voluntário 9. 269
Figura H.33 – Velocidade angular medida para o voluntário 9. 269
Figura H.34 – Energia calculada para o voluntário 9. 270
Figura H.35 – Capacidade física calculada para o voluntário 9. 270
Figura H.36 – Potência medida para o voluntário 10. 271
Figura H.37 – Velocidade angular medida para o voluntário 10. 271
Figura H.38 – Energia calculada para o voluntário 10. 272
Figura H.39 – Capacidade física calculada para o voluntário 10. 272
Figura I.1 – Custo da impressão da parte da caixa que acondiciona a placa de circuito do dsPIC. 274

Figura I.2 – Custo da impressão da parte da caixa que acondiciona as placas de circuito dos freios eletromagnéticos e atuadores lineares. 276
Figura I.3 – Custo da impressão da parte da caixa que acondiciona as fontes de alimentação. 277
Figura I.4 – Custo da impressão da tampa superior da caixa do módulo central. 277
Figura I.5 – Custo da impressão da tampa traseira da caixa do módulo central. 278
Figura I.6 – Custo da impressão da caixa que acondiciona a placa de circuito de controle dos atuadores lineares por botões. 278
Figura I.7 – Custo da impressão da tampa da caixa de controle por botões dos atuadores lineares 279
Figura I.8 – Custo da impressão das peças do encoder 279

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Resultado do método dos Multiplicadores de Lagrange Aumentado. 65
Tabela 5.1 – Dimensões e materiais para projeto do novo torquímetro. 71
Tabela 5.2 – Dados adquiridos nos ensaios de calibração do torquímetro..... 74
Tabela 5.3 – Parâmetros obtidos para análise global..... 75
Tabela 5.4 – Especificações técnicas da impressora 3D Cliever CL2 Pro+..... 78
Tabela 5.5 – Dados do motor W22 Plus da fabricante Weg e do inversor de frequência PowerFlex 753 da fabricante Allen-Bradley. 82
Tabela 5.6 – Especificações técnicas do tacômetro TD-713 da fabricante Instrutherm. 82
Tabela 5.7 – Média dos dados adquiridos para aferição do encoder e sistema de medição de velocidade angular..... 83
Tabela 6.1 – Dimensões e dados do material de alumínio utilizados no modelo computacional..... 99
Tabela 6.2 – Resultados da simulação 100
Tabela 6.3 – Características da fonte de corrente contínua da B&K Precision, modelo 9115. 102
Tabela 6.4 – Dados do torquímetro MKDQ-100 da fabricante MK Controle. 103
Tabela 6.5 – Testes realizados para o freio por efeito de Correntes de Foucault. 103
Tabela 6.6 – Dados obtidos para o teste piloto 1. 106
Tabela 6.7 – Dados obtidos para os testes pilotos 2, 3 e 4. 107
Tabela 6.8 – Especificações técnicas do motor MBT86VL da fabricante Leroy Somer. 112
Tabela 6.9 – Dados de torque resistivo obtidos para o motor operando em modo gerador. 114
Tabela 7.1 – Tabela verdade do multivibrador monoestável SN74LS123. Fonte: National Semiconductor (1991)..... 130
Tabela 7.2 – Tabela verdade do flip-flop J-K CD74HC73. Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2003)..... 131

Tabela 7.3 – Especificações técnicas da ponteira de corrente TCPA300 da empresa Tektronix. 140
Tabela 7.4 - Especificações técnicas do multímetro digital ET-1100A da fabricante Minipa. 141
Tabela 7.5 – Dados obtidos para calibração do sensor de corrente. 142
Tabela 7.6 – Dados obtidos para levantamento da curva de ajuste do torque resistivo com relação à corrente no motor. 143
Tabela 9.1 – Dados dos voluntários para validação do equipamento desenvolvido. 188
Tabela 9.2 – Dados de potência, energia e fadiga obtidos para cada voluntário. 190
Tabela 9.3 – Dados obtidos para pressão arterial e frequência cardíaca. 190
Tabela 9.4 – Dados obtidos para o controle de torque durante os protocolos executados. 196
Tabela 10.1 – Custo total das partes do projeto considerando a utilização de dois freios eletromagnéticos e três atuadores lineares. 202
Tabela A.1 – Tensões de escoamento e limite à tração para os aços. Adaptada de Norton (2013). 222
Tabela A.2 – Constante de Neuber para aços. Adaptada de Norton (2013). 223
Tabela B.1 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 1. 229
Tabela B.2 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 2. 229
Tabela B.3 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 3. 229
Tabela B.4 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 4. 229
Tabela G.1 – Dados de corrente e tensão obtidos para a série 1. 249
Tabela G.2 – Dados de corrente e tensão obtidos para a série 2. 250
Tabela G.3 – Dados de corrente e tensão obtidos para a série 3. 250
Tabela G.4 – Dados de torque resistivo do motor CC obtidos para todas as séries. 251
Tabela G.5 – Dados de torque de inércia do motor de indução obtidos para todas as séries. 251
Tabela I.1 – Custos para produção da placa de circuito do módulo central do dsPIC. 274
Tabela I.2 – Custos para produção da placa de circuito do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault. 275
Tabela I.3 – Custos para produção da placa de circuito dos atuadores lineares. 275
Tabela I.4 – Custos para produção da placa de circuito do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua em modo gerador. 276
Tabela I.5 – Custos para produção das placas de distribuição das alimentações. 277
Tabela I.6 – Custos para produção da placa de circuito dos botões dos atuadores lineares. 278
Tabela I.7 – Custos para produção do encoder. 279

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
a	Ajuste do centro de gravidade de uma cadeira de rodas	[m]
a_d	Largura do núcleo da bobina que forma a área de indução	[m]
A_d	Raio	[m]
A_e	Área da seção transversal do núcleo de um carretel para fabricação de bobina	[m²]
a_{it}	Constante de um modelo de estado	
A_w	Área da seção transversal da área disponível para enrolamento de espiras em um carretel	[m²]
$A(X, \lambda, r_p)$	Função pseudo-objetivo do método de otimização dos Multiplicadores de Lagrange Aumentado	
b	Constante de um modelo de estado	
B	Densidade de fluxo magnético	[T]
B_0	Intensidade do campo magnético	[A/m]
B_d	Densidade de fluxo magnético no disco de alumínio	[T]
B_i	Fluxo magnético induzido	[Wb]
b_{it}	Constante de um modelo de estado	
B_{max}	Valor máximo de densidade de fluxo magnético	[T]
B_r	Indução magnética residual	[T]
B_z	Densidade de fluxo no eixo perpendicular ao plano da face do polo magnético	[T]

c	Posição da fibra analisada	[m]
C	Razão da resistência total do disco pela resistência da parte sob o polo de indução	
C_1, C_2, C_3, C_4	Constantes construtivas do modelo de um freio eletromagnético	
C_a	Número total de condutores de um motor de corrente contínua	
C_{cap}	Valor de capacitância	[F]
c_d	Comprimento do núcleo da bobina	
c_{it}	Constante de um modelo de estado	
d	Profundidade do assento de uma cadeira de rodas	[m]
D	Diâmetro do polo magnético.	[m]
D_1, D_2	Coeficiente de integração para geometria de um disco de um freio eletromagnético	
d_{ea}	Diâmetro do eixo dos aros de propulsão	[m]
d_{eixo}	Diâmetro de um eixo	[m]
d_{esp}	Espessura	[m]
dS	Elemento de área de uma seção	[m²]
d_ϕ	Deformação angular elementar	[rad]
E	Campo elétrico	[N/C]
E_A	Tensão de saída da armadura de um motor de corrente contínua	[V]
e_{ind}	Tensão total induzida em uma espira	[V]
$e(t)$	Erro do sistema controlado pelo PID	
f	Largura do assento de uma cadeira de rodas	[m]
F	Força induzida em um condutor	[N]
$\mathscr{F}$	Força magnetomotriz	[Ae]
F_1	Força máxima em uma correia	[N]
F_2	Força mínima em uma correia	[N]
f_b	Torque de frenagem	[N.m]
f_a	Coeficiente de atrito	

f_d	Força de frenagem em baixas velocidades	[N]
F_e	Força de frenagem	[N]
$\hat{F}_e$	Valor máximo da força de frenagem como função da velocidade linear tangencial	[N]
F_{eixo}	Força máxima suportada pelo eixo dos aros de propulsão	[N]
F_p	Força de propulsão	[N]
$F_{torquímetro}$	Força máxima suportada pelo torquímetro	[N]
$F(X)$	Função objetivo	
G	Módulo de elasticidade transversal	[GPa]
$g_j(X)$	Restrições de desigualdade	
h	Altura da área do polo magnético	
H	Campo magnético	[A/m]
$h1$, $h2$	Alturas para regulagem do assento de uma cadeira de rodas	[m]
h_d	Altura do núcleo da bobina que forma a área de indução	[m]
$h_k(X)$	Restrições de igualdade	
i	Corrente elétrica	[A]
I	Inércia total de um processo	[m^4]
i_e	Corrente de excitação	[A]
i_b	Corrente que percorre cada bobina	[A]
I_{max}	Valor máximo de corrente a ser utilizado nos fios do enrolamento de um indutor	[A]
I_P	Momento de inércia	[m^4]
I_{rms}	Valor eficaz da corrente aplicada	[A]
$I_{r'}$	Componente radial da corrente induzida da rede na projeção da área do polo	[A]
$\vec{J}$	Densidade de corrente	[A/m^2]
J_d	Momento de inercia do disco de alumínio	[$kg.m^2$]
J_{max}	Máxima densidade de corrente	[A/m^2]

$J_{r'}$	Densidade de corrente	[A/m²]
k	Constante obtida experimentalmente para o disco de um freio eletromagnético	
k_1, k_2, k_3, k_4, k_5	Parâmetros de avaliação de um freio eletromagnético	
k_b	Constante do freio eletromagnético projetado	
K_d	Ganho derivativo do PID	
k_f	Fator de concentração de fadiga	
K_i	Ganho integral do PID	
K_p	Ganho proporcional do PID	
k_w	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel	
l	Comprimento do elemento analisado para cálculo da relutância	[m]
L	Indutância	[H]
L_{AB}	Comprimento de seção	[m]
$l_{Aço_{ho}}$	Comprimento para cálculo da relutância do disco de aço onde o fluxo magnético percorre caminho horizontal	[m]
$l_{Aço_{ver}}$	Comprimento para cálculo da relutância do disco de aço onde o fluxo magnético percorre caminho vertical	[m]
l_{Al}	Comprimento para cálculo da relutância do disco de alumínio	[m]
L_{ext}	Distância entre os extensômetros e os aros de propulsão	[m]
L_f	Distância entre os volantes de inércia	[m]
l_g	Distância de entreferro	[m]
l_{gap}	Comprimento do entreferro parcial	[m]
l_n	Comprimento para cálculo da relutância do núcleo da bobina	[m]
l_p	Comprimento da área retangular de um polo magnético	[m]
m	Número de caminhos de corrente de um motor de corrente contínua	

M_a	Momento de flexão	[MPa]
m_d	Distância do centro do eixo até o centro da face do polo	[m]
n	Número de polos magnéticos	
N	Número de voltas ou espiras	
N_P	Número de polos de um motor de corrente contínua	
N_s	Fator de segurança	
p	Altura do encosto de uma cadeira de rodas	[m]
P	Potência	[W]
P_d	Potência dissipada	[W]
r	Raio	[m]
R	Resistência elétrica de um material	[Ω]
$\mathscr{R}$	Relutância magnética	[A/Wb]
R_1, R_2, R_3, R_4	Resistores de um circuito amplificador diferencial	[Ω]
R_a	Raio dos aros de propulsão	[m]
$\mathscr{R}_{Aço}$	Relutância para o disco de aço que serve de base para cada par de bobina	[A/Wb]
$\mathscr{R}_{Al}$	Relutância para o disco de alumínio	[A/Wb]
r_b	Raio da circunferência descrita por uma bobina retangular durante seu giro	[m]
R_{CP}	Distância entre o centro do polo magnético e o centro do disco ou eixo que o sustenta	[m]
r_d	Raio do disco de alumínio sujeito à ação da força de frenagem	[m]
R_d	Raio do disco de alumínio	[m]
R_{ef}	Resistência efetiva que a corrente elétrica deve percorrer em um disco de um freio eletromagnético	[Ω]
r_{eixo}	Raio do eixo dos aros de propulsão	[m]
$\mathscr{R}_{eq}$	Relutância equivalente	[A/Wb]
R_{ext}	Raio externo do tubo onde foram fixados os extensômetros	[m]

$\mathscr{R}_{gap}$	Relutância para o entreferro parcial da superfície da bobina até o disco de alumínio	[A/Wb]
r_{ind}	Raio de indução eletromagnético	[m]
r_{int}	Raio interno do tubo onde foram fixados os extensômetros	[m]
R_m	Número magnético de Reynolds	
$\mathscr{R}_n$	Relutância para o núcleo da bobina	[A/Wb]
R_p	Multiplicador de Lagrange para método de otimização	
r'	Distância do centro do disco ao centro do polo magnético	[m]
S	Área de seção transversal	[m²]
$S_{Aço_{hor}}$	Área da seção transversal para cálculo da relutância do disco de aço onde o fluxo magnético percorre caminho horizontal	[m²]
$S_{Aço_{ver}}$	Área da seção transversal para cálculo da relutância do disco de aço onde o fluxo magnético percorre caminho vertical	[m²]
S_{Al}	Área da seção transversal do disco de alumínio	[m²]
S_e	Limite de fadiga corrigido	[MPa]
S_{gap}	Área da seção transversal do entreferro parcial	[m²]
S_n	Área da seção transversal do núcleo da bobina	[m²]
S_y	Tensão admissível do material	[MPa]
t	Tempo	[s]
T	Torque aplicado a um eixo	[N.m]
T_b	Torque de frenagem	[N.m]
T_{BCF}	Torque de frenagem total do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault proposto	[N.m]
T_f	Torque de frenagem	[N.m]
T_{fp}	Torque do freio eletromagnético transmitido por uma polia	[N.m]
T_{ind}	Torque produzido por um motor de corrente contínua	[N.m]
T_m	Momento torsor	[MPa]

t_p	Tempo desejado de largura de pulso	[s]
T_s	Período de amostragem	[s]
T_V	Torque necessário para tirar os volantes de inércia do repouso	[N.m]
$T(\omega)$	Torque resistente em função da velocidade angular	[N.m]
u	Corrente de excitação	[A]
$u(t)$	Variável de saída do cálculo da equação do PID	
v	Velocidade linear	[m/s]
V	Diferença de potencial elétrico (tensão elétrica)	[V]
V_1, V_2	Tensões de entrada de um circuito amplificador diferencial	[V]
v_d	Velocidade linear do disco de alumínio	[m/s]
v_k	Velocidade crítica, ou seja, velocidade onde a força de frenagem exercida é máxima	[m/s]
V_{out}	Tensão de saída do circuito amplificador	[V]
w	Largura da área retangular de um polo magnético	[m]
x	Distância do entreferro entre os polos magnéticos já considerando a espessura do disco	[m]
α	Ângulo de inclinação do encosto de uma cadeira de rodas	
$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$	Constantes	
α_{ci}	Coeficiente para correção das correntes induzidas	
$\alpha_{correia}$	Ângulo de abraçamento da correia	[°]
α_{polo}	Dimensão de um polo magnético	[m]
β	Ângulo de cambagem das rodas de uma cadeira de rodas	[°]
β_g	Coeficiente de integração para geometria de um disco de um freio eletromagnético	
β_{polo}	Dimensão de um polo magnético	[m]
γ	Condutividade de um material	$[10^{-9}/\rho]$

γ_{eixo}	Deformação angular máxima do eixo dos aros de propulsão	[%]
$\gamma_{máx}$	Distorção angular máxima	[°]
δ	Espessura do disco de um freio eletromagnético	[m]
Δi	Ondulação do valor máximo de corrente	[A]
Δt	Variação do tempo	[s]
$\Delta\theta$	Variação da posição angular	[rad]
$\epsilon\mu_0$	Permeabilidade do material	[H/m]
θ	Ângulo formado entre a bobina e o vetor densidade de fluxo	[rad]
$\dot{\theta}$	Velocidade angular	[rad/s]
θ_{eixo}	Distorção angular máxima do eixo dos aros de propulsão	[°]
λ_j	Multiplicadores de Lagrange para método de otimização	
λ_{k+m}		
μ	Permeabilidade relativa de um material	
μ_0	Permeabilidade do vácuo	[H/m]
$\mu_{Aço}$	Permeabilidade do disco de aço	[H/m]
μ_{Al}	Permeabilidade do disco de alumínio	[H/m]
μ_{gap}	Permeabilidade para o entreferro	[H/m]
μ_n	Permeabilidade do material do núcleo da bobina	[H/m]
ξ	Razão entre a largura da zona de indução e a distância do entreferro na distribuição de corrente assintótica em torno dos polos	
ρ	Resistividade de um material	[Ω.m]
σ	Condutividade de um material	[Ω/m]
σ_{Al}	Condutividade do disco de alumínio	[S.m/mm²]
$\tau_{máx}$	Tensão cisalhante máxima	MP[]
ϕ	Distorção angular	[rad]
ϕ_{mag}	Fluxo magnético	[Wb]

ϕ_t	Fluxo magnético total	[Wb]
ϕ_0	Fluxo magnético penetrando um material em repouso	[Wb]
ψ_j	Multiplicador de Lagrange para método de otimização	
ω	Velocidade angular	[rad/s]
ω_0	Velocidade angular inicial no instante de tempo anterior ao que se quer analisar	[rad/s]
ω_m	Rotação do rotor de um motor de corrente contínua	[rad/s]

SUMÁRIO

CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO 1

1.1. Objetivos 3

CAPÍTULO II – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 5

2.1. A Qualidade de Vida 5

2.2. O Gesto Motor 7

2.3. Adequação Postural, Lesões e Outras Complicações 14

2.4. Aparelhos Disponíveis para Treinamento, Reabilitação e Avaliação Física 16

2.5. Protocolos de Treinamento e Avaliação do Condicionamento Físico 25

2.5.1. Protocolos anaeróbios 26

2.5.2. Protocolos aeróbios 29

2.6. Sistema de Resistência Eletromagnético para Ergômetros 31

2.6.1. O modelo de Smythe 32

2.6.2. O modelo de Davies 33

2.6.3. O modelo de Baran 33

2.6.4. O modelo de Schieber 34

2.6.5. O modelo de Wiederick 35

2.6.6. O modelo de Heald 35

2.6.7. O modelo de Wouterse 36

2.6.8. O estudo de Barnes, Hardin, Gross e Wasson 38

2.6.9. O modelo de Simeu e Georges 38

2.6.10. O modelo de Qian e Kachroo 40
2.6.11. O modelo de Lee e Park 41
2.6.12. O estudo de Karakoc, Park e Suleman 43
2.7. Sistemas com Microcontroladores 44
CAPÍTULO III – O ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES 49
3.1. Versões dos Protótipos do Ergômetro para Cadeirantes 49
3.2. O Protótipo Atual – 3ª Versão do Protótipo do Ergômetro para Cadeirantes 54
3.2.1. Estrutura da 3ª Versão do Ergômetro para Cadeirantes 55
CAPÍTULO IV – NOVO EIXO PARA O SEGUNDO PROTÓTIPO DO ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES (ERGO1) 59
4.1. Critério de Análise e Determinação dos Esforços 59
4.2. Otimização do Modelo 63
4.3. Resultados da Otimização do Modelo 65
CAPÍTULO V – SENSORES DO NOVO PROTÓTIPO DO ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES 67
5.1. Projeto do Torquímetro 67
5.1.1. Metodologia experimental para calibração e teste do torquímetro 72
5.1.2. Resultados do torquímetro 74
5.2. Projeto do Novo Encoder 76
5.2.1. Metodologia para testes do novo encoder 81
5.2.2. Resultados dos testes do novo encoder 83
CAPÍTULO VI – SISTEMA DE RESISTÊNCIA ELETROMAGNÉTICO 85
6.1. Modelo Matemático do Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault..... 85
6.1.1. Modelo Computacional do Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault. 95
6.1.2. Metodologia do teste experimental do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault 101
6.1.3. Resultados dos testes do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault..... 105

6.2. Modelo Matemático do Freio Eletromagnético utilizando Motor CC de Ímãs Permanentes 107

6.2.1. Metodologia do teste experimental do freio eletromagnético utilizando motor CC de ímãs permanentes 112

6.2.2. Resultados do teste do freio eletromagnético utilizando motor CC de ímãs permanentes 113

CAPÍTULO VII – SISTEMA DE CONTROLE MICROPROCESSADO 115

7.1. Módulo do Freio Eletromagnético 115

7.1.1. Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault 116

7.1.2. Freio Eletromagnético utilizando Motor CC de Ímãs Permanentes 120

7.2. O Módulo dos Atuadores Lineares 126

7.3. O Módulo Central 133

7.3.1. Alimentação, *clock* e gravação 134

7.3.2. Comunicação USB 136

7.3.3. Aquisição de sinais analógicos 137

7.3.4. Conversão de sinal analógico para digital 139

7.4. Calibração do Sensor de Corrente por Efeito Hall 140

7.5. Teste dos Módulos PWMs e Calibração dos Controladores PIDs 145

7.6. Armazenamento do Sistema Microcontrolado 147

CAPÍTULO VIII – PROGRAMAÇÃO DO DISPOSITIVO dsPIC E INTERFACE HOMEM-MÁQUINA 153

8.1. Firmware 153

8.1.1. Inicialização do dsPIC 154

8.1.2. Comandos 156

8.1.3. Configuração do dsPIC 156

8.1.4. Status de conexão 157

8.1.5. Recebimento de comandos e envio de dados 157

8.1.6. Funções relativas ao funcionamento dos encoders 159

8.1.7. Funções para execução do PWM 161

8.1.8. Funções para execução do controle PID 162
8.2. Interface Homem-Máquina 164
8.2.1. Janela principal 166
8.2.2. Conexão 167
8.2.3. Protocolos 168
8.2.3.1. Entrada de Dados 169
8.2.3.2. Controle do Protocolo 172
8.2.3.3. Resultados 178
8.2.4. Ferramentas 180
8.2.4.1. Calibrar PIDs 180
8.2.4.2. Monitorar RPMs e Correntes 182
8.2.4.3. Teste PWMs 184
CAPÍTULO IX – AVALIAÇÃO DO CONDICIONAMENTO FÍSICO 187
9.1. Metodologia para Aplicação do Protocolo de Avaliação de Condicionamento Físico 187
9.2. Resultados dos Testes Executados 189
CAPÍTULO X – DISCUSSÃO DOS RESULTADOS 197
10.1. Torquímetro 197
10.2. Encoder 197
10.3. Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault 198
10.4. Freio Eletromagnético utilizando Motor CC de Ímãs Permanentes 199
10.5. Calibração do Sensor de Corrente por Efeito Hall 199
10.6. Teste dos Módulos PWMs e Calibração dos Controladores PIDs 200
10.7. Atuadores Lineares 200
10.8. Protocolos de Avaliação de Condicionamento Físico 200
10.9. Custos 201
CAPÍTULO XI – CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS 203
CAPÍTULO XII – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 207
APÊNDICE A – PROJETO DO NOVO EIXO PARA O ERGO1 221

A.1. Determinação dos Esforços 221

A.2. Curvas de Ajuste das Tensões dos Aços e Constante de Neuber..... 222

A.3. Cálculo do Limite de Fadiga Corrigido e Fator de Concentração de Tensão..... 224

APÊNDICE B – CÓDIGO UTILIZADO NA CALIBRAÇÃO DO TORQUÍMETRO 227

APÊNDICE C – CONFIGURAÇÕES UTILIZADAS NO SOFTWARE FEMM E RESULTADO DO MODELO COMPUTACIONAL 233

APÊNDICE D – ALGORITMO UTILIZADO PARA AVALIAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO PROPOSTO PARA O FREIO ELETROMAGNÉTICO 239

APÊNDICE E – CIRCUITOS ELÉTRICOS DOS MÓDULOS DE CONTROLE 241

APÊNDICE F – O MICROCONTROLADOR dsPIC33EP256MU806 247

APÊNDICE G – DADOS COMPLETOS DA CALIBRAÇÃO DO SENSOR DE CORRENTE 249

APÊNDICE H – DADOS COMPLETOS OBTIDOS NA REALIZAÇÃO DOS PROTOCOLOS DE AVALIAÇÃO 253

APÊNDICE I – CUSTOS PARA MONTAGEM DOS SISTEMAS MICROCONTROLADOS 273

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Segundo dados do Censo 2010 realizado pelo IBGE, 13265599 pessoas declararam ter algum tipo de deficiência motora. Este número representa 7% da população brasileira sendo que destes, 4433350 pessoas possuem deficiência motora severa divididas em 734421 que não conseguem caminhar ou subir escadas de modo algum (0,4%) e 3698929 com grande dificuldade de locomoção (1,9%).

Em geral, estes indivíduos também podem sofrer de problemas como complicações cardíacas, obesidade, diabete, lesões nos ombros e pulsos, entre outras. Muitas vezes, alguns desses problemas são provenientes das próprias atividades desenvolvidas no dia a dia, como a transferência de um assento a outro, que fazem com que os membros superiores enfrentem sobrecargas para os quais não estão preparados.

Algumas ações legais têm sido tomadas ao longo dos anos buscando auxiliar e garantir os direitos desta parcela da população. A Lei Federal 7853/1989 que delimita normas gerais para assegurar o pleno exercício dos direitos individuais e sociais; a assinatura em março de 2007 da Convenção Internacional sobre os Direitos das Pessoas com Deficiência e seu Protocolo Facultativo na sede da ONU, onde os estados participantes se comprometeram a assegurar e promover o pleno exercício de todos os direitos humanos e liberdades fundamentais para todas as pessoas com deficiência; a promulgação desta aprovação por meio do Decreto nº 6949 em agosto de 2008 e aprovação da mesma pelo Decreto Legislativo nº 186; e, por fim, a mais recente em 2011 por meio do Decreto nº 7612 que instituiu o Plano Nacional dos Direitos da Pessoa com Deficiência denominada de “Plano Viver sem Limites”.

A partir destes quadros, o Comitê Paralímpico Brasileiro (CPB) firmou no início do ano de 2015 uma parceria com professores universitários de diferentes partes do país para formação da Academia Paralímpica Brasileira, buscando estabelecer o elo que faltava entre

a produção de conhecimento e sua aplicação. A sede do primeiro Centro de Formação do Esporte Paralímpico (CEFEP) foi na Universidade Federal de Uberlândia sob a tutela da Faculdade de Educação Física/UFU.

Diante deste panorama, a atividade física, especialmente direcionada ao esporte, é uma das principais formas de promover tanto uma maior integração social como também uma melhoria da saúde de seus praticantes. Além disso, o Brasil tem-se mostrado promissor na área do paradesporto, saindo da 37ª posição nas Paralimpíadas de Atlanta-1996 para a 7ª na edição de Londres-2012, sua melhor colocação em jogos. Na edição Rio-2016, a colocação alcançada foi a 8ª, porém o número total de medalhas foi maior do que na edição anterior.

A primeira fase para a indicação da prática de esportes para uma pessoa com deficiência ou mobilidade reduzida é a avaliação de seu condicionamento físico. Normalmente, esta análise é feita por meio da utilização de um equipamento denominado ergômetro.

Apesar de raros, existem ergômetros importados dedicados a cadeirantes, porém de custo elevado e de difícil acesso para a maioria dos centros de pesquisa ou treinamento de pessoas com deficiência no Brasil. Baseado nesta necessidade, o Laboratório de Projetos Mecânicos Prof. Henner A. Gomide (LPM) e o Núcleo de Habilitação/Reabilitação em Esportes Paralímpicos (NH/Resp) sediados na Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia propuseram, em 2007, um novo protótipo de um ergômetro para cadeirantes. O primeiro protótipo foi desenvolvido para a aplicação de testes de potência anaeróbica e possuía uma estrutura fixa projetada com diversos elementos adaptados ao assento do cadeirante visando à aplicação de força nos aros de impulsão que ficavam suspensos. O módulo do sistema de resistência eletromagnético era independe do módulo de sustentação do cadeirante.

A partir deste primeiro protótipo, considerando uma série de modificações necessárias identificadas na etapa de testes, uma segunda versão do protótipo foi projetada e construída. Esta versão, intitulada ERGO1, possui nova estrutura de sustentação, interface gráfica, adição de protocolos de teste, ajustes de posicionamento para que o usuário fique mais confortável, novos sistemas eletrônicos para aquisição de dados, entre outros. Este novo protótipo representa diversos avanços relativos à primeira versão, porém, ainda não contempla diversas regulagens necessárias para outros tipos de testes e protocolos e, principalmente, não possui um sistema de resistência independente por aros.

Buscando melhorar o projeto do ergômetro para cadeirantes tornando-o ainda mais efetivo para treinamento e avaliação física de cadeirantes, foi proposta a construção de uma terceira versão visando novas regulagens e ajustes ergonômicos para as necessidades dos

usuários e que faz uso de sistemas eletrônicos de controle e avaliação dedicados e exclusivos para o equipamento.

Os capítulos a seguir tratarão do desenvolvimento dos sistemas de controle e geração de resistência deste novo protótipo, sendo divididos em:

- Capítulo II – revisão da literatura sobre equipamentos disponíveis, lesões enfrentadas pelos usuários de cadeiras de rodas, protocolos de avaliação disponíveis, sistemas de controle e afins;
- Capítulo III – histórico dos protótipos anteriores desenvolvidos e visão geral das características estruturais do novo protótipo para melhor compreensão dos dispositivos desenvolvidos nesta tese;
- Capítulo IV – projeto do novo eixo do segundo protótipo do ergômetro para cadeirantes (ERGO1);
- Capítulo V – projeto do novo torquímetro e encoder para a nova versão do protótipo do ergômetro para cadeirantes;
- Capítulo VI – projeto dos sistemas de resistência eletromagnético para o novo protótipo do ergômetro para cadeirantes;
- Capítulo VII – projeto dos sistemas eletrônicos de controle dedicado desenvolvidos para o novo protótipo;
- Capítulo VIII – programação realizada nos sistemas eletrônicos embarcados e projeto da nova interface homem-máquina;
- Capítulo IX – testes de avaliação do condicionamento físico utilizando os novos sistemas de resistência eletromagnético, controle embarcado e interface homem máquina;
- Capítulo X – discussão dos resultados obtidos;
- Capítulo XI – conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

1.1. Objetivos

Diante do panorama apresentado, o objetivo geral deste trabalho é projetar e desenvolver os dispositivos eletrônicos e eletromagnéticos, dedicados para a terceira versão do ergômetro para cadeirantes. O novo sistema tornará o equipamento modular possibilitando a introdução de novas interfaces, aquisição em tempo real, controle de novos níveis de resistência eletromagnéticos e obtenção de controle dedicado para o ergômetro. Além disso,

é importante que os custos dos dispositivos sejam acessíveis para que o valor final do equipamento seja adequado e competitivo para o mercado nacional.

Os objetivos específicos são:

- Projeto e fabricação de um novo eixo para o segundo protótipo do ergômetro para cadeirantes – ERGO1 – para que este seja utilizado durante o desenvolvimento da terceira versão;
- Projeto e desenvolvimento de um novo sistema de resistência eletromagnético que permita a variação contínua dos níveis de carga;
- Projeto e desenvolvimento de nova interface eletrônica para aquisição e processamento de sinais dedicados às funções do ergômetro;
- Projeto e desenvolvimento de novos sensores de torque e velocidade angular que sejam modulares e de baixo custo;
- Projeto e desenvolvimento de uma nova interface computacional;

CAPÍTULO II

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta o estado da arte relativo a ergômetros, gesto motor dos usuários de cadeira de rodas, qualidade de vida, protocolos de teste, tipos de lesões de usuários de cadeiras de rodas, sistemas de resistências e sistemas microcontrolados que dão base para o projeto proposto como tese.

2.1. A Qualidade de Vida

A qualidade de vida é um conceito que possui diversas definições que variam da avaliação do bem-estar da comunidade à avaliação específica de situações individuais ou de grupos de pessoas. O modelo para avaliar a qualidade de vida deve integrar indicadores objetivos e subjetivos, mesmo que os indivíduos avaliados deem mais importância para determinados fatores em detrimento de outros (FELCE; PERRY, 1995). No âmbito do setor da saúde é comum o uso da frase “saúde não é doença, saúde é qualidade de vida”, porém o termo é usado de maneira genérica sem definição específica (MINAYO; HARTZ; BUSS, 2000).

Seidl e Zannon (2004) consideram que este conceito abrange quatro fatores, sendo eles, a percepção do indivíduo sobre sua condição física, percepção sobre sua condição afetiva e cognitiva, percepção sobre os relacionamentos sociais e os papéis sociais adotados na vida e a percepção sobre aspectos diversos relacionados ao ambiente onde vive.

A Organização Mundial de Saúde possui um instrumento de avaliação da qualidade de vida denominado *World Health Organization Quality of Life Assessment* e identificado pela

sigla WHOQOL-100 – em tradução livre, Avaliação da Qualidade de Vida da Organização Mundial de Saúde – que está traduzido para 20 idiomas. Este instrumento possui 100 questões, sendo que não foi desenhado para testar hipóteses nem comparar subpopulações de pacientes (FLECK et al., 1999). Segundo os autores, o instrumento mostrou um bom desempenho psicométrico com características satisfatórias de consistência interna, validade discriminante, validade de critério, validade concorrente e fidedignidade teste-reteste. Apesar de precisar de ajustes, como, por exemplo, em variáveis relativas a culturas regionais e diferenças socioculturais, para que a ferramenta alcance a abrangência populacional proposta, os autores concluíram que a metodologia de desenvolvimento do instrumento tem papel importante no estudo da qualidade de vida no Brasil, possibilitando que os dados obtidos sejam comparados com os de outros países.

Atualmente, este conceito ainda encontra problemas quanto a sua definição. Mesmo assim, a literatura atual considera esta uma área legítima nas pesquisas relacionadas a saúde e reabilitação. É possível identificar na literatura 125 indicadores de qualidade de vida que podem ser agrupados em oito subáreas: bem-estar físico, bem-estar emocional, desenvolvimento pessoal, autodeterminação, relações interpessoais, inclusão social, bem-estar material e direitos (MCDOUGALL et al., 2016).

Dentro dos fatores físicos da qualidade de vida encontra-se uma definição de extrema importância para a saúde, especialmente quando se trata de indivíduos com limitada mobilidade por lesão medular ou outras causas que levem à mesma limitação. Este termo é a capacidade física e pode ser descrito como a capacidade do sistema cardiovascular, músculos e sistema respiratório de prover um determinado nível de atividade física. Esta capacidade mostra-se reduzida em pessoas com lesão na medula espinhal devido à perda de controle motor e influência do sistema nervoso simpático abaixo do nível da lesão (HAISMA et al., 2006). Outros fatores que influenciam são a idade, gênero, ocupação e nível de atividade física (MURAKI et al., 2000). Consequentemente, um estilo de vida predominantemente inativo fisicamente, que atinge uma porção majoritária dos usuários de cadeira de rodas, também leva a uma redução da capacidade física.

Um baixo nível de capacidade física está associado a um alto risco de complicações cardiovasculares (HJELTNES; JANSEN, 1990; YEKUTIEL et al., 1989) e pode contribuir para uma redução na qualidade de vida. Esta redução da capacidade física e, subsequentemente, da qualidade de vida, pode levar a condições secundárias como obesidade, problemas gastrointestinais, complicações respiratórias, dores nas articulações e outros (STEELE et al., 2004) – doenças das coronárias também são altamente relacionadas à inatividade física juntamente com obesidade, dietas com alto teor de gordura, fumo e estresse (MARGONATO,

2008). Segundo Margonato (2008) pessoas com lesão na medula também estão mais expostas à morte prematura por acidentes cardiovasculares.

Hicks et al. (2011) fizeram uma revisão da literatura sobre capacidade física e qualidade de vida e identificaram que programas de exercícios regulares tiveram impacto positivo na capacidade física em termos de melhora da força muscular, melhora nas habilidades que envolvem o uso da cadeira de rodas, potência (em termos de capacidade aeróbica) e outros.

2.2. O Gesto Motor

O gesto motor executado para propulsão da cadeira de rodas é um outro fator que pode apresentar problemas. Shimada et al. (1998) descrevem este ato como como movimento bilateral simultâneo repetitivo das extremidades superiores. Através de treinamentos, é possível aumentar a eficiência da força de propulsão embora, simultaneamente, a real eficiência mecânica diminua.

Um dos aspectos fundamentais da análise da propulsão de cadeira de rodas é a definição do gesto motor feito para gerar esta propulsão. O ciclo de propulsão, visto na Figura 2.1, é descrito em duas fases: impulso e recuperação. A fase de impulso é definida como o período em que a mão entra em contato com o aro de propulsão e aplica uma determinada força no mesmo para manter ou aumentar a velocidade da cadeira de rodas, enquanto que a fase de recuperação é o período compreendido entre fases de impulso consecutivas quando os braços são retraídos para preparação do próximo impulso (KWARCIAK et al., 2009). Embora no período de propulsão as mãos dos usuários estejam no aro executando a propulsão, o movimento das mesmas antes e após este contato tem sido relacionado com a eficiência mecânica do ato de impulsionar a cadeira de rodas (BONINGER et al., 2002; SHIMADA et al., 1998).

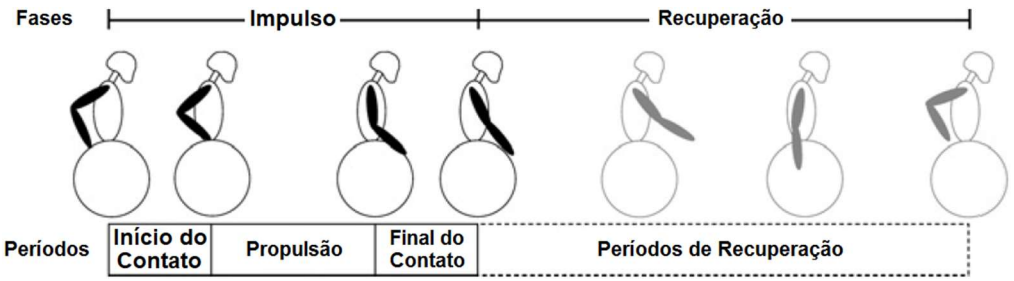


Figura 2.1 – Definição do ciclo de propulsão de uma cadeira de rodas. Fonte: Kwarciak et al. (2009).

Alguns autores estudaram o padrão de movimento desenvolvido para impulsionar a cadeira de rodas através de um aparato chamado *SmartWheel* – que consiste de uma roda instrumentada que mede a posição angular e momentos aplicados ao aro de propulsão durante o ato – e de marcadores refletivos – posicionados em alguns pontos dos corpos dos usuários – que tinham sua trajetória capturada por câmeras posicionadas em diferentes angulações (BONINGER et al., 2002; KWARCIAK et al., 2009; SHIMADA et al., 1998). Nestes estudos realizados foi possível identificar quatro padrões predominantes utilizados pelos usuários para propulsão de suas cadeiras de rodas, como pode ser visto na Figura 2.2. São eles o semicircular (SC), o loop simples (SLOP), o loop duplo (DLOP) (SHIMADA et al., 1998) e em arco (ARC) (BONINGER et al., 2002; KWARCIAK et al., 2009).

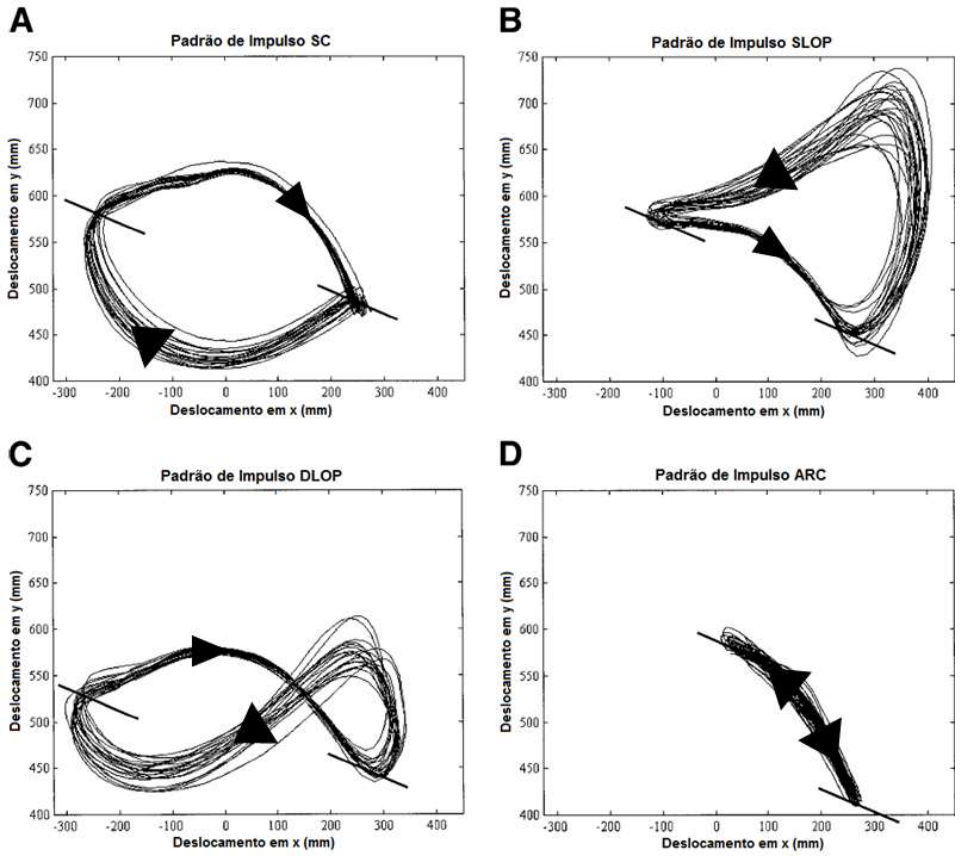


Figura 2.2 – Padrões de propulsão encontrados na literatura. (A) semicircular ou SC (B) loop simples ou SLOP (C) loop duplo ou DLOP (D) arco ou ARC. As barras presentes nos padrões separam as fases de impulso e recuperação. Fonte: Adaptado de Boninger et al., (2002).

O padrão semicircular é caracterizado pelas mãos ficarem abaixo do aro de propulsão e, consequentemente do caminho feito na fase de impulso, durante a fase de recuperação. O loop simples é identificado pelas mãos subindo acima do aro de propulsão durante a fase de

recuperação. O loop duplo executa o mesmo movimento do loop simples no início de sua trajetória, mas após a subida segue-se uma descida que cruza a trajetória inicial terminando abaixo do aro de propulsão (BONINGER et al., 2002; SHIMADA et al., 1998). Por fim, o padrão em arco é caracterizado quando a terceira articulação metacarpofalangeal segue um arco ao longo do aro de propulsão durante a fase de recuperação (BONINGER et al., 2002).

Foi constatado que a maneira mais utilizada pelos cadeirantes para impulsionar a cadeira de rodas foi o padrão SLOP, talvez por ser uma forma intuitiva, pois o indivíduo simplesmente levanta suas mãos acima do aro durante a recuperação. Apesar de ser o modo mais intuitivo e usado, o padrão SLOP não corresponde a melhor escolha para propulsão da cadeira de rodas. Segundo os estudos feitos, o padrão mais adequado para impulsionar a cadeira de rodas é o semicircular (SC). Embora ao longo da análise Shimada et al. (1998) tenham identificado que os ângulos de flexão e extensão do padrão SC sejam significantemente maiores que nos outros padrões, os ângulos máximos e mínimos observados estão dentro dos limites seguros e, portanto, conclui-se que estas altas amplitudes de movimento identificadas nos usuários que utilizam o padrão SC não os predispõe a lesões. De acordo com as análises feitas, este padrão é mais biomecanicamente eficiente que os outros (SHIMADA et al., 1998) já que segue uma trajetória elíptica (BONINGER et al., 2002) e é mais vantajoso manter as mãos abaixo do aro na fase de recuperação, deixando que as mesmas acomodem-se naturalmente, do que acima do aro (KWARCIAK et al., 2009). Segundo Boninger et al. (2002), este formato evita que hajam mudanças bruscas na direção do movimento em execução e minimiza a necessidade de movimentos extras executados pelas mãos. Outro motivo que leva a conclusão de que este é o padrão mais indicado reside no fato de que os indivíduos aplicam uma força menor no aro durante um período maior, o que os torna menos propensos a danos (SHIMADA et al., 1998).

De Groot et al. (2004) identificaram previamente cinco padrões para propulsão da cadeira de rodas, conforme visto na Figura 2.3. Neste estudo, em comparação aos anteriores, o padrão antes denominado arco recebeu o nome de “pumping” ou “bombeamento” (1) em uma tradução livre. Outra mudança é que o padrão antes chamado de semicircular ou SC, aqui é denominado de circular (3) e um novo padrão de trajetória elíptica foi denominado semicircular (2). Foram analisados dois grupos no estudo, um de propulsão em baixa velocidade e um de propulsão em alta velocidade. Dos cinco padrões identificados previamente, apenas três foram selecionados para os testes, sendo eles o “pumping” ou ARC (1), semicircular ou SEMI (2) e o loop simples ou SLOP (4) por serem os que apresentam amplitudes e movimentos mais extremos. Os resultados obtidos por este estudo contrariam os resultados de estudos anteriores. Os autores identificaram o padrão arco, como sendo o mais eficiente energeticamente embora não consigam explicar claramente o motivo. Foi

sugerido que este resultado possa estar relacionado à velocidade de contração ser mais ótima neste padrão que em outros.

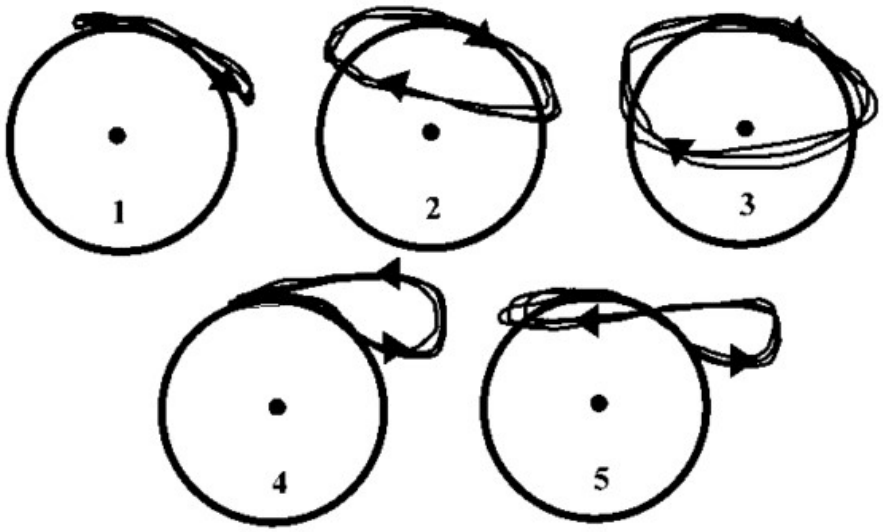


Figura 2.3 – Padrões de propulsão segundo De Groot. (1) “Pumping” ou bombeamento em uma tradução livre, correspondente ao padrão arco ou ARC do estudo anterior (2) Semicircular (3) Circular, correspondente ao padão SC do estudo anterior (4) Loop simples (5) Loop duplo. Fonte: De Groot et al. (2004).

Slowik et al. (2016) estudaram a influência do gesto motor para propulsão da cadeira de rodas na musculatura dos membros superiores em termos de potência e fadiga. Os padrões estudados foram o arco (ARC), loop simples, (SLOP), loop duplo (DLOP) e semicircular (SC), conforme visto na Figura 2.4.

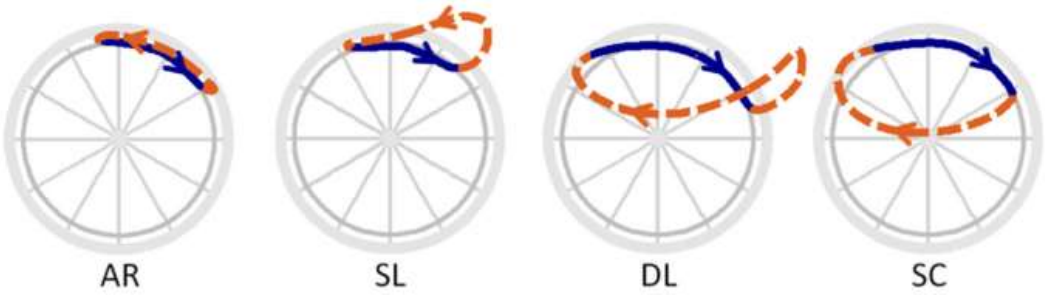


Figura 2.4 – Padrões de propulsão segundo Slowik. A parte azul representa a fase de contato com os aros e a parte laranja a fase de recuperação. Fonte: Slowik et al. (2016).

Segundo os autores, a conclusão para cada padrão foi:

- Arco (ARC) – este padrão apresentou a maior demanda total em termos de potência e estresse na musculatura provavelmente devido ao maior contato com os aros durante a propulsão. No entanto, este padrão apresentou o menor stress no músculo subescapular, o que reduz o risco de fadiga e danos ao manguito rotador, podendo também prevenir lesões de maiores extensões.
- Loop simples (SLOP) – usuários deste padrão tiveram o segundo maior nível de demanda total durante um ciclo completo. O padrão obteve a segunda maior demanda de potência e a segunda maior demanda de estresse. Também apresentou um nível alto de solicitação na musculatura subescapular e no infra-espinhoso, o que aumenta o risco de fadiga e lesão do manguito rotador.
- Loop duplo (DLOP) – este foi o padrão com os menores níveis gerais de demanda durante um ciclo completo. Segundo os autores, isso ocorreu pelo curto contato com os aros de propulsão e transição gradual entre os movimentos. Uma desvantagem potencial é que este padrão exigiu maior esforço do músculo deltoide anterior e do grupo muscular peitoral maior, o que pode aumentar o risco de lesões por impacto.
- Semicircular (SC) – este padrão apresentou o segundo menor nível de demanda na musculatura dos membros superiores em um ciclo completo de propulsão. Ele possui a segunda menor demanda de potência e distribui de maneira mais uniforme os esforços e movimentos. Não houve nenhum grupo muscular específico que apresentou possibilidade de aumentar os riscos de lesão em comparação aos outros padrões.

Slowik e colaboradores concluem por fim que os usuários de cadeira de rodas devem adotar o padrão DLOP ou SC para impulsionar suas cadeiras.

Van der Woude et al. (2001) citam outro tipo de gesto motor apelidado de “técnica da borboleta” que consiste em uma técnica de propulsão para atletas que precisam impulsionar suas cadeiras de rodas em altas velocidades. Os trabalhos de Vanlandewijck, Spaepen e Lysens (1994), Wang et al. (1995) e Chow et al. (2001) estudaram esta forma de propulsão. Tecnicamente, existem duas formas exemplificadas pela Figura 2.5 e descritas a seguir.

- Forma convencional (CVT) – também chamada de técnica do polegar, as mãos são inteiramente flexionadas em um punho apertado com o polegar em uma posição ligeiramente estendida. Com o antebraço pronado e o ombro rotacionado internamente, o contato inicial com os aros é feito entre a base do polegar e sua primeira articulação. Em seguida, a supinação do antebraço tem início e a parte posterior dos dedos indicador e médio entre a base e a articulação média começam o

contato com a superfície lateral do aro de propulsão. Um movimento do pulso é comumente observado na parte mais baixa do curso.

- Técnica para-backhand (PBT) – começa com o polegar pressionando o indicador em um punho fechado para assegurar a estabilidade dos dedos durante o contato com os aros de propulsão. Usando uma luva especial, a mão faz contato inicial com o aro com a parte de trás do dedo indicador e dedo médio entre a primeira e a segunda articulação. Depois do contato inicial, a mão circula em torno da superfície lateral do aro e o ponto de contato é alterado para a base do polegar e cutículas dos dedos indicador, médio e anelar. A pronação e supinação do antebraço e rotação interna e externa do ombro são mais limitadas.

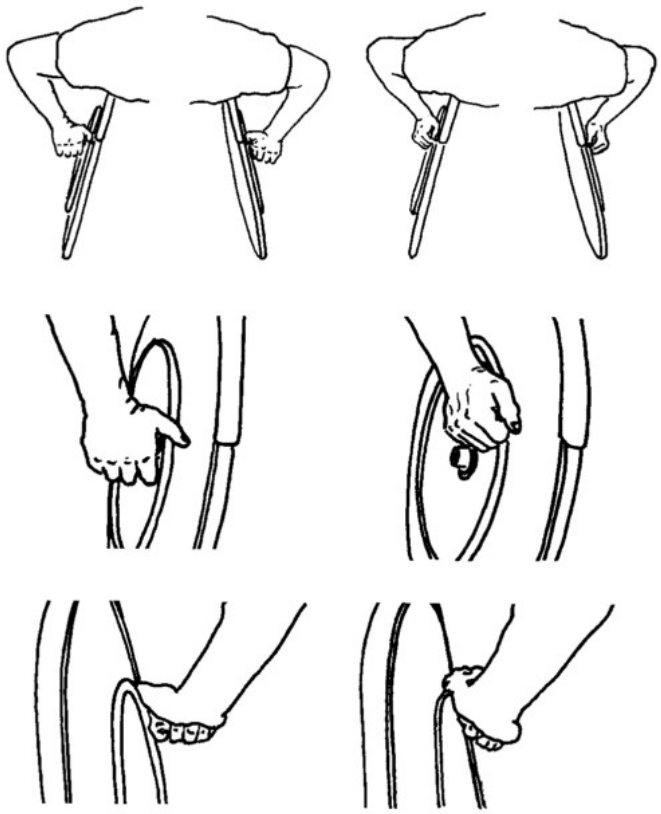


Figura 2.5 – Comparação das técnicas CVT (esquerda) e PBT (direita). No topo da figura, vista frontal dos braços; no meio da figura, vista frontal oblíqua da mão direita; na base da figura, vista traseira da mão direita em um instante da fase inicial de propulsão. Fonte: Chow et al. (2001).

Algumas conclusões destes estudos foram que em esportes que exigem altas velocidades de propulsão os atletas tendem a executar a fase de propulsão do ciclo cada vez mais rápido sem alterações significativas nas amplitudes dos ângulos do movimento; utilizam

uma grande amplitude de movimento vertical em termos de abdução do ombro e hiperextensão durante a recuperação, a fim de aumentar a distância sobre a qual uma maior velocidade pode ser desenvolvida (WANG et al., 1995); a técnica PBT e a CVT não apresentam diferenças significativas no tempo total de execução, porém a diferença no tempo da fase de impulso e ângulos da mesma sugerem que a técnica PBT exija menos potência (CHOW et al., 2001). Caso uma relação próxima entre consumo de oxigênio e atividade muscular possa ser encontrada, a energia consumida nas fases de impulso e repouso poderia ser calculada, o que possibilitaria explicar diferenças entre as eficiências mecânicas por meios de padrões de energia individuais (VANLANDEWIJCK; SPAEPEN; LYSENS, 1994).

No trabalho de Goosey-Tolfrey e Kirk (2003) foram estudadas duas formas diferentes de execução do ciclo de propulsão. São elas a síncrona (SYN), que é caracterizada pelas duas mãos impulsionando os aros ao mesmo tempo, e a assíncrona (ASY), que é identificada quando as mãos trabalham de forma alternada impulsionando os aros um de cada vez. Foram analisadas diferentes frequências de propulsão e chegou-se à conclusão de que a estratégia síncrona de 40 impulsos/minuto (SYN 40) é a maneira mais econômica e fisicamente possui menor estresse e também a preferida pelos usuários.

O trabalho de Lenton et al. (2008) também procurou esclarecer a questão da propulsão síncrona e assíncrona, visto que em alguns esportes em cadeira de rodas como o basquete e o tênis esta forma de propulsão aparece com frequência. Os autores definem propulsão síncrona (SYN) como a propulsão que ocorre com as duas mãos executando o mesmo movimento simultaneamente. Enquanto que a assíncrona (ASY) é o movimento que ocorre com as mãos fora de fase em 180°. Foram testados dois grupos de usuários, sendo um de jogadores de basquete em cadeira de rodas profissionais e outro de pessoas sem qualquer tipo de limitação de movimento. Neste estudo os autores não identificaram nenhuma diferença significativa entre as formas de propulsão. Foi apenas identificado que os jogadores profissionais tiveram desempenho melhor, talvez pelo uso frequente que levaria à uma coordenação motora mais adequada.

Outro fator que foi estudado e mostrou influência na propulsão da cadeira de rodas é a posição do assento com relação ao eixo. Segundo Boninger et al. (2000), a posição do usuário com relação aos aros de propulsão e, consequentemente, às rodas da cadeira é um fator prático significante. Os autores utilizaram a *SmartWheel*, dinamômetros, câmeras de análise de movimento e fizeram medições estáticas dos posicionamentos dos usuários que participaram dos testes. Embora Boninger e colaboradores mencionem que seu objetivo não era chegar a uma configuração adequada para a cadeira de rodas, algumas conclusões importantes puderam ser retiradas. A análise feita mostrou que é preferível ter uma distância vertical menor entre o ombro e o eixo dos aros ou então um assento mais baixo que tenha o

mesmo efeito. Outra conclusão é que quanto mais para frente o eixo, melhor a biomecânica da propulsão, diminui a tendência de curva quando descendo uma superfície inclinada e diminui a vibração das rodas da frente, embora tenha como efeito negativo a diminuição da estabilidade que pode fazer com que a cadeira tombe mais facilmente para trás. Visto esta desvantagem e buscando maximizar os benefícios, a melhor posição para o eixo seria desloca-lo o máximo possível para frente em que o usuário ainda sinta segurança.

Sasaki et al. (2007) também estudaram a influência do posicionamento do cadeirante, desenvolvendo um novo tipo de aparelho adaptativo. Sua análise foi feita utilizando uma roda instrumentada com sensores de força e um encoder rotacional para medição da velocidade angular das rodas. A montagem do equipamento permite que a distância entre as rodas seja alterada, bem como a altura do assento e posição angular do encosto. Apesar de admitir que estes parâmetros sejam importantes na biomecânica da propulsão e já ter executado testes com usuários de cadeiras de rodas, o autor e seus colaboradores ainda não chegaram a uma conclusão sobre o modo ótimo de posicionamento do cadeirante em relação à cadeira e suas partes (SASAKI et al., 2010). Por fim, pode-se concluir que para um projeto e uso melhorados das cadeiras de rodas, estas requerem uma análise do comportamento fisiológico e biomecânico de seus usuários (LIN; LIN; SU, 2009).

Segundo Vanlandewijck, Verellen e Tweedy (2010), o posicionamento do tronco, sua movimentação e a estabilidade pélvica são de enorme relevância para reabilitação e fazem parte do processo para encontrar uma configuração para a cadeira de rodas ajustada para a máxima capacidade funcional do usuário. Isto melhoraria sua mobilidade, influenciando sua vida social e qualidade de vida.

2.3. Adequação Postural, Lesões e Outras Complicações

Quanto ao gesto motor citado anteriormente, Boninger et al. (2002) citam que os usuários de cadeira de rodas recebem pouca ou nenhuma informação sobre como impulsionar suas cadeiras ou como melhor ajustá-las para minimizar o risco de lesões. Bjerkefors, Jansson e Thorstensson (2006) afirmam que é essencial para esta população manter uma função muscular dos ombros adequada e que é importante considerar uma atividade que estimule um ganho de musculatura sem que sintomas de uso excessivo e dores sejam provocados.

Outros problemas comuns nesta população, que possui ligação com a falta de instrução sobre a propulsão, são as lesões nos ombros, síndrome do túnel do carpo e tendinite, que surgem através da repetitividade dos movimentos, altas forças e posturas incorretas (SHIMADA et al., 1998), presentes nas atividades cotidianas como propulsão em rampas e

sobre obstáculos, transferência de assento e manuseamento de pesos (BJERKEFORS; JANSSON; THORSTENSSON, 2006; MORROW et al., 2010).

Kloosterman et al. (2016) citam que a alta incidência de lesões nos ombros em usuários de cadeiras de rodas origina-se em parte na propulsão da cadeira em si. Eles analisaram o momento em que o usuário tira a cadeira de rodas do repouso e o impacto deste esforço na musculatura. Eles recomendam que os usuários utilizem cadeiras de rodas que possuem auxílio de propulsão, visto que em seus testes este aparato diminuiu a carga imposta aos ombros.

Há também a deformação do tecido presente no espaço subacromial que tem como causa a diminuição deste espaço devido ao deslocamento da escápula para acomodar-se à parede torácica e, posteriormente, sua rotação e inclinação por causa desta nova acomodação (BELLEY et al., 2016; MORROW; KAUFMAN; AN, 2011). Belley e colaboradores destacam também a importância de preservar a integridade do sistema musculoesquelético para pessoas que dependem dos membros superiores para sua movimentação.

Destas lesões citadas, as dores nas extremidades superiores são reportadas com frequência por 32% a 78% da população cadeirante (MORROW et al., 2010). Este quadro de lesões, especialmente das dores nos ombros pode não limitar, inicialmente, as habilidades do usuário de cadeira de rodas de executar suas atividades de maneira independente, mas há o custo funcional de perda de resistência, fadiga rápida, redução na eficiência ou velocidade do movimento, baixa tolerância para atividades prolongadas ou de lazer e redução da capacidade cardiorrespiratória (CURTIS et al., 1999).

Rice et al. (2014) relatam que 49% a 73% dos usuários de cadeira de rodas apresentam síndrome de túnel do carpo e que as dores nos ombros e membros superiores podem evoluir rapidamente, com 35% a 78% dos usuários reportando o aparecimento de dores e lesões entre 6 meses e 1 ano após o início do uso de cadeira de rodas.

Indivíduos com algum tipo de lesão medular também possuem de 3 a 5 vezes mais chances de desenvolver diabetes tipo 2, sendo que as doenças cardiovasculares são as maiores causas de morbidade e mortalidade nesta população, podendo ainda ser agravada pela redução da função pulmonar (KIM et al., 2015).

Jayaraman, Moon e Sosnoff (2016) afirmam em seu trabalho que o uso de cadeira de rodas manual exerce uma carga mecânica considerável nos membros superiores de seus usuários e que o corpo humano não está preparado para lidar com esta carga repetitiva por muito tempo. Os autores levantam a hipótese de que as lesões em membros superiores não estão relacionadas apenas com ângulo de contato com os aros e tempo de propulsão, mas sim com tempo de propulsão e força máxima atingida durante este movimento.

Griggs et al. (2015) trabalharam com o aspecto da termorregulação dos cadeirantes. Segundo os autores, para cada nível de lesão medular o nível de termorregulação do corpo é afetado de maneira diferente. Desta forma, alguns indivíduos apresentam capacidade termorregulatória similar à de pessoas não lesionadas, enquanto outros mostram uma perda maior desta função. Este problema fica evidente na prática de exercícios, porém os autores ressaltam que muitos estudos realizados nesta área utilizaram ergômetros de braço de manivela que não representam o real gesto motor executado pelos cadeirantes, o que pode ocasionar uma avaliação equivocada desta função corporal.

2.4. Aparelhos Disponíveis para Treinamento, Reabilitação e Avaliação Física

Apesar do assunto ergometria ser amplamente conhecido, tendo sua primeira publicação ocorrido em 1912 por Benedict e Cady que desenvolveram uma bicicleta ergométrica com freio eletromagnético (BENEDICT; CADY, 1912), a ergometria para cadeirantes ainda é um assunto com muitas áreas para serem exploradas. Após Benedict e Cady, somente em 1954 com o trabalho de Astrand foi que surgiram evoluções tecnológicas como mecanismos de controle de carga e processamento das informações (CUBIDES, 2010). Estes primeiros cicloergômetros foram muito utilizados em estudos que visavam quantificar forças e obter respostas fisiológicas (HARMAN; KNUTTGEN; FRYKMAN, 1987).

Posteriormente surgiram os ergômetros de braços, exemplificado na Figura 2.6. Sua utilização pode ser feita por pessoas com lesões na medula espinhal, com deficiências físicas como a hemiplegia e para reabilitação cardíaca (DICARLO; SUPP; TAYLOR, 1983; NILSSON; STAFF; PRUETT, 1975). Para isso, podem ser utilizados em programas para fortalecimento muscular ou em fases iniciais de programas de reabilitação (ANDREWS; HARRELSON; WILK, 2000).

Embora estes aparelhos possam ser usados pela população cadeirante seguindo um programa de exercícios adequados, eles não representam o real gesto motor dos usuários de cadeiras de rodas. Como visto anteriormente, os movimentos executados no ciclo de propulsão, os pontos de aplicação de força nos aros, a solicitação da musculatura e dos membros superiores são diferentes dos previstos por ergômetros de braços convencionais. O trabalho de Tropp Samuelsson e Jorfeldt (1997) identificou diferença na potência exercida por usuários utilizando um ergômetro de braços e uma cadeira de rodas em um ergômetro de rolo, principalmente quando há alguma instabilidade no tronco do indivíduo avaliado. Tørhaug et al. (2016) em seu estudo concluíram que, em termos da avaliação da taxa máxima de consumo de oxigênio ($VO2_{peak}$), não há diferença no uso do ergômetro de braço ou do

ergômetro de cadeira de rodas, porém os grupos musculares para execução das atividades em cada equipamento são diferentes.



Figura 2.6 – Ergômetro de Braço EB4100. Disponível em: <http://www.cefise.com.br/produto/59/32/ergometro-de-braco-eb4100>. Acessado em: 24 de dezembro de 2016.

Gordon et al. (2004) citam que a resistência nos ergômetros pode ser gerada através de freio a ar, freio elétrico e freios por cintas. Os primeiros ergômetros utilizavam um sistema de balanças presas de cada lado da banda do freio para medir a diferença de tensão e assim obter o torque de frenagem, mas este método não era preciso e a obtenção de peças confiáveis era difícil. Posteriormente, surgiu o sistema de freios por cinta onde a força é aplicada através de uma massa suspensa. Este tipo de freio também se mostra falho nas determinações de força e torque, pois depende do coeficiente de atrito dinâmico da cinta. Esta por sua vez sofre desgaste constante, mudando suas propriedades e, segundo o autor, as cintas de reposição que o fornecedor disponibiliza são de materiais diferentes.

Niesing et al. (1990) desenvolveram um ergômetro para cadeirantes que busca simular uma cadeira de rodas. O ergômetro consiste de um assento com encosto montado em um macaco hidráulico que permite que a altura deste conjunto seja regulada com relação aos aros de propulsão. Fora desta estrutura, fica uma estrutura secundária com o sistema de resistência formado por motores de 1000W conectados aos aros por um sistema de transmissão de correias. A Figura 2.7 mostra o aparelho desenvolvido. Apesar de obedecer

ao gesto motor, nota-se que a configuração do aparelho torna sua utilização difícil para usuários que tem alguma limitação de movimentos devido à sua configuração.

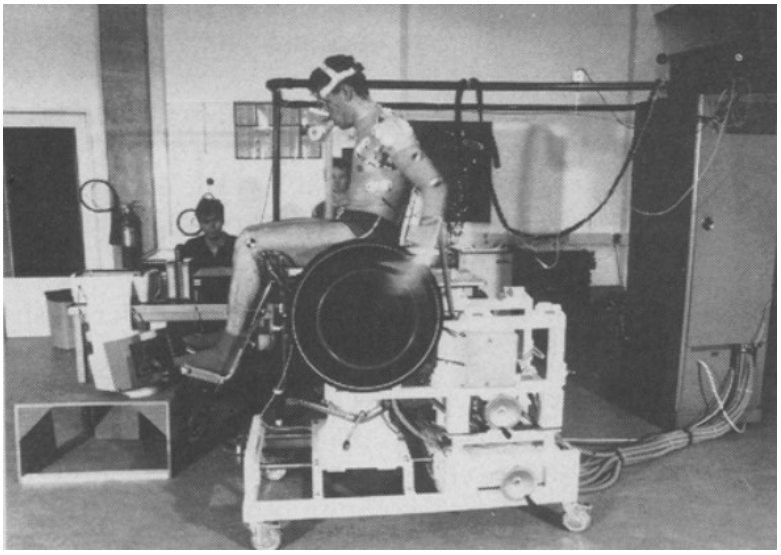


Figura 2.7 – Ergômetro para cadeirantes que simula funcionamento de uma cadeira de rodas. Fonte: Niesing et al. (1990).

Langbein et al. (1993) projetaram um ergômetro para cadeira de rodas que faz uso de rolos e utiliza sistema de frenagem magnético comercial chamado MAGTURBO™. Seu equipamento foi denominado Wheelchair Aerobic Fitness Trainer (WAFT) e pode ser visto na Figura 2.8. Dentro de cada uma das unidades de freio existe um conjunto de ímãs igualmente espaçados e posicionados em cada lado de um disco de alumínio, sendo que quando as rodas da cadeira giram e transferem o movimento para os rolos, o disco de alumínio acoplado a estes passa a girar dentro de um campo magnético variável onde surge a força de frenagem. Este sistema varia gradualmente a resistência de acordo com a velocidade de propulsão imposta à cadeira de rodas.

Há outros ergômetros de rolos que utilizam freio eletromagnético para fornecer o torque resistente, sendo que esse se torna proporcional à inclinação programada para o exercício ou ao peso total sobre os rolos, criando assim uma condição de operação mais próxima da realidade de um cadeirante (THEISEN et al., 1996). Outro trabalho que fez uso deste tipo de ergômetro foi o de Devillard et al. (2001) que buscaram validar um novo ergômetro de rolos, porém, apesar dos resultados positivos, os autores afirmaram que mais testes eram necessários para padronizar os protocolos aplicáveis. O modelo utilizado pode ser visto na Figura 2.9.

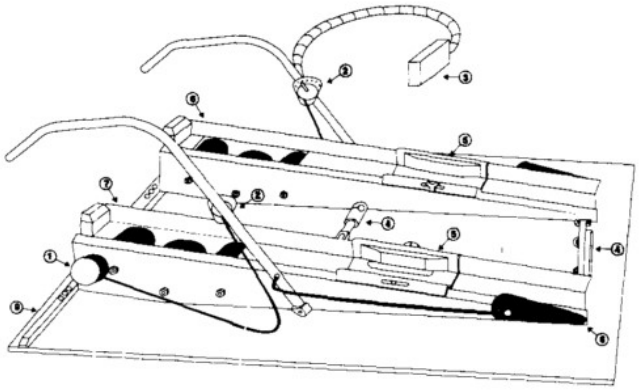


Figura 2.8 – Ergômetro de rolos WAFT. Fonte: Langbein et al. (1993).

Outros autores, como Keyser, Rodgers e Rasch (2001), trabalharam na produção de ergômetros que também se adaptavam melhor aos cadeirantes. Seu sistema, ilustrado na Figura 2.10, fez uso de uma transmissão por corrente para ligar o eixo dos aros de propulsão da cadeira de rodas ao sistema resistivo. Este por sua vez era um freio por atrito onde a resistência era gerada através de um volante de inércia atritado por uma correia de nylon que passava ainda por uma polia, sendo que após este último havia o gancho para colocação dos pesos que seriam a carga resistiva do exercício.

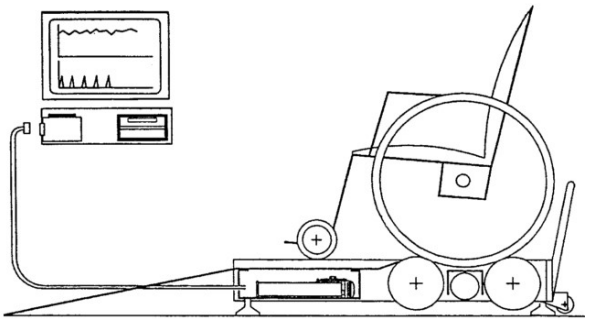


Figura 2.9 – Ergômetro de rolos validado por Devillard e colaboradores. Fonte: Devillard et al. (2001).

A principal vantagem destes ergômetros é atender à especificidade dos movimentos dos cadeirantes. Embora sejam de baixo custo, não se encontra este tipo de equipamento disponível no mercado sendo necessário que o mesmo seja projetado e construído através de adaptações de um sistema de transmissão (MORRISON, 1996).

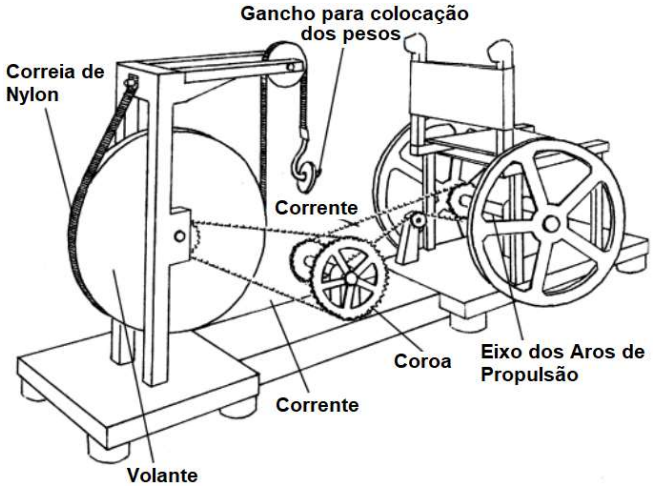


Figura 2.10 – Ergômetro desenvolvido por Keyser e colaboradores. Fonte: Adaptado de Keyser; Rodgers; Rasch (2001).

Dabonneville et al. (2005) desenvolveram um ergômetro que utiliza transmissão sem fio dos dados – o Wireless Wheelchair Ergometer, referido pelos autores como WWE. O ergômetro consiste de uma cadeira de rodas que foi instrumentada com uma série de transdutores para medição das forças no assento, forças e momento nos aros de propulsão e deslocamento. Os testes foram executados dentro de um ginásio coberto e um indivíduo não-cadeirante executou um trecho de corrida de 60 metros com o ergômetro. Os autores concluíram com os resultados que o aparelho demonstrou permitir que a aquisição de dados seja feita diretamente em campo. Estes resultados, no entanto, tornam-se questionáveis visto a baixa amostragem utilizada pelos autores.

Moreno et al. (2008) descrevem a montagem de um ergômetro que consiste em uma cadeira de rodas erguida por uma estrutura e que permite a troca dos aros de propulsão, ajuste do assento e ajuste do encosto do assento. A instrumentação permite aquisição das forças nos aros de propulsão, no assento e no encosto. Há também *encoders* nas rodas para medição da velocidade angular. A geração de resistência é feita com dois motores de 250W. Os autores, no entanto, destacam que não foram feitos testes com usuários, apenas com sistemas simulando o esforço de um usuário.

Faupin, Gorce e Thevenon (2008) estudaram a cambagem da roda traseira utilizando um ergômetro para cadeirantes denominado VP100 HANDI. Este ergômetro, que pode ser visto na Figura 2.11, foi baseado nos estudos de Devillard et al. (2001) e possui dois sistemas de rolos independentes que permitem que cadeiras de rodas com diferentes angulações da roda traseira, com um limite máximo de 15° para cada roda, possam ser testadas. Os autores destacam que os testes realizados com este ergômetro podem ser utilizados em laboratório para otimizar a ergonomia da propulsão da cadeira de rodas para atletas.

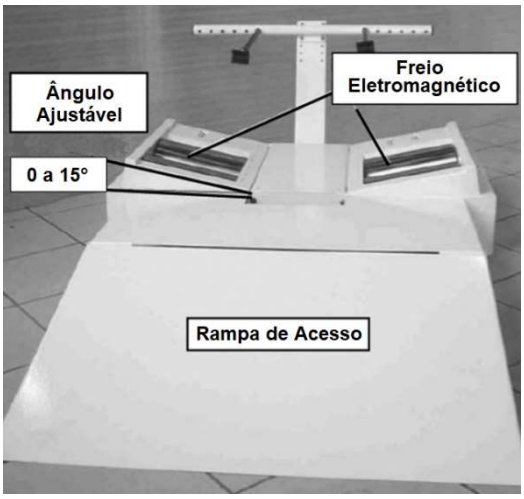


Figura 2.11 – Ergômetro utilizado por Faupin e colaboradores em seu estudo. Fonte: Adaptado de Faupin, Gorce e Thevenon (2008).

Bertucci, Grappe e Crequy (2011) desenvolveram um novo cicloergômetro, visto na Figura 2.12, que consiste em um sistema de resistência formado por um motor de corrente contínua, volante de inércia e sistemas de transmissão por engrenagens, correias e corrente. Este sistema foi projetado para ser acoplado ao cubo traseiro de uma bicicleta. Os autores destacam sua validade e confiabilidade para medição da potência exercida pelo usuário durante protocolos submáximos de treinamento.

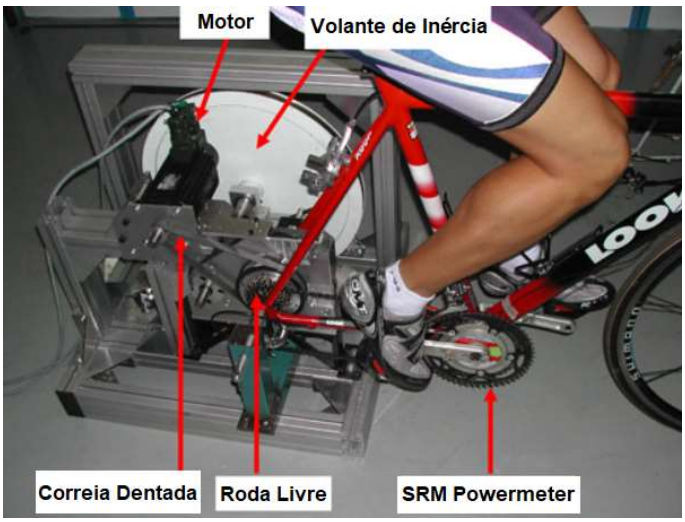


Figura 2.12 – Cicloergômetro modular para conexão de bicicleta. Fonte: Adaptado de Bertucci, Grappe e Crequy (2011).

Lessard et al. (2013) desenvolveram um ergômetro para avaliação de atletas de corrida em cadeira de rodas denominado PERSEUS. Este equipamento consiste na verdade de um ergômetro de rolos motorizado que é utilizado em conjunto com uma cadeira de rodas ajustável ou com a cadeira de rodas do próprio atleta. Os parâmetros monitorados pelos autores são o tempo total de corrida, a máxima velocidade alcançada, o número de impulsos nos aros e uma constante de distância correspondente a 63% da distância percorrida até que a máxima velocidade seja alcançada. Segundo os autores, o aparato pode ser utilizado com sucesso para auxiliar o atleta a otimizar seu posicionamento e, assim, produzir uma cadeira de rodas melhor para sua ergonomia.

Em bancos de patentes foram encontradas diversas tecnologias referentes à ergometria, porém, como visto nos exemplos anteriores, todos também são apenas adaptações de outros equipamentos ou não são fiéis ao gesto motor executado pelos cadeirantes. Whitall, McCombe-Waller e Grant (2006) desenvolveram um aparelho para exercício de membros superiores que permite o exercício bilateral ou unilateral. Este equipamento, visto na Figura 2.13, consiste principalmente de trilhos retos ou curvos onde deslizam as manoplas controladas pelo usuário. É possível também aumentar ou diminuir o ângulo de abertura dos trilhos.

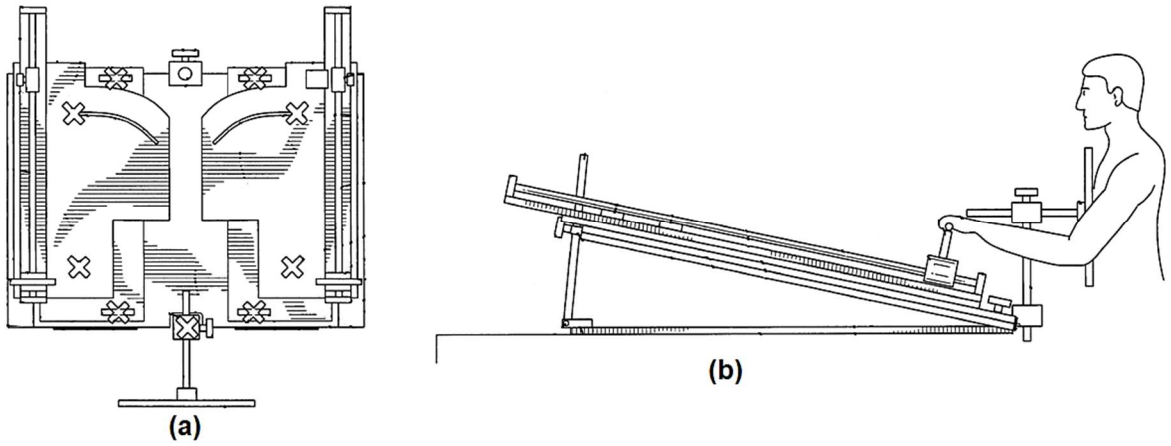


Figura 2.13 – Aparelho para exercício de membros superiores. Fonte: Adaptado de Whitall, McCombe-Waller e Grant (2006).

Danaei-Boroumand (2009) descreveu um mecanismo de exercício para membros superiores formados por uma base onde é fixado um dispositivo rotativo com manopla, sendo possível ajustar a posição deste dispositivo através de um elemento oval interno ao dispositivo rotativo, como mostrado na Figura 2.14. O movimento feito pelo usuário é o mesmo feito ao se pedalar uma bicicleta ergométrica, porém, realizado com os braços.

Kowalczewski e Prochazka (2010) desenvolveram outro aparato de exercício para membros superiores controlado por computador e que pode ser visto na Figura 2.15. O aparelho é formado por um braço com uma sequência de articulações possuindo um ou mais graus de liberdade. Há vários conjuntos diferentes de manipuladores para execução de exercícios que, neste caso, são voltados para simular ações simples do dia a dia feitas com as mãos.

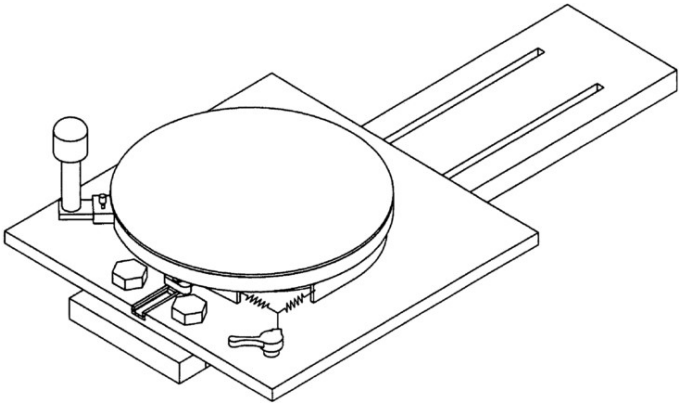


Figura 2.14 – Mecanismo para exercícios de membros superiores com dispositivo rotativo e manopla. Fonte: Danaei-Boroumand (2009).

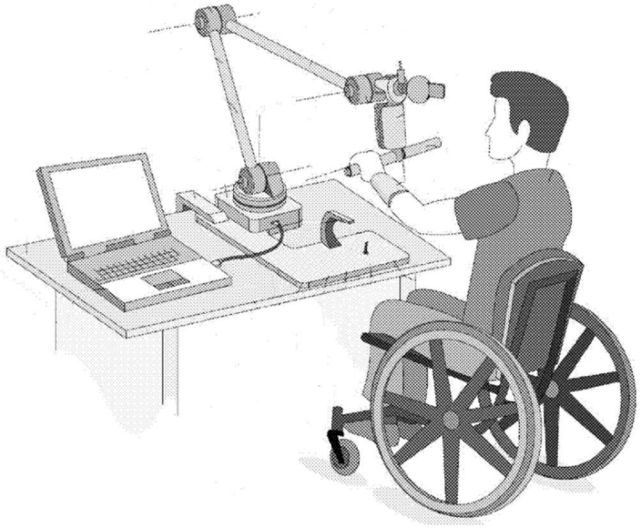


Figura 2.15 – Aparato de exercício para membros superiores controlado por computador. Fonte: Adaptado de Kowalczewski e Prochazka (2010).

Costa et al. (2011) desenvolveu um ciclo-ergômetro com controle de torque e velocidade. Este aparelho, porém, consiste em uma bicicleta ergométrica voltada para exercício de membros inferiores, como mostrado na Figura 2.16. Além disso, seu alvo é a melhoria de desempenho cardiovascular e osteomuscular para pessoas idosas.

Schocke e Greiner (2012) produziram um ergômetro para membros superiores que pode ser utilizado em aparelhos de ressonância magnética, exemplificado na Figura 2.17. Seu funcionamento consiste no usuário vencer a resistência imposta por um pistão ou cilindro. O sistema pode ser pneumático ou hidráulico, porém recomenda-se uso de fluidos compressíveis. A carga do exercício pode ser alterada manualmente por uma pessoa treinada a operar o equipamento ou pelo próprio indivíduo seguindo um conjunto de instruções.

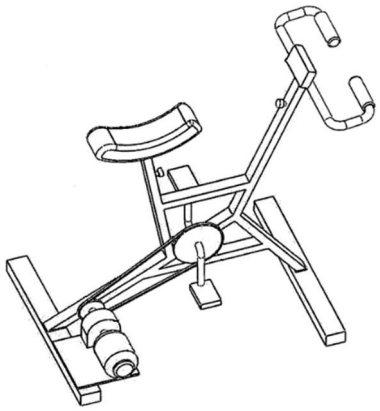


Figura 2.16 – Bicicleta ergométrica. Fonte: Adaptado de Costa et al. (2011).

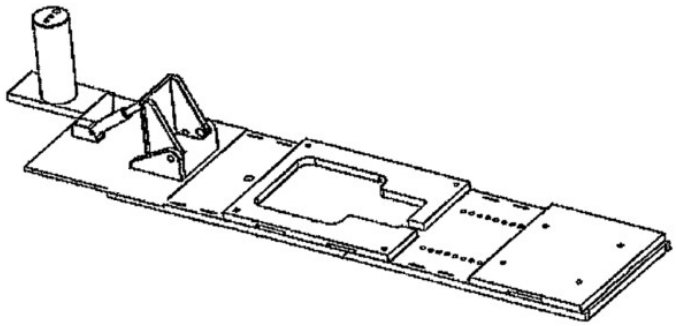


Figura 2.17 – Ergômetro para membros superiores que pode ser utilizado em aparelhos de ressonância magnética. Fonte: Schocke e Greiner (2012.

Falcão et al. (2013) desenvolveram um sistema de adaptação de cadeira de rodas para ciclo-ergômetro. O dispositivo em questão, mostrado na Figura 2.18, é utilizado para conectar uma cadeira de rodas a uma bicicleta ergométrica convencional. Segundos os autores, uma extremidade do equipamento é fixada ao eixo dos aros de propulsão da cadeira de rodas e a outra ao sistema da bicicleta ergométrica. A fixação das partes é feita através dos pares de parafuso presentes em cada extremidade. O movimento é transmitido entre as extremidades através de um eixo com sistema compensador de vibrações. Embora o exercício realizado seja fiel ao gesto motor executado pelos cadeirantes, durante a propulsão da cadeira de rodas, os parâmetros do exercício ficam condicionados ao sistema da bicicleta ergométrica utilizada.

Os autores destacam também que é necessário o uso de uma equação para correção das cargas da bicicleta ergométrica para o esforço a ser empregado na cadeira de rodas.

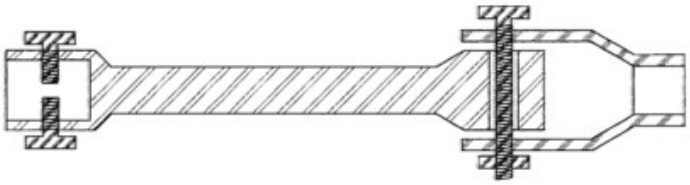


Figura 2.18 – Sistema de adaptação de cadeira de rodas para ciclo-ergômetro. Fonte: Falcão et al. (2013).

Segundo Guimarães, Stein e Vilas-Boas (2003), os exames de ergometria devem utilizar uma interface de controle por microcomputador central e seus sistemas devem ser eletrônicos ou eletromagnéticos, permitindo uma normatização nas técnicas e melhor controle dos comandos de variação da carga resistente e monitoramento dos sinais de rotação. Haisma et al. (2006) citam a importância do monitoramento adequado dos exercícios e treinamentos para averiguar as mudanças na capacidade física, indicando se o treinamento ou programa de reabilitação em questão está sendo efetivo.

Para treinamento de atletas, um equipamento que não esteja bem calibrado pode resultar em um treinamento que tenha resultados abaixo do esperado ou que sobrecarregue o atleta. Já para a ciência do esporte, a calibração periódica é necessária para garantir a precisão e validade dos dados publicados. Os aparelhos desenvolvidos mostram uma falha neste quesito, pois não apresentam um guia para auxiliar os usuários na calibração do equipamento (DROUET; CHAMPOUX; BERGERON, 2008).

O intervalo entre as calibrações vai depender da maneira como o equipamento é utilizado, das condições de operação e da necessidade do usuário de obter resultados precisos. É importante ter em mente que uma má avaliação do condicionamento dos usuários pode resultar em um programa de recuperação falho ou, no caso de paratletas, pode ser a diferença necessária para conquista de uma medalha (GORDON et al., 2004).

2.5. Protocolos de Treinamento e Avaliação do Condicionamento Físico

Embora existam muitos protocolos de treinamento e avaliação diferentes, eles acabam se dividindo basicamente em exercícios aeróbios e exercícios anaeróbios. Ambos os protocolos devem ser usados quando da avaliação de desempenho de atletas, como

destacado por Vanlandewijck, Daly e Theisen (1999) em seu estudo sobre desempenho de atletas de basquete em cadeira de rodas. Segundo Cooper, Fletcher-Shaw e Robertson (1998), um programa de exercícios executado regularmente durante períodos prolongados de tempo pode trazer importantes benefícios cardiovasculares. Os benefícios de exercícios aeróbios incluem o aumento da resistência muscular, aumento dos diâmetros das artérias coronárias e aumento do fluxo sanguíneo, sendo que estes dois últimos fatores estão relacionados à diminuição do risco de ataque cardíaco.

O controle da cinética da frequência cardíaca pode ter importantes implicações para reabilitação cardíaca e exercícios. Ao controlar a frequência cardíaca através de um computador com um ambiente minimamente supervisionado, o risco de lesionar ou sobrecarregar o paciente que utiliza cadeira de rodas como meio de locomoção primário pode ser minimizado (COOPER; FLETCHER-SHAW; ROBERTSON, 1998).

Devillard et al. (2007) afirmam que um programa de treinamento ou recondicionamento tem impacto positivo na qualidade de vida, permitindo ou aumentando a participação de indivíduos com lesão medular em atividades físicas ou atividades diárias. Os autores ainda afirmam que os programas de reabilitação devem ser adaptados para cada usuário e seu nível de lesão.

Kim et al. (2015) obtiveram resultados positivos na realização de um programa de exercícios com *hand-bike* por 6 semanas. Os participantes do estudo tiveram aumento de 7,4% de massa magra e redução de 9% na média de gordura corporal. Os níveis de insulina em jejum reduziram 37%. Outro resultado importante é que houve aumento da força muscular dos membros superiores, sendo 41,4% para extensão dos ombros, 34,6% para flexão dos cotovelos e 39% para abdução dos ombros. Quanto à capacidade cardiopulmonar, houve aumento de 26,2% no pico de consumo de oxigênio.

Buscando auxiliar a identificar o quadro do nível de atividade física dos usuários de cadeiras de rodas, Hiremath et al. (2016) desenvolveram um modelo de acompanhamento do gasto energético durante atividade física. Segundo os autores, o modelo desenvolvido pode estimar os níveis de atividade física de usuários em testes tanto em laboratório quando na residência do indivíduo. Essa medição pode auxiliar no alcance de um estilo de vida mais saudável.

2.5.1. Protocolos anaeróbios

No que se refere a protocolos de testes para avaliação do condicionamento físico, um dos mais conhecidos é o teste anaeróbio de Wingate. Este teste foi desenvolvido em Israel,

no Instituto Wingate, na década de 1970 e partiu da necessidade de obter informações sobre o desempenho anaeróbio, já que em atividades diárias e esportivas faz-se necessário a realização de movimentos de grande potência instantaneamente ou em poucos segundos. O teste tem duração de 30 segundos, em que o indivíduo gera a maior potência possível contra uma resistência fixa (FRANCHINI, 2002).

Dallmeijer et al. (1994) realizaram o teste de Wingate utilizando um ergômetro para cadeirantes em indivíduos com lesão medular. Foram quatro grupos baseados na altura da vértebra lesionada, sendo grupo I lesão da C4 a C8 com 6 indivíduos, grupo II lesão da Th1 a Th5 com 5 indivíduos, grupo III lesão da Th6 a Th10 com 5 indivíduos e grupo IV lesão da Th11 a L4 com 7 indivíduos. Os autores citam que o ergômetro utilizado é o mesmo dos estudos de Niesing et al. (1990). As variáveis monitoradas foram a potência, torque e velocidade. Através dos testes realizados, os autores identificaram que indivíduos com lesão medular cervical possuem menor potência anaeróbica do que os indivíduos com lesões torácicas ou lombares.

Vanlandewijck, Daly e Theisen (1999) realizaram um teste anaeróbio com 46 jogadores profissionais de basquete em cadeira de rodas sendo 5 com espinha bífida, 5 com diplegia espástica, 7 com lesão medular completa entre a vértebra torácica 3 e a lombar 1, 6 com lesão medular incompleta entre a vértebra torácica 3 e a lombar 4, 4 com poliomielite, 12 com amputação e 7 sem nenhum tipo de lesão que completaram a amostra. O teste anaeróbio consistiu em duas partes, sendo a primeira um sprint de 30 segundos em uma distância de 24 metros demarcada por cones a cada 2 metros em uma quadra. A segunda parte, responsável por validar a primeira, foi um teste de Wingate em um ergômetro de rolos computadorizado. A amostra para esta segunda parte foi de apenas 20 indivíduos. Em seu teste, os indivíduos impulsionaram a cadeira de rodas com a máxima potência durante 40 segundos, sendo que somente após os 10 segundos iniciais é que a carga foi aplicada. Isto foi feito para que a máxima velocidade fosse atingida. Os autores obtiveram um alto índice de correlação entre o teste feito em quadra e o teste feito no ergômetro, afirmando que este resultado torna válida e confiável a aplicação deste teste de quadra para avaliação do desempenho anaeróbio.

Jacobs et al. (2004) estudaram o efeito da variação de carga em exercícios para determinação da potência anaeróbica em indivíduos com tetraplegia utilizando o protocolo de Wingate. Foram testados 39 indivíduos, 33 homens e 6 mulheres, com lesões cervicais entre as vértebras C5 e C7. O equipamento utilizado foi uma bicicleta ergométrica Monark 834E modificada para realização de ergometria de braço e montada em uma mesa de altura regulável. As variáveis observadas foram o pico máximo de potência exercida e a média de potência exercida pelos indivíduos analisados. Os autores concluíram que a avaliação da

força e potência dos membros superiores é essencial para o processo de reabilitação em pessoas com tetraplegia e que o teste de Wingate é altamente confiável e reprodutível para indivíduos com limitações de movimentos nos membros inferiores. Ainda como resultado, foi indicado que a maior carga resistente possível para os tipos de lesão, em termo de porcentagem da massa corporal, foram 1% a 1,5% para o grupo C5, 1,5% a 2% para o grupo C6 e 3,5% para o grupo C7.

Novais (2010) utilizou em seu trabalho, que trata do desenvolvimento de um ergômetro para cadeirantes, uma adaptação do protocolo de Wingate para avaliação do condicionamento anaeróbio. Segundo a autora, o teste foi realizado com voluntários que possuíam paraplegia, algum tipo de amputação e com pessoas sem nenhum tipo de lesão ou amputação, sendo que há presença de atletas e não atletas, pois a mesma relata que houve dificuldade em recrutar voluntários para o teste. O nível de carga adotado é descrito pela autora do trabalho como sendo de 7,5% do peso corporal em concordância com o trabalho de Bar-Or (1987) e sob supervisão de um profissional de Educação Física. Antes do início do protocolo de 30 segundos, cada voluntário teve 2 minutos de aquecimento sem carga e após o final do protocolo mais 1 minuto de propulsão também sem carga. Foi possível determinar o nível de fadiga, potência relativa e absoluta e também de duas novas análises propostas, a energia equivalente absoluta, energia equivalente relativa (CUBIDES, 2010) e um índice de fadiga relativo à energia medida.

Molik et al. (2013) estudaram a relação do nível funcional com a potência anaeróbica em atletas femininas de ponta do basquete em cadeira de rodas. Foram analisados dois grupos principais, sendo a Categoria A com seis paraplégicas, uma tetraplégica, uma com espinha bífida e uma com paralisia cerebral – totalizando 9 indivíduos – e a Categoria B com duas atletas com espinha bífida, uma com paralisia cerebral, quatro com amputações nos membros inferiores, cinco com deficiências mínimas e duas com paresia de um dos membros inferiores – totalizando 14 indivíduos. Foi utilizado um ergômetro de braço da série Angio da empresa holandesa Lode cuja altura dos pedais foi regulada para a mesma dos ombros das atletas. As variáveis medidas foram o pico máximo de potência, a potência média alcançada durante todo o teste e o índice de fadiga. Segundo os autores, foi encontrada uma forte relação entre a classificação funcional e o desempenho anaeróbico, sendo que o grupo da categoria B que possui lesões menos severas foi o que apresentou melhores níveis de desempenho anaeróbico.

2.5.2. Protocolos aeróbios

No mesmo trabalho citado na seção anterior, Vanlandewijck, Daly e Theisen (1999) também avaliaram a capacidade aeróbia do mesmo grupo. O teste realizado nesta etapa denomina-se *Shuttle Run*, que consiste em um teste de agilidade onde os indivíduos percorrem um caminho de ida e volta em uma distância pré-definida. Neste caso, o trajeto a ser percorrido consistia em uma distância de 25 metros delimitada por duas linhas. A velocidade inicial era de 5 km/h e aumentavam em 0,5 km/h a cada 1 minuto. O teste era interrompido quando o indivíduo não conseguia alcançar a linha alvo. O último trecho não completado era então excluído da contagem. Este teste foi validado com um teste feito em um ergômetro de braço utilizando um protocolo incremental onde o indivíduo deveria manter um ritmo de 60 rpm com a carga sendo aumentada em 15 W a cada 3 minutos. As variáveis medidas nestes testes foram a frequência cardíaca, taxa de absorção de oxigênio ($\dot{V}O_2$) e distância percorrida. Em seus resultados, os autores não identificaram diferenças significativas entre o teste em quadra e o teste em laboratório no ergômetro. Porém, também foi identificado que para um quadro completo do desempenho de cada indivíduo, os dados de um teste anaeróbio também são necessários.

Knechtle et al. (2003) testaram cinco diferentes protocolos de testes em busca de um protocolo mais adequado para o treinamento de paratletas que disputam provas de corrida de curta e média distância. Os testes foram executados na própria cadeira dos atletas que foi fixada em uma esteira, entre dois retentores que permitiam uma amplitude de movimento de 0,6 metro e com uma inclinação de 0,7%. O tempo total para testar os cinco protocolos foi de 3 horas para cada atleta. Cada um teve um período de aquecimento de 10 minutos antes de começar e um período de descanso de 15 minutos entre cada protocolo. Os protocolos testados foram:

- Curta duração:
    - S1 – distância de 200 m, partindo do repouso com incremento de velocidade de 0,42 m/s quando solicitado;
    - S2 – distância de 800 m, partindo do repouso, com incremento de velocidade de 0,1 m/s quando solicitado;
- Média duração:
    - M1 – início com a velocidade média obtida em S1 e incremento de velocidade em 1 km/h a cada 10 s;
    - M2 – início com a velocidade média obtida em S2 e incremento de velocidade em 1 km/h a cada 60 s;

- Longa duração:
    - L – início com velocidade de 14 km/h e incremento da mesma em 2 km/h a cada 120 s.

Durante o teste era permitido que os atletas encostassem no retentor traseiro três vezes e o teste era interrompido caso houvesse uma quarta vez. O autor não informa qual era a distância a ser percorrida nos testes M1, M2 e L. Os autores do trabalho mencionam que este teste não pode ser comparado ao teste de Wingate pois a máxima potência só é atingida no final dos protocolos e não durante todo o teste como ocorre para o protocolo de Wingate. Eles detectaram que o nível de lactato aumentou conforme a duração do exercício aumentou, mas que era necessária a execução de mais testes e análises para obter alguma conclusão.

Outro grupo de autores que trabalharam no desenvolvimento de um novo protocolo de treinamento visando paratletas de corrida foram Müller, Odermatt e Perret (2004). Seu teste consiste de cinco baterias de 1500 metros, com um descanso de 2 minutos entre cada uma, com cinco intensidades diferentes: 1-aquecimento/recuperação, 2-treinamento aeróbio extensivo, 3-treinamento aeróbio intensivo, 4-treinamento na área de limiar anaeróbio e 5-intensidade de corrida. Os atletas não tinham acesso a informações sobre seu desempenho durante o teste, pois os autores queriam que o ritmo fosse mantido de acordo com a percepção de cada atleta. As únicas indicações dadas foram das marcas de 500 metros, 1000 metros e do final de cada bateria. Só houve encorajamento verbal durante os últimos 200 metros da bateria cinco porque foi comprovado que encorajamento frequente leva a um esforço máximo significantemente maior. Ao final de todos os testes foi calculado o coeficiente de variação (CV) do tempo total, velocidade média, frequência de propulsão, frequência cardíaca, taxa de esforço percebida (RPE) e concentração de ácido lático ao final de cada bateria. Este novo teste criado pelos autores obteve CV ≤ 9,5% para quase todos os parâmetros e, segundo a pesquisa que os mesmos fizeram da bibliografia, testes com ergômetros de cadeira de rodas cujos parâmetros apresentam CVs < 9,5% são adequados para uso prático. Foi destacado também que um “efeito de aprendizado” foi detectado e que melhores resultados seriam obtidos se todos os usuários passarem por um teste de aprendizagem antes de executarem o teste a ser realmente considerado. Este novo protocolo, segundo os autores, é mais adequado para atletas que estejam nos primeiros dois ou três anos de carreira e não é apropriado para atletas experientes já que a detecção de pequenos progressos no desempenho não é muito sensível.

Margonato (2008) realizou um teste incremental utilizando um ergômetro de rolos para cadeirantes com um grupo de 20 pessoas com lesão medular, sendo 10 sedentárias e 10 fisicamente ativas, em que a velocidade de propulsão devia ser aumentada em 2 km/h a cada

3 minutos. Em seus resultados, ele pôde notar que um treinamento regular trás uma melhor aptidão física aos usuários, comprovando o resultado também obtido por Tordi et al. (2001), que notou uma melhora na condição física destes indivíduos mesmo após um curto período de treino. Margonato também concluiu que os benefícios em longo prazo de um treinamento para pessoas com lesão medular são similares, do ponto de vista psicológico e fisiológico, aos obtidos por pessoas sem qualquer tipo de lesão.

Bulthuis et al. (2010) realizaram testes de capacidade aeróbia em exercícios de submáximo utilizando um ergômetro de braço Ergo-circle 1200™ e Ergo-circle 1500™ da empresa ERGO-FIT. O grupo avaliado consistiu de 30 pessoas sem qualquer tipo de limitação física. O protocolo de teste utilizado no trabalho foi uma adaptação de um protocolo denominado Astrand-Ryhming que consistiu em 6 minutos de teste, iniciando em uma carga de 25W e sendo incrementada de 5W durante os 3 primeiros minutos, mantendo-se constante nos 3 minutos finais. Segundo os autores, este protocolo adaptado utilizando o ergômetro de braço é uma alternativa útil e válida para a avaliação proposta.

Flores et al. (2013) realizaram a avaliação da potência aeróbia em praticantes de rugby em cadeira de rodas. O grupo avaliado foi formado por 10 atletas praticantes da modalidade sendo 9 indivíduos com lesão medular cervical até a C7 e um com lesão medular torácica alta na T1. O protocolo de avaliação aeróbia consistiu na delimitação de um perímetro de 75,32 metros, obtido pela demarcação de um retângulo de 25 x 15 metros com cantos chanfrados de 2 metros. Os indivíduos deveriam percorrer a maior distância possível em torno deste perímetro durante 12 minutos. Estes dados foram convertidos em milhas para estimativa da taxa máxima de absorção de oxigênio ($VO_{2máx}$). Os autores concluíram com os resultados dos testes que o protocolo usado enquadra-se nos níveis de referência de potência aeróbia de tetraplégicos de estudos anteriores de Franklin et al. (1990), conforme citado por Flores et al. (2013).

2.6. Sistema de Resistência Eletromagnético para Ergômetros

Como visto nas seções 2.4 e 2.5, é indicado que os ergômetros façam uso de sistemas computadorizados e sistemas de resistência eletromagnéticos. Entre estes sistemas, é muito comum o uso de freios eletromagnéticos.

Os primeiros trabalhos desenvolvidos que tentaram equacionar os efeitos das correntes parasitas datam do início do século 20. Davies (1963) faz referência aos trabalhos de Rudenberg em 1906 e Rosenberg em 1923. Ambos, porém, não foram bem-sucedidos

segundo o autor. O primeiro por não conseguir descrever o fenômeno físico – o que, segundo o autor, também foi o problema de um trabalho posterior em 1959 desenvolvido por Grun – e o segundo por não conseguir que seu equacionamento fosse válido para diferentes faixas de velocidade.

2.6.1. O modelo de Smythe

Smythe (1942) descreve o equacionamento do campo magnético e torque de um disco ferromagnético sob ação de correntes induzidas. Segundo o autor, o método apresentado por ele é baseado nos princípios formulados por Maxwell em 1873. Também é simples e preciso para uso de ímãs permanentes e não havia sido apresentado na literatura até aquele momento. Sua equação para o torque resistente em função da velocidade angular para um sistema de um polo com ímãs permanentes é,

$$T(\omega) = \omega.\gamma.\phi^2.D_1 \tag{2.1}$$

sendo que ω é a velocidade angular do disco no momento, γ é a condutividade do disco, ϕ é o fluxo magnético penetrando o disco e D_1 é um coeficiente obtido via integração para a geometria do disco.

O torque resistente em função da velocidade angular para um sistema de um polo com eletroímãs é dado por,

$$T(\omega) = \frac{\omega.\gamma.\mathscr{R}.\phi_0^2.D_2}{\left(\mathscr{R} + \beta_g^2.\gamma^2.\omega^2\right)^2} \tag{2.2}$$

sendo que $\mathscr{R}$ é a relutância magnética do disco, ϕ_0 é o fluxo magnético penetrando o disco em repouso e D_2 e β_g são coeficientes obtidos via integração para a geometria do disco. O autor por fim destaca que para cálculo de mais polos, deve-se utilizar a equação para um polo e multiplicar pelo número de polos desejados. Outra conclusão é que seu modelo não funciona para altas velocidades e o mesmo não informa em qual faixa de velocidade angular há confiança. Portanto, apesar de ser um modelo válido, apresenta o mesmo problema que os estudos de Rosenberg citados por Davies (1963).

2.6.2. O modelo de Davies

Davies (1963) fez um estudo teórico e experimental de correntes induzidas para freios eletromagnéticos. O autor cita que seus equacionamentos tomam por base o trabalho de Gibbs desenvolvido em 1946 e que conseguiu descrever bem o fenômeno de correntes induzidas para o indutor. Ele cita que, com as modificações adequadas, o modelo de Gibbs funcionaria para outras partes de um sistema que funcione por correntes induzidas, porém algumas insatisfações com este modelo o fizeram propor o seu próprio.

Em seu modelo, o autor fez uma aproximação do fenômeno em três dimensões para um modelo matemático em duas dimensões. Seu foco é calcular a excitação necessária para que um determinado torque de frenagem e velocidade sejam gerados no freio eletromagnético. Para isso, o método do autor baseia-se na solução da equação de difusão dada por:

$$\nabla^2 \vec{J} = \frac{\mu . \mu_0}{\rho} . \frac{\partial \vec{J}}{\partial t} \tag{2.3}$$

em que $\vec{J}$ é a densidade de corrente, ρ é a resistividade do material, μ é a permeabilidade relativa, μ_0 é a permeabilidade do vácuo e t é o tempo.

2.6.3. O modelo de Baran

Baran (1970) estudou a influência dos diferentes valores de campo magnético na geração das correntes induzidas que produzem a força de frenagem em discos. O modelo utilizado pelo autor é de um freio linear formado por duas fileiras de ímãs permanentes e uma placa metálica que se movimenta com uma determinada velocidade entre as duas fileiras de ímãs.

O autor utiliza série de Fourier para equacionar o campo magnético externo gerado pelos ímãs permanentes na direção z e que atuam na placa e para equacionar o campo elétrico na direção y. A força de frenagem age na direção x e para seu cálculo é resolvida uma integral volumétrica do produto dos dois campos citados e posteriormente multiplicado pela

condutividade e pela permeabilidade do vácuo. A equação final para o cálculo da força de frenagem é:

$$F = k.\sigma.\mu_0^2.v.d_{esp}.n.\alpha_{polo}.\beta_{polo}.H^2 \quad (2.4)$$

em que k é uma constante obtida experimentalmente para o disco, σ é a condutividade, μ_0 é a permeabilidade do vácuo, v é a velocidade da placa, d_{esp} é a espessura, n é o número de polos magnéticos, α_{polo} e β_{polo} são as dimensões do polo magnético e H é o campo magnético. O que se nota nesta equação é que a força de frenagem tende a aumentar conforme a velocidade também aumenta.

2.6.4. O modelo de Schieber

Em seu estudo, Schieber (1974) determinou o torque de frenagem exercido em um disco rotacional não magnético com um entreferro de ar entre os polos de um eletroímã. O método apresentado é uma adaptação diferente da solução geral de Smythe (1942). Nesta análise, a reação de armadura – que é o efeito magnético de reação do disco à excitação imposta – é desprezada. O efeito prático é que o resultado obtido torna-se similar aos já apresentados por Rosenberg em 1923 e Smythe (1942), ou seja, a solução é válida apenas para baixas velocidades. A equação desenvolvida por Schieber (1974) para o torque é:

$$T = \frac{1}{2}.\sigma.\delta.\omega.\pi.r_{ind}^2.m^2.B_z^2\left\{1 - \frac{\left(\frac{r_{ind}}{A_d}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{m_d}{A_d}\right)^2\right]^2}\right\} \quad (2.5)$$

sendo que σ é a condutividade do disco, δ é a espessura do disco, ω é a velocidade angular, r_{ind} é o raio de indução eletromagnético, m_d é a distância do centro do eixo até o centro da face do polo, A_d é o raio do disco e B_z é a densidade de fluxo magnético no eixo perpendicular ao plano da face do polo.

2.6.5. O modelo de Wiederick

Segundo Wiederick et al. (1987), uma das razões do fenômeno da força de frenagem magnética ser pouco estudada é que os modelos matemáticos são complexos e implicam na solução das equações de Maxwell em situações que dependem do tempo. O modelo analisado consiste de um disco fino movendo-se entre dois polos magnéticos retangulares de um eletroímã. O eletroímã produz um campo perpendicular a uma região do disco, sendo que a distância entre os polos é tão pequena que o campo é assumido como essencialmente uniforme e de magnitude desprezível fora desta área. A equação proposta pelos autores foi:

$$F = \alpha . \sigma . l_p . \delta . w . B_0^2 . v \tag{2.6}$$

sendo que α é um coeficiente geométrico adimensional, σ é a condutividade, l_p é o comprimento da área retangular do polo magnético, δ é a espessura do disco, w é a largura da área retangular do polo magnético, B_0 é a intensidade do campo magnético e v é a velocidade linear do disco. O coeficiente α é dado por:

$$\alpha = \left(1 + \frac{R}{r}\right)^{-1} \tag{2.7}$$

sendo que R é a resistência do disco e r o raio do disco.

Após testes experimentais, os autores concluem que seu modelo matemático possui uma validade razoável visto que o modelo proposto não conseguiu avaliar com alto grau de confiança o comportamento das correntes elétricas induzidas.

2.6.6. O modelo de Heald

Heald (1988) propôs uma alteração no modelo proposto por Wiederick et al. (1987). Esta alteração é uma nova expressão para descrever o fator α da Equação (2.7) pois, segundo Heald, o modelo anterior não considerava que as correntes induzidas apresentavam densidades diferentes ao longo dos diversos caminhos sob influência do campo magnético. O autor também considera que as correntes induzidas não são ortogonais como proposto por Wiederick et al. (1987). A equação para o novo coeficiente é:

$$\alpha_{ci} = 1 - \frac{1}{2\pi}.\left[4.\tan^{-1}\left(\frac{h}{w}\right) + \frac{h}{w}.\ln\left(1 + \frac{w^2}{h^2}\right) - \frac{w}{h}.\ln\left(1 + \frac{h^2}{w^2}\right)\right] \quad (2.8)$$

sendo que h e w são, respectivamente, a altura e a largura da área do polo magnético.

Segundo o autor, utilizando este novo fator α_{ci} nos cálculos realizados por Wiederick et al. (1987) elimina grande parte da discrepância de 3,1% encontrada entre o modelo matemático e o modelo experimental.

2.6.7. O modelo de Wouterse

Wouterse (1991) utilizou parte dos trabalhos de Smythe (1942) e Schieber (1974) na tentativa de encontrar uma solução para a equação do torque que seja válida tanto em baixas quanto em altas velocidades. Em seus primeiros cálculos, o autor chegou às mesmas relações que Smythe e Schieber, afirmando o resultado destes para baixas velocidades. A partir daí o autor faz três considerações a respeito do campo magnético no entreferro dos polos magnéticos:

a) A velocidades muito baixas o campo difere levemente do valor do campo quando a velocidade é zero. No lado no qual o disco de cobre entra no entreferro dos polos, a indução magnética é levemente menor que B_0 e levemente maior do que no lado de saída;
b) Na velocidade na qual o conjugado é máximo, a indução média sob os polos torna-se significantemente menor que B_0, embora em uma pequena região próximo a saída o valor de B_0 ainda seja excedido;
c) Em velocidades mais altas, a indução magnética tende a decrescer ainda mais. A indução média sob o polo reduz-se para um quarto do valor de B_0 quando a velocidade é de cerca de três vezes o valor crítico.

A proposta de Wouterse parte do princípio de que a potência é constante e, portanto, a relação entre velocidade e força de frenagem tendem a ser inversamente proporcionais. Segundo o autor, a resistência efetiva que a corrente deve percorrer no disco é,

$$R_{ef} = \frac{\pi . D}{d . \xi . x} . \rho \tag{2.9}$$

sendo que a corrente que percorrerá o caminho com esta resistência é dada por,

$$i = \frac{B_0 . x}{\mu_0} \tag{2.10}$$

sendo que D é o diâmetro do polo magnético, d é a espessura do disco, ξ é a razão entre a largura da zona de indução e a distância do entreferro na distribuição de corrente assintótica em torno dos polos, x é a distância do entreferro entre os polos magnéticos já considerando a espessura do disco, ρ é a resistência específica do material do disco, B_0 é o campo magnético e μ_0 é a permeabilidade do vácuo.

A equação para a força de frenagem proposta pelo autor é dada por,

$$F_e(v) = \hat{F}_e \frac{2}{\frac{v_k}{v} + \frac{v}{v_k}} \tag{2.11}$$

sendo que,

$$\hat{F}_e = \frac{1}{\mu_0} \sqrt{\left(\frac{C}{\xi}\right)} . \frac{\pi}{4} . D^2 . B_0^2 . \sqrt{\left(\frac{x}{D}\right)} \quad ; \quad v_k = \frac{2}{\mu_0} \sqrt{\left(\frac{1}{C . \xi}\right)} . \frac{\rho}{d} . \sqrt{\left(\frac{x}{D}\right)} \tag{2.12}$$

sendo que v é a velocidade e C é a razão da resistência total do disco pela resistência da parte sob o polo, dada por,

$$C = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{4} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{CP}}{A_d}\right)^2 \left(\frac{A_d - R_{CP}}{D}\right)^2} \right] \tag{2.13}$$

em que A é o raio do disco e R_{CP} a distância entre o centro do polo magnético e o centro do disco. O autor destaca que o único termo difícil de ser determinado é o ξ, porém um erro de estimativa deste fator não causa grande influência nas equações.

Por fim, o autor conclui que seu modelo, apesar de não ser completamente preciso, fornece uma melhor estimativa das forças de frenagem em termos da velocidade que os estudos anteriores, resultando em uma ferramenta útil para a compreensão de um freio de correntes de Foucault.

2.6.8. O estudo de Barnes, Hardin, Gross e Wasson

Barnes et al. (1993) fizeram uso dos modelos determinados anteriormente por outros autores (HEALD, 1988; WOUTERSE, 1991) para desenvolver uma ferramenta computacional, chamada de EBRAKE, que fosse capaz de auxiliar no projeto de freios eletromagnéticos. O programa seria capaz de calcular o torque de frenagem em função da velocidade para uma dada geometria e corrente nas bobinas. Segundo os autores, o programa EBRAKE fornecido para a indústria alcança seu objetivo com sucesso permitindo que alterações dos parâmetros do freio sejam estudadas virtualmente antes da fabricação do protótipo.

2.6.9. O modelo de Simeu e Georges

Simeu e Georges (1996) partiram dos modelos anteriores propostos por Wouterse (1991) e contemporâneos, como Venkataratnam em 1982 e Yannopoulos no mesmo ano, para produção de seu modelo. Inicialmente, os autores equacionaram a dissipação total no freio eletromagnético e a dividiram pela velocidade, obtendo uma equação para a força de frenagem em baixas velocidades, que é acrescida do fator C da Equação (2.13) do modelo de Wouterse para levar em consideração a resistência do caminho de retorno da corrente induzida no disco. Então,

$$f_d = \frac{\pi}{4\rho}.D^2.d.B^2.v.C \tag{2.14}$$

Na sequência, os autores descrevem o fluxo magnético (B) como,

$$B = \begin{cases} B_r + \epsilon\mu_0 H & para \quad H > 0 \\ -B_r + \epsilon\mu_0 H & para \quad H < 0 \end{cases} \tag{2.15}$$

sendo que B_r representa a indução magnética residual e a inclinação de $\epsilon\mu_0$ representa a permeabilidade do material. Levando em consideração que a excitação pode ser definida como $H = N.i_e$, sendo N o número de espiras da bobina e i_e a corrente de excitação, a expressão total para o torque de frenagem proposta pelos autores é,

$$f_b = (\alpha_0 + \alpha_1.i_e + \alpha_2.i_e^2).v \tag{2.16}$$

em que,

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= f_0 + \frac{\pi}{4\rho} D^2.d.B_r^2.C \\ \alpha_1 &= \pm\frac{\pi}{2\rho} D^2.d.B_r^2.C.N.\epsilon.\mu_0 \\ \alpha_2 &= \frac{\pi}{4\rho} D^2.d.C.N^2.(\epsilon.\mu_0)^2 \end{aligned} \tag{2.17}$$

As Equações (2.16) e (2.17) dão origem a um modelo de estado que representa o comportamento de entrada-saída do sistema, ou seja,

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = (a + b.u + c.u^2).x_1 + x_2 \\ \dot{x}_2 = 0 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2.18}$$

sendo que $u \in \Omega = [0\ i_{emáx}]$ é a corrente de excitação, $a_{it} = -\alpha_0/I$, $b_{it} = -\alpha_1/I$, $c_{it} = -\alpha_2/I$ e I é a inércia total do processo. A saída y a ser controlada representa a velocidade do processo e o estado x_2 é proporcional ao torque de frenagem do processo. Segundo os autores, para solução do modelo e determinação dos parâmetros a_{it}, b_{it} e c_{it} são necessárias técnicas numéricas.

2.6.10. O modelo de Qian e Kachroo

Qian e Kachroo (1997) descrevem um novo modelo matemático para o freio eletromagnético de corrente induzida, afirmando que este modelo é melhor do que os apresentados até então na literatura por Smythe (1942), Schieber (1974) e Wouterse (1991). A abordagem utilizada é modificar o modelo proposto por Smythe de acordo com as observações feitas por Wouterse. Para isso, uma das primeiras mudanças é tratar a relutância da Equação (2.2) do modelo de Smythe como uma função da velocidade e não uma constante, o que reflete as observações de Wouterse sobre o que ocorre na região de indução em altas velocidades. A expressão para determinação da relutância é:

$$\mathscr{R} = \frac{C_1 + C_2.\omega + C_3.\omega^3}{1 + C_4.\omega^2} \tag{2.19}$$

em que as constantes C_i dependem dos dados construtivos de cada freio eletromagnético que se queira analisar.

Substituindo a Equação (2.19) na Equação (2.2) do modelo de Smythe, os autores obtiveram a seguinte expressão para o torque de frenagem:

$$T = \frac{k_1.\omega}{\left(1 + \frac{k_2.\omega^2 + k_3.\omega^4}{1 + k_4.\omega + k_5.\omega^3}\right)} \tag{2.20}$$

Segundo os autores, este modelo está em concordância com os modelos anteriores, exceto para o modelo de Smythe em altas velocidades – o que não representa uma desvantagem visto que este modelo não era preciso para estes casos – e consegue descrever corretamente o comportamento do freio em altas velocidades. Para solução do modelo, os autores recomendam o uso do método dos mínimos quadrados.

Os autores executaram testes experimentais utilizando um freio eletromagnético modelo CC 250 da Omega Technologies e observaram uma concordância satisfatória entre o modelo proposto e os dados originais do freio, tendo desempenho melhor que os modelos de Smythe (1942) e Wouterse (1991).

2.6.11. O modelo de Lee e Park

Entre 1999 e 2002 Kapjin Lee e Kyihwan Park desenvolveram uma série de estudos a respeito de freios eletromagnéticos (LEE; PARK, 1999, 2001a, 2001b, 2002). Em sua primeira proposta no trabalho de 1999, os autores iniciam a análise do sistema através do circuito magnético do sistema, de onde as seguintes relações podem ser extraídas:

$$\Phi = \frac{\mathscr{F}}{\mathscr{R}} \quad ; \quad \mathscr{F} = N.i \quad ; \quad \mathscr{R} = \frac{l_g}{\mu_0.S} \tag{2.21}$$

sendo que Φ é a quantidade total de fluxo, $\mathscr{F}$ é a força magnetromotriz, N representa o número de voltas, i é a corrente aplicada, l_g é a distância do entreferro, μ_0 é a permeabilidade do ar e S é a área do polo magnético de indução. Combinando as expressões da Equação (2.21) pode-se obter a densidade de fluxo magnético B:

$$B = \frac{1}{S}\Phi = \frac{1}{S}\frac{\mathscr{F}}{\mathscr{R}} = \frac{\mu_0.N.i}{l_g} \tag{2.22}$$

Outro fator importante, a densidade de corrente induzida no centro do polo pode ser escrita como:

$$J = \sigma\left(R.\dot{\theta} \times B\right) \tag{2.23}$$

em que σ e é a condutividade, $\dot{\theta}$ a velocidade angular do disco e R a distância do centro do disco ao centro da área de indução do polo magnético. Sabendo que a dissipação total de potência (P_d) pode ser escrita como o produto $\rho J^2 \times volume\ do\ disco$, pode-se obter a equação do torque de frenagem:

$$T_b = \frac{P_d}{\dot{\theta}} = \sigma.R^2.S.d.\left(\frac{\mu_0.N}{l_g}\right)^2.i^2.\dot{\theta} \tag{2.24}$$

em que d a espessura do disco. Os autores ainda incluíram na Equação (2.24) os fatores de modificação α_{ci}, já demonstrado no modelo de Heald na Equação (2.8), e C, também já demonstrado de forma semelhante na Equação (2.13) do modelo de Wouterse. A equação do torque de frenagem pode ser reescrita então como:

$$T_b = \alpha_{ci}.C.\sigma.R^2.S.d.\left(\frac{\mu_0.N}{l_g}\right)^2.i^2.\dot{\theta} \tag{2.25}$$

Em seus trabalhos posteriores entre 2001 e 2002, os autores desenvolveram um modelo para a equação do torque de frenagem utilizando a lei de Coulomb e a lei de Lorentz, considerando também o número magnético de Reynolds (R_m). A dedução deste equacionamento parte do equacionamento da densidade de corrente nas direções x e y para um disco infinito e posterior aplicação das condições de contorno para um disco finito. O torque de frenagem é resultante do produto entre o braço de momento do centro do disco até o centro do polo magnético de indução pela força de frenagem. A equação então fica:

$$T_b = r' \times F = -d.B_z \int_S r'.J_{r'}.dS \tag{2.26}$$

sendo que r' é a distância do centro do disco ao centro do polo magnético e $J_{r'}$ é a densidade de corrente com as condições de contorno para um disco finito aplicadas. O número magnético de Reynolds é definido como a razão entre B_i/B_z, onde B_i é o fluxo magnético induzido e B_z é a densidade de fluxo. O número magnético de Reynolds então fica:

$$R_m = \frac{B_i}{B_z} = \frac{\mu_0.I_{r'}}{2l_g}.\frac{1}{B_z} \tag{2.27}$$

sendo que $I_{r'}$ é a componente radial da corrente induzida da rede na projeção da área do polo e pode ser obtida por integração numérica da densidade de corrente $J_{r'}$. Conforme a velocidade aumenta, o número magnético de Reynolds também aumenta e a densidade de fluxo magnético da rede no entreferro (B_Z) decresce, ou seja,

$$B_Z = B_z e^{-R_m} \tag{2.28}$$

e a equação para o torque de frenagem pode ser reescrita então como

$$T_b = -d.B_Z \int_S r'.J_{r'}.dS \tag{2.29}$$

A Equação (2.29) trata do torque de frenagem para apenas um polo magnético. Para o caso de utilizar-se mais de um polo magnético, a equação se torna:

$$T_b = -\sum_{i=1}^{n} d.B_{Z_i} \int_{S_i} r'.J_{r'}.dS \tag{2.30}$$

Os autores testaram seu modelo utilizando um aparato experimental que consiste de um motor elétrico com um disco acoplado em seu eixo, sendo que este disco gira dentro do campo eletromagnético gerado pelas bobinas. Os resultados obtidos indicaram boa precisão para baixas velocidades, porém um alto erro para altas velocidades. Este erro foi associado pelos autores à condutividade ser dependente da temperatura e a interferência do fluxo magnético induzido que causa redução do fluxo magnético que passa pela área de projeção do polo magnético.

2.6.12. O estudo de Karakoc, Park e Suleman

Karakoc, Park e Suleman (2012) estudaram um freio eletromagnético numericamente utilizando um programa comercial de elementos finitos denominado COMSOL Multiphysics®. O programa foi utilizado para solucionar a densidade de fluxo de corrente quando há presença de um campo externo. Para validar os resultados do estudo numérico, os autores utilizaram o modelo analítico de Lee e Park (2002).

O estudo testou configurações de freio eletromagnético com campo constante (DC) e com campo variante (AC), sendo que este último não possui modelos analíticos descritos na literatura. O modelo numérico foi validado com sucesso pelo método analítico escolhido. Os

autores concluem que a utilização de um campo magnético variante pode melhorar a performance do torque de frenagem tanto em baixas quanto em altas velocidades.

2.7. Sistemas com Microcontroladores

Um dos fatores que encarecem projetos dependentes de controle e aquisição de sinais é o sistema eletrônico utilizado para realizar esta tarefa (KATRANCIOĞLU; SAVAŞ; ERDAL, 2010; MONORANJAN SINGH; SARMA, 2012). Isto ocorre devido a taxas de importação, pois na maioria das vezes estes sistemas não estão disponíveis no país; por conta de, mesmo os equipamentos mais simples, contarem com recursos as vezes desnecessários para o tipo de aplicação em que serão utilizados (MONORANJAN SINGH; SARMA, 2012); e também devido ao próprio renome do fabricante.

Como alternativa, muitos alunos e pesquisadores optam por desenvolver seu próprio sistema de aquisição utilizando microcontroladores, produzindo assim um sistema voltado à atividade a ser desenvolvida e de custo bem menor com relação a sistemas já disponíveis no mercado. Algumas opções bem utilizadas são o microcontrolador PIC16F877 (BENGHANEM, 2009; KATRANCIOĞLU; SAVAŞ; ERDAL, 2010; MONORANJAN SINGH; SARMA, 2012) e o PIC18F4550 (CALABRIA; DEZA, 2010; MONORANJAN SINGH; CHANDRA SARMA; GOPIL SINGH, 2012).

Benghanem (2009) utilizou o PIC16F877 associado a outros componentes para produzir um sistema de aquisição voltado para precisão. A característica mais interessante deste sistema é a implementação de comunicação via wireless entre a placa e o computador, necessitando apenas de que este último possua conexão com a internet.

Katrancioğlu, Savaş e Erdal (2010) abordam o problema do ponto de vista dos estudantes. Sua solução foi projetar um sistema de aquisição formado por um módulo central baseado no PIC16F877 que pode então ser conectado a módulos menores para aumentar o número de portas disponíveis. Para conexão com o computador é utilizado um componente de padrão serial RS232. Os resultados obtidos com a aquisição de um sinal senoidal mostraram boa coerência com a fonte. Esta coerência, no entanto, diminui à medida que mais sinais simultâneos são adquiridos pela placa devido à queda da taxa de aquisição da mesma, tornando este o fator limitante de operação deste projeto.

Calabria e Deza (2010) projetaram um sistema de aquisição utilizando o PIC18F4550 e o PIC16F690 com oito canais digitais e taxa de aquisição de 450 mil amostras por segundo. Este sistema é modular e lida com quatro megabits de dados por módulo, podendo alcançar um gigabyte de dados e 2040 canais se utilizado em combinação máxima de 255 módulos

interconectados. Esta configuração é feita utilizando o PIC18F4550 funcionando a 48 MHz para controlar uma base central que transmite os dados ao computador via USB. Os módulos a serem conectados nessa base central fazem uso do outro microcontrolador citado, o PIC16F690, funcionando a 20 MHz. Os autores destacam como fator limitante de seu projeto o número de amostras combinadas com a taxa de aquisição pois o tempo total para a execução da tarefa pode ser inviável para a aplicação em questão.

Monoranjan Singh e Sarma (2012) e Monoranjan Singh, Chandra Sarma e Gopil Singh (2012) desenvolveram trabalhos parecidos. O primeiro faz uso de um PIC12F675 para projeto de um sistema de aquisição de quatro canais analógicos com 10 bits de resolução. Este sistema é mais simples e voltado para sinais de baixa frequência de aquisição, fazendo a coleta dos dados uma vez por segundo. Nesta versão, não há portas de controle. O autor destaca que o resultado da coerência entre o sinal adquirido e os pontos armazenados para reconstrução do gráfico em programa externo é satisfatória. O segundo trabalho já faz uso de um microcontrolador com mais recursos, o PIC18F4550. Nesta versão há oito canais analógicos de 10 bits de resolução para aquisição dos sinais. O autor não cita a taxa de aquisição deste novo sistema, mas confirma bons resultados em testes de aquisição utilizando sensores de temperatura. Outro fator destacado é que, embora usada somente para aquisição neste projeto, esta placa também pode ser utilizada para controle com algumas poucas modificações.

Outra classe de microcontroladores encontrada na literatura são os controladores de sinal digitais, comumente referidos como dsPIC. Estes dispositivos possuem maior memória de armazenamento e velocidades de processamento maiores, entre outras vantagens.

Sedghisigarchi (2011) desenvolveu um controlador microprocessado para controle de alta temperatura de células de combustível do tipo PEM. Foi utilizado no projeto o dsPIC33FJ256GP710 do fabricante Microchip, tendo sido escolhido por suas características de alta performance e precisão. Segundo o autor, o sistema projetado trabalha com vários *loops* concorrentes e foi testado em células de combustível de alta temperatura em diferentes condições de carga, tendo atingido uma operação robusta e segura dentro dos parâmetros de erro desejados.

Lin e Liu (2011) projetaram um torquímetro sem fio utilizando sistemas embarcados. Neste trabalho um dsPIC33FJ256GP710A do fabricante Microchip foi utilizado para controle do sistema e operação das transmissões de sinal. O sistema proposto utiliza sensores do tipo SAW (ondas acústicas de superfície, em tradução livre) para execução das medições sem a necessidade de uma barra de torção para conversão da deflexão angular. Os autores afirmam que os testes executados experimentalmente validaram o sistema de medição proposto.

Hadj Dida et al. (2015) desenvolveram um controlador de velocidade para motores de indução trifásicos. O objetivo foi a implementação de algoritmos que fizessem a predição da velocidade do motor por meio do controle de corrente elétrica, sem o uso de sensores mecânicos. Foi utilizado o dsPIC30F4011 do fabricante Microchip para implementação deste sistema. Segundo os autores, o sistema implementado foi capaz de realizar os cálculos e fornecer uma boa dinâmica para estimar a velocidade angular.

Khergade, Bodkhe e Rana (2016) trabalharam no controle de malha fechada de motores de fluxo permanente para veículos elétricos. Foi utilizado para o projeto um dsPIC33EP256MC202 do fabricante Microchip. Os autores fizeram uso dos pinos dedicados para controle PWM do dispositivo e também de um sensor de efeito Hall. De acordo com os testes e simulações executadas, os autores concluem que o circuito de malha de controle projetado e implementado no dsPIC atingiram seu objetivo no controle da velocidade.

Liu et al. (2016) projetaram um conversor DC-DC bidirecional universal utilizando um dsPIC33FJ16GS502 do fabricante Microchip para execução dos algoritmos de controle. Este tipo de sistema é utilizado para realizar a interface entre sistemas de geração de energia renovável e os sistemas de armazenamento desta energia gerada. De acordo com os autores, o sistema de controle projetado demonstrou-se eficiente para a operação desejada, atingindo uma melhora de até 12,2% para certas condições de carga.

Shinde et al. (2016) trabalharam no desenvolvimento de um sistema de controle para motores utilizando algoritmo SVPWM (modulação de largura de pulso por vetor espacial, em tradução livre). Para implementação do algoritmo de controle foi escolhido um dsPIC33EP256MU806 do fabricante Microchip, sendo que esta escolha foi baseada principalmente no desempenho do módulo PWM de alta velocidade disponível neste dispositivo. É destacado também o baixo custo do dispositivo frente a sua capacidade de processamento e memória. Os autores concluíram que o sistema projetado utilizando este dispositivo foi capaz de executar o algoritmo de controle proposto com sucesso.

Rojas et al. (2016) desenvolveram um sensor de captura de imagens sem fio para ser utilizado em monitoramento do meio ambiente para preservação de animais e plantas. O dispositivo escolhido para implementação do sistema foi o dsPIC33EP504GP do fabricante Microchip por conta do número de entradas disponíveis e tamanho reduzido, o que auxilia no objetivo de ter um dispositivo final de dimensões reduzidas. Os testes realizados com o equipamento projetado mostraram ser possível a captura de duas fotos de 2 MP, tiradas em sequência, dentro de 1 segundo. Os autores concluem que este resultado é satisfatório para o sistema pois está dentro dos parâmetros de operação de câmeras de monitoramento para o meio ambiente existentes.

Merzouk et al. (2016) trabalharam no desenvolvimento de um interferômetro de baixo custo com sistema de aquisição dedicado. O dispositivo escolhido para implementação do sistema de aquisição foi o dsPIC33EP512MU810 do fabricante Microchip. Segundo os autores este chip foi escolhido devido a sua capacidade de processamento e precisão. O sistema implementado realizou a aquisição de quatro sinais paralelos simultaneamente e teve resultado satisfatório. Os autores indicam que em um trabalho futuro seria interessante a adição de filtros para melhora do sinal, porém, destacam que consideram o sistema apto para substituir o sistema comercial do fabricante *National Instruments* utilizado em seu laboratório.

CAPÍTULO III

O ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES

Desde o ano 2007 o Laboratório de Projetos Mecânicos da Universidade Federal de Uberlândia atua na linha de pesquisa relacionada com o desenvolvimento de equipamentos do tipo ergômetros voltados para pessoas com deficiência ou mobilidade reduzida. Este capítulo apresenta a evolução do ergômetro para cadeirantes e a proposta para o novo protótipo em desenvolvimento que vai utilizar os sistemas eletrônicos desenvolvidos neste trabalho. O primeiro protótipo apresentado é denominado ERG-CR09 e foi desenvolvido por Novais (2010) e Cubides (2010). O segundo protótipo é denominado ERGO1 e foi desenvolvido pelo autor desta tese em seu mestrado (VIEIRA, 2012).

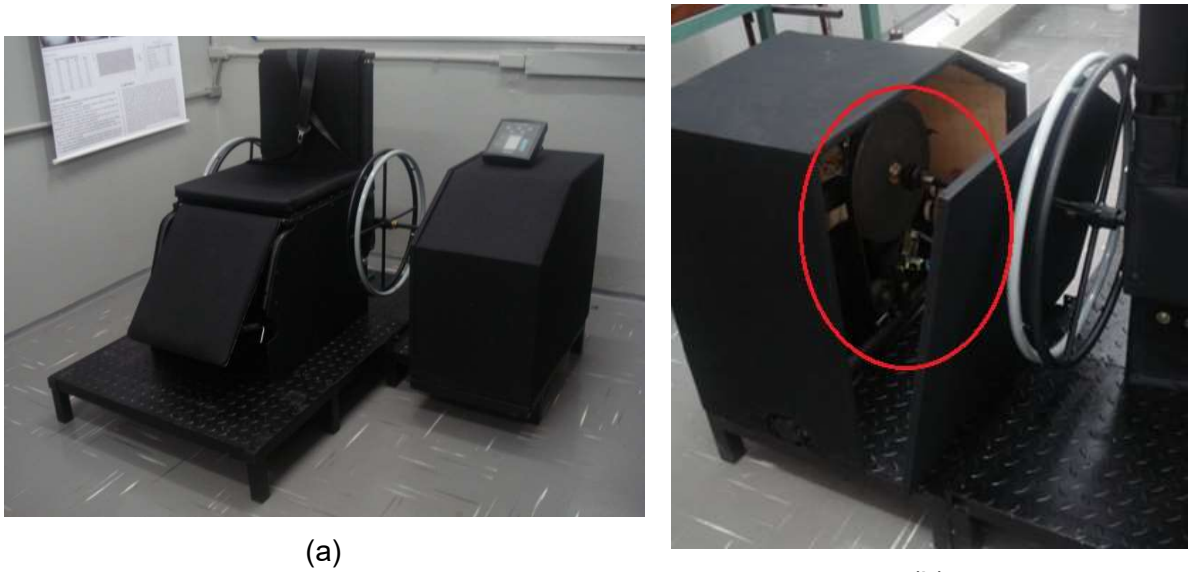
O novo protótipo, denominado de terceira versão do ergômetro para cadeirantes, vem sendo desenvolvido no Laboratório de Projetos Mecânicos e Núcleo de Habilitação e Reabilitação em Esportes Paralímpicos (NH/Resp). Além dos sistemas eletrônicos desenvolvidos pelo autor neste trabalho, houve contribuição do mesmo no desenvolvimento da estrutura principal. Esta estrutura será apresentada nesta seção para melhor compreensão dos sistemas desenvolvidos neste trabalho e suas atuações.

3.1. Versões dos Protótipos do Ergômetro para Cadeirantes

O primeiro protótipo intitulado ERG-CR09 foi desenvolvido entre os anos de 2007 e 2010 em duas dissertações de mestrado (CUBIDES, 2010; NOVAIS, 2010). No primeiro trabalho foi desenvolvida a parte estrutural do ergômetro e o segundo trata dos dispositivos eletromagnéticos e eletrônicos. Este ergômetro era formado por duas partes – uma que consistia no assento suspenso e aros de propulsão e outra que consistia no módulo do freio

eletromagnético – conectadas entre si pelo eixo que partia da polia principal do sistema de resistência eletromagnético e sustentava os aros de propulsão. A Figura 3.1 mostra o primeiro protótipo construído e o detalhe do eixo conectando o sistema de resistência eletromagnética aos aros de propulsão.

Este primeiro equipamento possuía dimensões ergonômicas similares a uma cadeira de rodas padrão, não apresentando qualquer possibilidade de ajuste da altura do assento com relação à base, posicionamento do assento com relação aos aros, inclinação do assento ou aros e ajuste do encosto do banco. Era possível apenas a modificação do ângulo do apoio dos pés, mesmo assim, em valores pré-determinados.



(a) (b)

Figura 3.1 – ERG-CR09 (a) Visão geral do protótipo (b) Detalhe do eixo saindo do freio eletromagnético e sustentando os aros de propulsão. Fonte: Novais (2010).

Quanto à execução de protocolos de avaliação, o equipamento em questão era voltado somente para a execução do protocolo de Wingate, apesar de ser possível utilizá-lo de maneira adaptada para execução de protocolos aeróbios. O gráfico da potência desenvolvida pelo usuário era visualizado em tempo real e ficava disponível para visualização ao final do teste, assim como o gráfico da energia equivalente (CUBIDES, 2010). O programa gerava um relatório em *html* e arquivo de dados *txt* com os pontos dos gráficos. O aplicativo em questão foi desenvolvido em ambiente LabVIEW e utilizava uma placa modelo NI USB-6009 da *National Instruments* para aquisição dos dados. O único dado adquirido pela placa era o pulso emitido por um *encoder* para medição da velocidade angular dos aros. As informações de torque eram previamente calibradas via equacionamento matemático. O freio eletromagnético

utilizado foi retirado de uma bicicleta ergométrica e adaptado ao sistema, possuindo 8 níveis diferentes de torque resistivo que podiam ser selecionados pelo aplicativo de controle. A Figura 3.2 mostra a estrutura da tela de saída e aquisição de dados durante a realização dos testes.

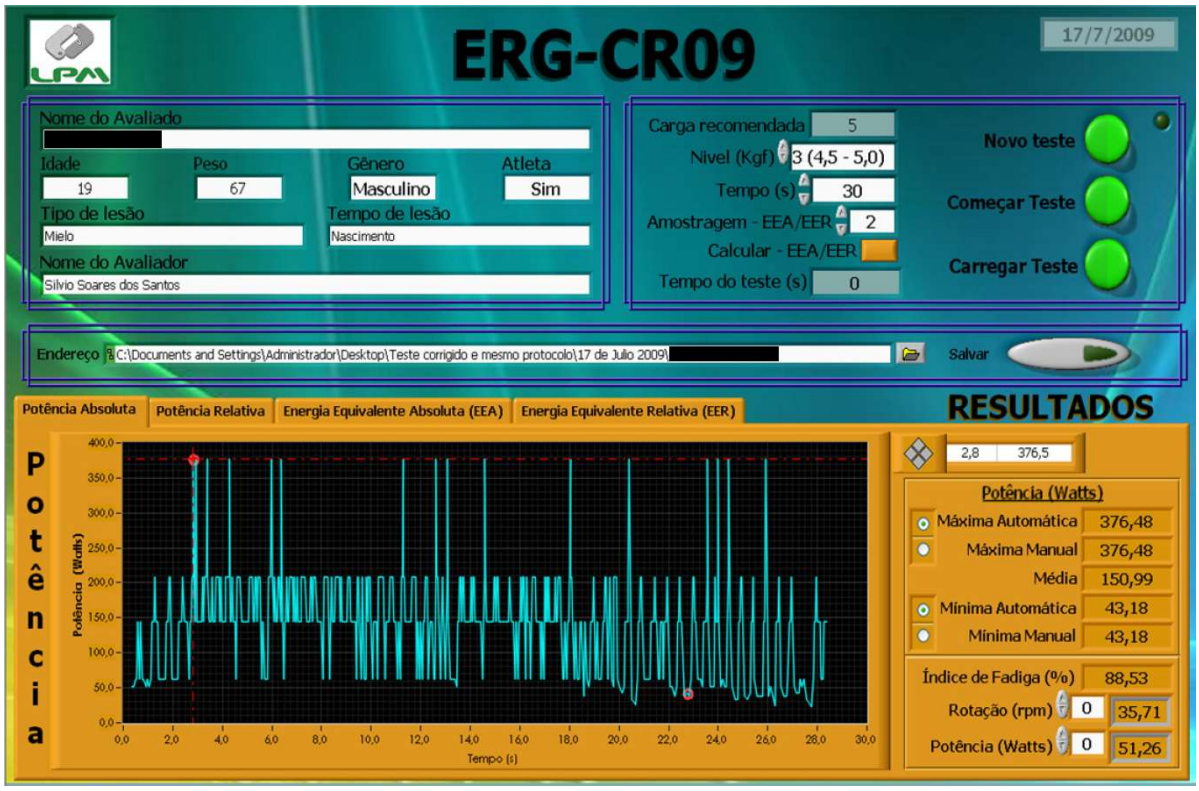


Figura 3.2 – Aplicativo desenvolvido em ambiente LabVIEW para o primeiro ergômetro. Fonte: Cubides (2010).

Durante a fase de testes deste protótipo várias modificações foram levantadas que poderiam melhorar as condições operacionais do equipamento e fornecer dados mais efetivos para a avaliação de condicionamento físico. A partir disso, o segundo protótipo foi desenvolvido.

Esta versão foi denominada de ERGO1 e foi desenvolvida entre os anos de 2010 e 2012 na dissertação de mestrado do autor desta tese (VIEIRA, 2012). Esta nova versão unificou o módulo do freio eletromagnético com o módulo dos aros de propulsão, tornando a estrutura mais compacta. As peças de aço também foram trocadas por perfis de alumínio visando a redução do peso do equipamento como um todo. O freio eletromagnético utilizado ainda é o mesmo do protótipo anterior. A Figura 3.3(a) mostra o segundo protótipo desenvolvido.

Uma novidade deste protótipo é a possibilidade de ajuste do assento e seu encosto. A estrutura do assento corre dentro de dois trilhos na parte superior do ergômetro que possui perfurações laterais para que o assento seja fixado na posição escolhida. O encosto por sua vez também desliza por meio de trilhos sobre o assento, porém seu ajuste final na posição escolhida é feito através do aperto de parafusos. Estes ajustes podem ser vistos na Figura 3.3(b). Esta versão também possui cintos de segurança para melhor sustentação de usuários cuja lesão não permita a sustentação própria do tronco.



(a)

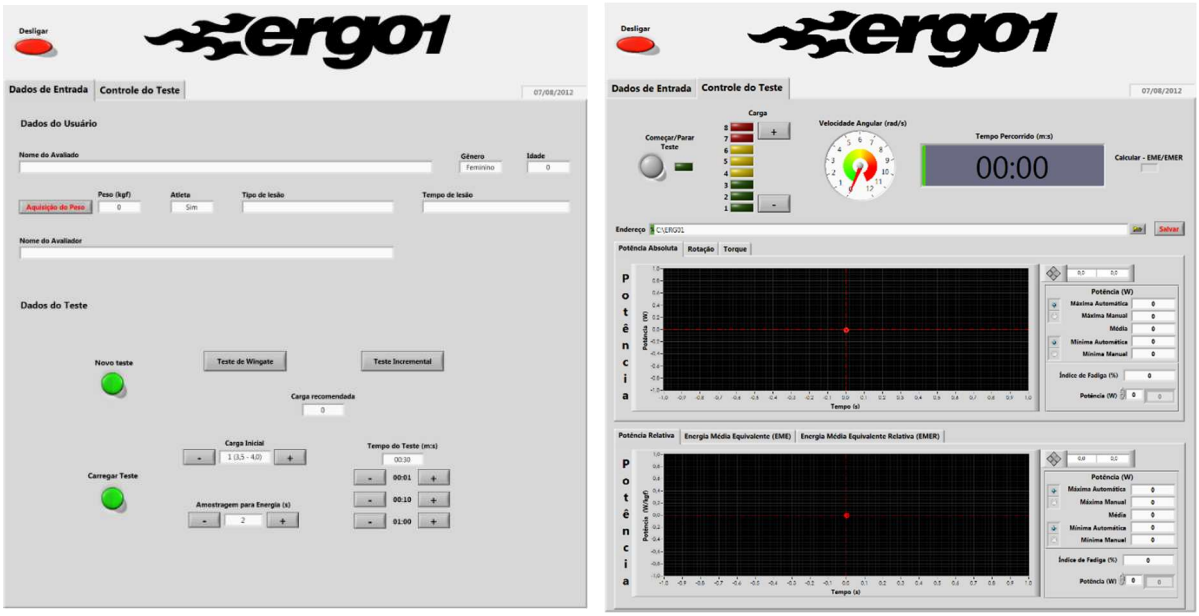


(b)

Figura 3.3 – ERGO1 (a) Visão geral do equipamento (b) Detalhe dos ajustes do assento e do encosto.

Outras adições feitas foram os volantes de inércia aos aros de propulsão para corrigir um problema da versão anterior. Durante a propulsão dos aros, a ação do freio eletromagnético fazia com que os mesmos parassem durante a fase de recuperação do movimento dos braços o que afastava o ergômetro da realidade de propulsão de uma cadeira de rodas.

O programa de controle foi refeito, porém ainda utilizando o ambiente LabVIEW e a mesma placa de aquisição da National Instruments. O encoder para aquisição da velocidade angular também é o mesmo, porém revisto para melhor aquisição dos pontos de velocidade. Foi adicionado um torquímetro, feito no próprio eixo do equipamento, para aquisição do torque resistivo em tempo real. Há também uma célula de carga na estrutura do assento para aquisição automática do peso do usuário, visto que esta informação é utilizada para determinar a carga resistiva a ser vencida durante o protocolo de exercício executado. A Figura 3.4(a) mostra a tela do aplicativo de controle para entrada de dados do usuário e scolha do protocolo a ser realizado. Já a Figura 3.4(b) exibe a tela de acompanhamento em tempo real do protocolo em execução.



(a) (b)

Figura 3.4 – Aplicativo de controle desenvolvido em LabVIEW para o ERGO1 (a) Tela de entrada de dados (b) Tela de controle do protocolo em curso.

O grande problema encontrado nesta etapa foi com a aquisição dos sinais e operações de controle. Quando todos os sinais eram conectados para aquisição e controle em tempo real, as informações adquiridas não condiziam com a realidade do problema. Após vários testes e consulta ao suporte do fabricante, identificou-se que o problema estava no equipamento escolhido que não suportava as operações simultâneas exigidas para aquisição e controle destes sinais. A aquisição em tempo real do torque acabou sendo deixada de lado e curvas de calibração do torque com relação à velocidade foram feitas.

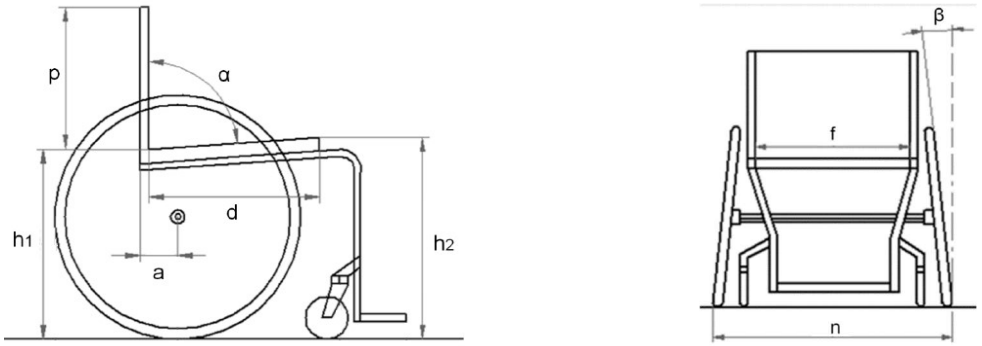
Em termos de protocolos de teste, este protótipo é apto a executar testes aeróbios e testes anaeróbios com qualquer duração de tempo. Foi proposta uma nova análise de determinação da curva de capacidade física do usuário que descreve o comportamento físico da evolução da fadiga ao longo do protocolo.

Os testes executados mostraram bons resultados para os sinais adquiridos, porém também indicaram que o dispositivo ainda precisava de melhorias. O sistema de controle como visto também precisava de mudanças para ser possível a utilização de uma quantidade maior de níveis de frenagem e um novo sistema de resistência eletromagnético.

Durante os testes finais, houve um problema com o eixo dos aros de propulsão que se rompeu devido à um esforço de fadiga em um ponto de concentração de tensão. Como o intuito é deixar esta versão operacional enquanto o novo protótipo é desenvolvido, tornou-se necessário realizar a troca do eixo.

3.2. O Protótipo Atual – 3ª Versão do Protótipo do Ergômetro para Cadeirantes

O novo ergômetro para cadeirantes foi projetado visando corrigir as falhas dos protótipos anteriores, mas também para adicionar novas características. Como visto na literatura, existe a necessidade de uma série de ajustes no posicionamento do usuário de cadeira de rodas que podem auxiliar no conforto e desempenho do gesto motor durante a propulsão. A Figura 3.5 mostra as variáveis de ajuste de uma cadeira de rodas que podem ser modificadas para melhor ergonomia em que α é a inclinação do encosto, p é a altura do encosto, d é a profundidade do assento, a é o ajuste do centro de gravidade, $h1$ e $h2$ são as alturas do assento, f é a largura do assento e β é a cambagem das rodas.



(a) (b)

Figura 3.5 – Desenho esquemático de uma cadeira de rodas e parâmetros de ajustes (a) Vista lateral (b) Vista frontal. Fonte: Medola (2013).

Outra importante modificação é o projeto de um novo freio eletromagnético que possibilite a escolha de valores contínuos de torque de frenagem em contraposição aos oito níveis de resistência discretos dos protótipos anteriores. Esta nova versão do protótipo também não terá mais um eixo principal conectando os aros de propulsão pois estes serão independentes com sistemas de resistência eletromagnéticos individuais. Desta forma, os protocolos de treinamento e avaliação de condicionamento físico podem ter um melhor controle na aplicação de cargas para cada membro de acordo com a necessidade de cada usuário.

Foi proposta também a modificação dos sistemas de aquisição de sinais e controle. Como mencionado, o sistema de aquisição utilizado nos protótipos anteriores não suportou a troca de dados em tempo real necessária. Além disso, uma placa de aquisição da National Instruments modelo USB-6356 que suporte amostragem simultânea possui alto custo. Utilizar

mais uma placa USB-6009 em conjunto com a placa anterior para dividir o processamento resulta em custo adicionais também altos. Ambas as opções fogem da proposta do projeto que é desenvolver um equipamento final de baixo custo.

Outros fabricantes possuem modelos que poderiam ser usados, como, por exemplo, a DI-5001-U-5 da DATAQ *Instruments*, a OMB-DAQ-3000 da Omega ou ainda a DT-9814-10V da *Measurement Computing*. Os problemas destes modelos são o custo elevado e a falta do número de portas necessárias para o protótipo.

Por estas razões, tomou-se a decisão de projetar um sistema de aquisição utilizando microcontrolador e transferir a interface de controle do usuário para uma linguagem aberta que não gere custos adicionais.

Visando ainda reduzir os custos do equipamento, foram projetados também um novo torquímetro modular e um novo encoder para medição da velocidade angular. Este torquímetro e encoder serão adaptados a um dos eixos de transmissão visando avaliar o funcionamento do equipamento e futuras calibrações.

3.2.1. Estrutura da 3ª Versão do Ergômetro para Cadeirantes

O novo projeto estrutural vem sendo desenvolvido em outro trabalho de doutorado pelo aluno Elton Diêgo Bonifácio – com participação do autor desta tese. Este projeto foi baseado nas informações a respeito da ergonomia e gesto motor obtidas na literatura e de relatos dos usuários que testaram as versões anteriores do ergômetro. A Figura 3.6 mostra a vista isométrica do projeto da estrutura para o protótipo atual.

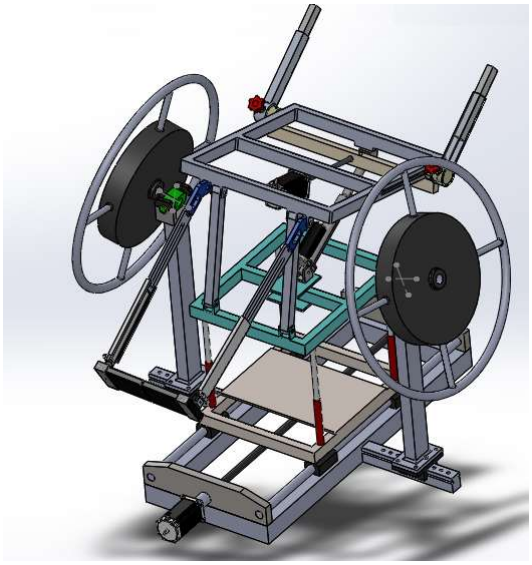


Figura 3.6 – Vista isométrica da estrutura do novo ergômetro. Fonte: NH/Resp.

A base da estrutura do ergômetro possui um comprimento total maior que o dispositivo do ergômetro propriamente dito, a fim de facilitar a acessibilidade do cadeirante durante a transferência da cadeira de rodas para o ergômetro. O ajuste da inclinação do assento será feito através do acionamento de um atuador linear posicionado abaixo do mesmo. Um conjunto de guias lineares laterais permitem a movimentação do encosto, com o propósito de regular a profundidade do assento, sendo este ajuste feito, também, por meio de um atuador linear. A vantagem do uso dos atuadores lineares para estas funções é que a execução pode ser feita com o usuário já sentado no ergômetro, o que ajuda a encontrar uma posição ótima para o exercício. O encosto foi projetado com um sistema tubular telescópico que permite o ajuste de altura, podendo inclusive ser removido caso seja necessário. Outro ajuste do encosto é a possibilidade de mudança de sua inclinação por meio de duas manoplas montadas com pinos que travam a articulação cilíndrica de rotação do encosto. A Figura 3.7 mostra o ajuste de inclinação do encosto. O projeto atual não contempla um ajuste de largura do assento, porém permite o ajuste da distância dos aros de propulsão com relação ao assento.

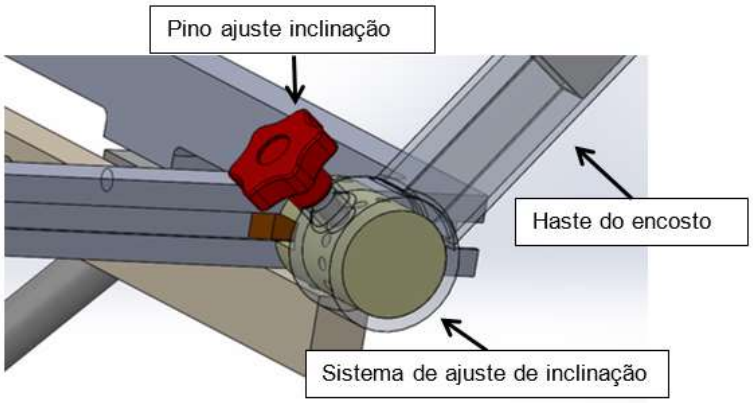


Figura 3.7 – Detalhe do ajuste de inclinação do encosto. Fonte: NH/Resp.

A altura do assento é uma das variáveis mais importantes na relação do usuário com a cadeira de rodas e consequentemente com o ergômetro, uma vez que determina o contato das mãos ao aro de propulsão durante a impulsão. Um assento excessivamente alto faz com que o usuário diminua o ângulo de contato e precise de uma frequência maior de toques para propulsão. Por outro lado, um assento excessivamente baixo expõe os ombros a posições extremas e pode levar a danos por esforço repetitivo. A movimentação na vertical do módulo do assento, ou seja, o posicionamento do usuário em relação ao eixo da roda foi projetado para ser realizada com auxílio de um atuador linear e também pode ser executada com o

usuário já sentado na cadeira. A Figura 3.8 mostra uma vista lateral do projeto da estrutura onde é possível visualizar as partes mencionadas.

Em cadeiras de roda esportivas, é comum um ângulo de inclinação para as rodas variando entre 6° e 22°, de tal forma que, a parte superior fique mais próxima do assento do que a parte inferior. O dispositivo projetado para o ergômetro permite variações da inclinação dentro desta faixa, realizando a fixação do ajuste por meio de uma abraçadeira de pressão. A Figura 3.9 mostra o ajuste da cambagem projetado.

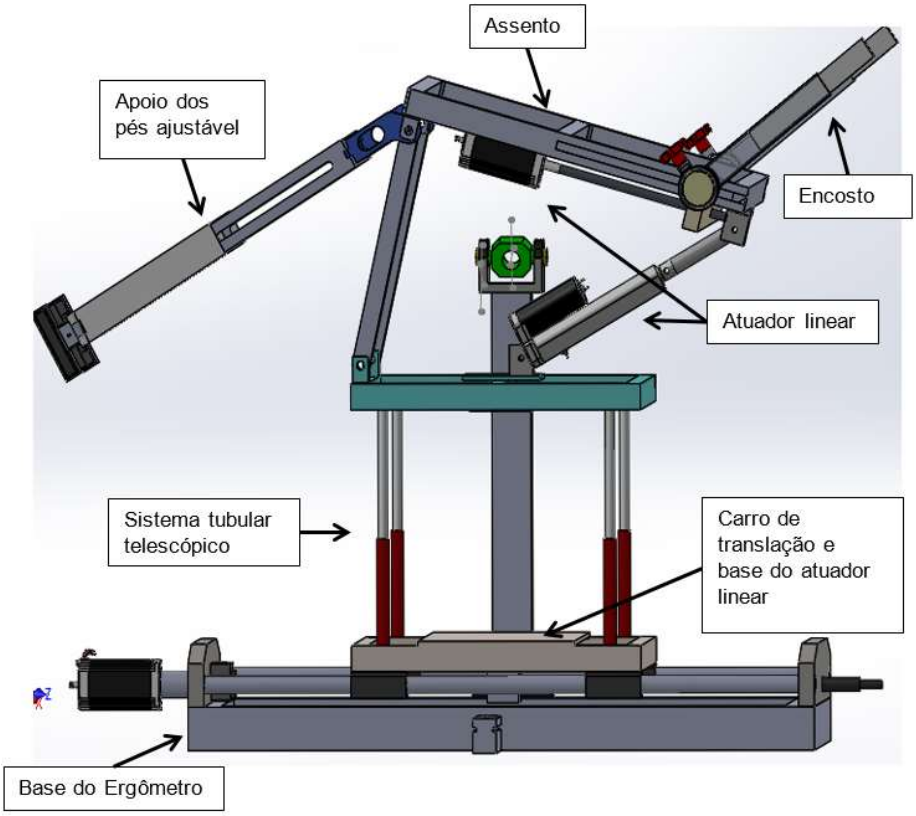


Figura 3.8 – Vista lateral da estrutura do novo ergômetro. Fonte: NH/Resp.

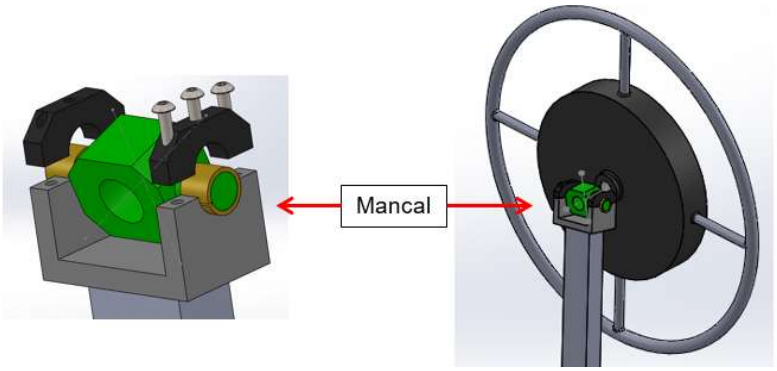


Figura 3.9 – Detalhe do ajuste dos aros de propulsão. Fonte: NH/Resp.

O apoio para os pés, embora não tenha impacto direto no gesto motor de propulsão, é um componente importante pois influencia na interação entre o usuário e o equipamento. O sistema projetado consiste de uma guia responsável pelo ajuste de comprimento e uma rótula para ajuste de inclinação, sendo que estas opções são independentes para cada perna. A Figura 3.10 mostra o apoio dos pés e seus ajustes.

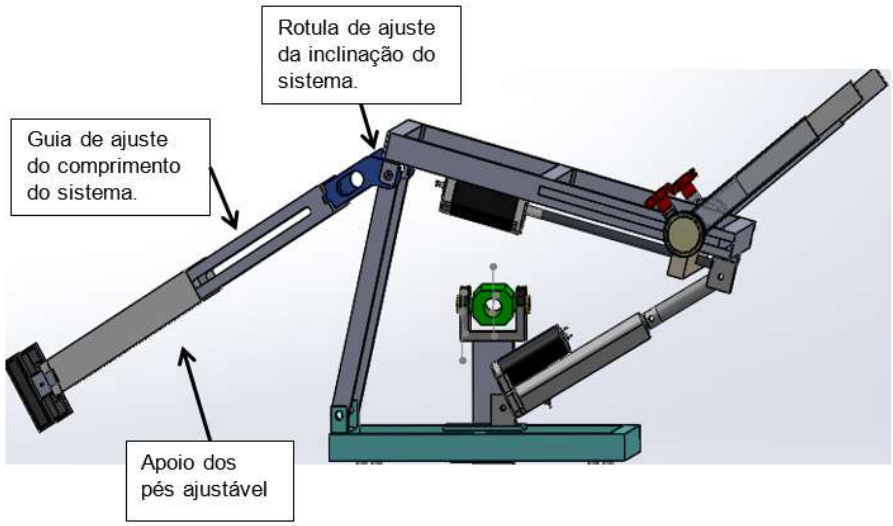


Figura 3.10 – Detalhe do ajuste para o apoio dos pés. Fonte: NH/Resp.

CAPÍTULO IV

4.t

NOVO EIXO PARA O SEGUNDO PROTÓTIPO DO ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES (ERGO1)

Durante a fase de testes finais do segundo protótipo do ergômetro para cadeirantes, ERGO1, o eixo dos aros de propulsão, que é conectado ao sistema de resistência eletromagnético, rompeu-se. Para que a segunda versão do protótipo estivesse operacional enquanto a nova versão era desenvolvida, foi executado primeiramente o projeto de um novo eixo para o ERGO1.

4.1. Critério de Análise e Determinação dos Esforços

O eixo inicial do ERGO1 era formado por duas partes independentes, uma de 19 mm de diâmetro e outra de 17 mm de diâmetro, que se encaixam no mancal central do sistema de resistência eletromagnético através de roscas no mesmo e na ponta de cada eixo. Para travamento do eixo de 17 mm em sua parte de 19 mm era utilizado um pino passante, já que somente o sistema de roscas não era suficiente para manter o acoplamento entre ambas as partes quando o esforço de propulsão do usuário, combinado com o torque de frenagem, era aplicado. Este furo feito para o travamento de um eixo em relação ao outro veio a se tornar um concentrador de tensão.

O critério escolhido para análise do problema e determinação do novo diâmetro a ser aplicado no protótipo foi a norma B106.1M-1985 da ANSI/ASME para projeto de eixos de transmissão. O procedimento desta norma pressupõe que o carregamento é constituído de flexão alternada e torque fixo em um nível que cria tensões abaixo da resistência ao

escoamento por torção do material. A padronização pressupõe que muitos eixos de máquina estão nessa categoria (NORTON, 2013). A equação deste critério é dada por:

$$d_{eixo} = \left\{ \frac{32N_s}{\pi} \left[\left(k_f \frac{M_a}{S_e} \right)^2 + \frac{3}{4} \left(\frac{T_m}{S_y} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right\}^{\frac{1}{3}} \quad (4.1)$$

em que:

- d_{eixo} é o diâmetro do eixo que se deseja encontrar;
- N_s é o fator de segurança;
- k_f é o fator de concentração de fadiga;
- S_e é o limite de fadiga corrigido;
- M_a é o momento de flexão;
- T_m é o momento torsor;
- S_y é a tensão admissível do material.

Para utilização deste critério, é necessário conhecer os momentos de flexão e torção máximos aos quais o eixo está submetido. Buscando obter estas informações o diagrama de esforços para este problema foi traçado. A Figura 4.1 mostra uma ilustração do eixo com as distâncias entre cada elemento necessárias para o cálculo dos esforços.

Para montagem do diagrama, é necessário determinar todos os esforços que atuam no sistema. Na polia do eixo atuam sua força peso, o torque do freio eletromagnético e as forças presentes na correia de transmissão desta polia. Nas extremidades do eixo atuam as forças peso dos volantes de inércia, as forças de propulsão e o momento gerado pelas forças de propulsão. O torque do freio é da ordem de 40 N.m e deve ser acrescentado na polia em sentido contrário ao momento gerado pelas forças de propulsão.

A força de propulsão foi obtida através da equação

$$F_p = \frac{T_{fp} + T_V}{R_a} \quad (4.2)$$

sendo que T_{fp} é o torque do freio eletromagnético transmitido pela polia, T_V é o torque necessário para tirar os volantes de inércia do repouso e R_a é o raio dos aros de propulsão onde a força será aplicada.

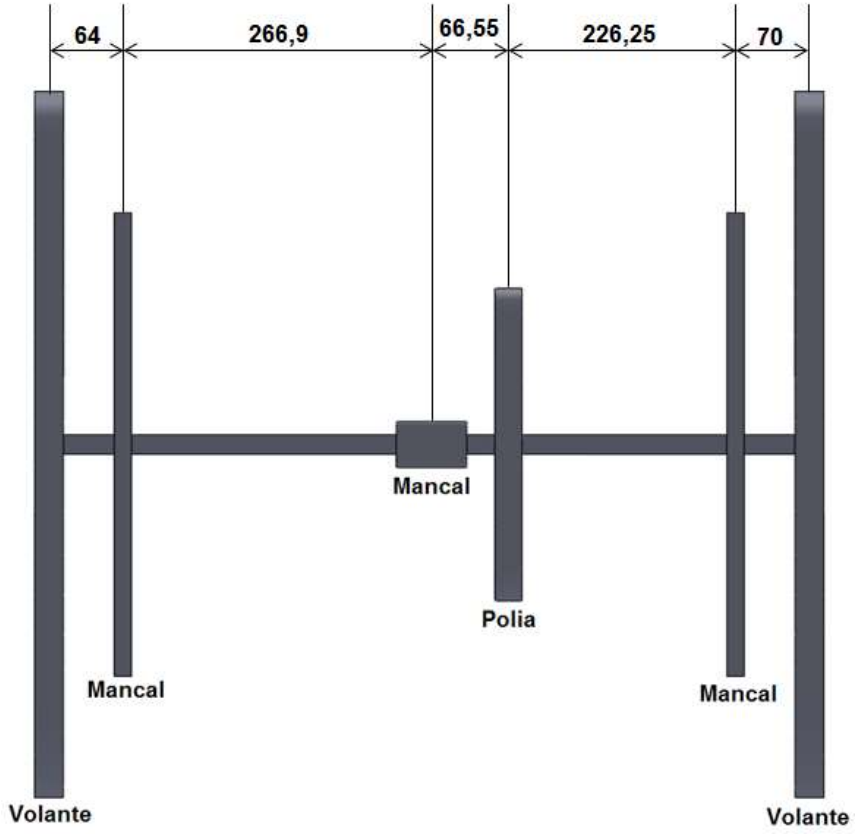


Figura 4.1 – Desenho esquemático do eixo do protótipo com as distâncias entre cada elemento. Cotas em mm.

Na polia é necessário calcular a força máxima (F_1) e força mínima (F_2) exercida pela correia. Estas podem ser calculadas pelo sistema,

$$\begin{cases} T_{fp} = (F_1 - F_2)r \\ \dfrac{F_1}{F_2} = e^{\alpha_{correia} f_a} \end{cases} \tag{4.3}$$

sendo que $\alpha_{correia}$ é o ângulo de abraçamento da correia e f_a é o coeficiente de atrito.

Aplicando nas Equações (4.2) e (4.3) as dimensões da estrutura do ERGO1, bem como o torque resistivo máximo do sistema de resistência eletromagnético, obtém-se os esforços necessários para construção do modelo que são:

- Força total na correia da polia: 203,43 N;
- Força de propulsão horizontal: 88,69 N;
- Força de propulsão vertical: 51,21 N;

Calculando as forças peso da polia e dos volantes e o torque imposto nos aros de propulsão tem-se

- Força peso da polia: 51,00 N;
- Força peso de cada volante: 380,53 N;
- Momento aplicado em cada volante: 31,235 N.m;

A descrição dos cálculos efetuados para obtenção destes valores pode ser vista no APÊNDICE A.

O diagrama de esforços foi feito no *software* Autodesk Inventor. Para isso o eixo foi desenhado e os esforços e restrições aplicados, como mostrado na Figura 4.2. Para a análise em questão, os movimentos possíveis do eixo foram limitados para permitir apenas rotação em torno do eixo *z*.

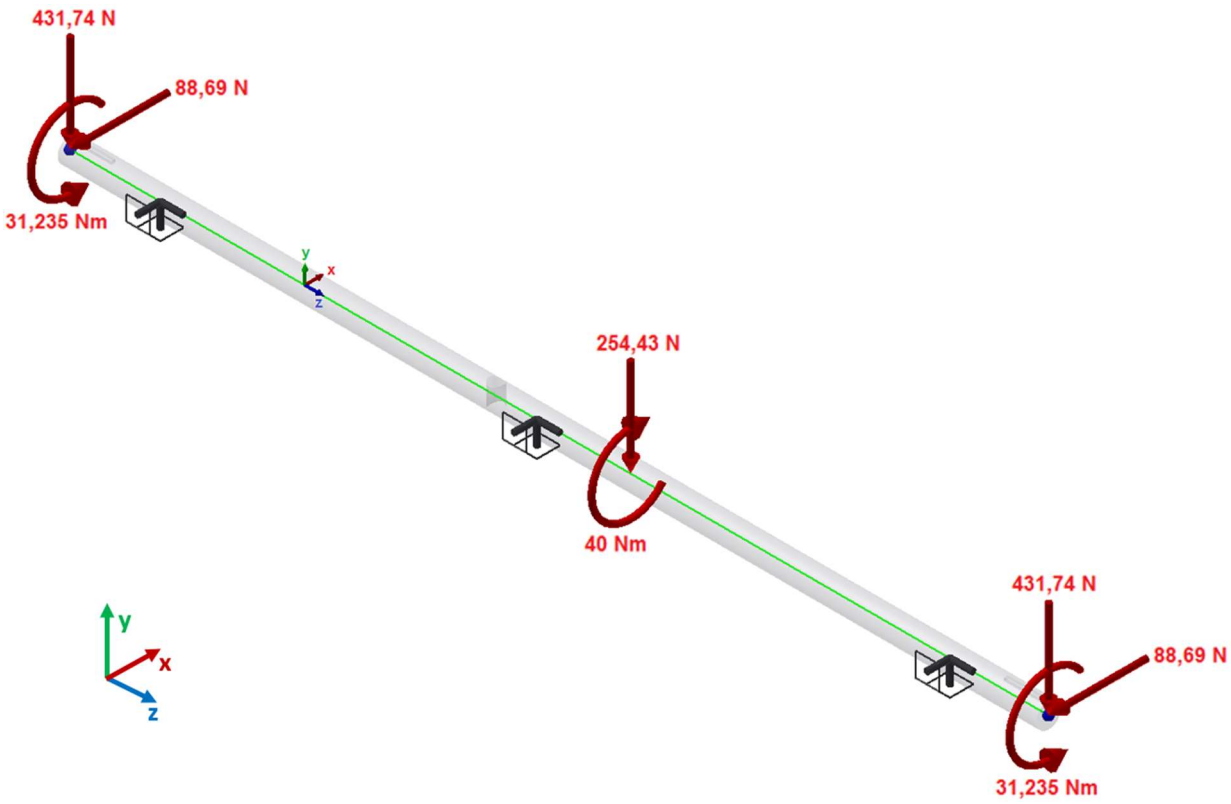


Figura 4.2 – Esforços e restrições do eixo analisado.

Apesar do eixo original possuir dois diâmetros, utilizou-se apenas o diâmetro mais crítico de 17 mm para ambos os lados com rasgos de chaveta nas extremidades e o furo de 10 mm de diâmetro ao lado do mancal central. Este procedimento foi adotado pois o novo eixo foi pensado para ter apenas um diâmetro ao longo de todo seu comprimento. O resultado dos diagramas para flexão e torção podem ser vistos na Figura 4.3 e Figura 4.4, respectivamente.

Por meio destes diagramas, determinou-se o momento máximo de flexão e o momento máximo de torção a serem utilizados na Equação (4.1) do critério escolhido para análise do dimensionamento do eixo.

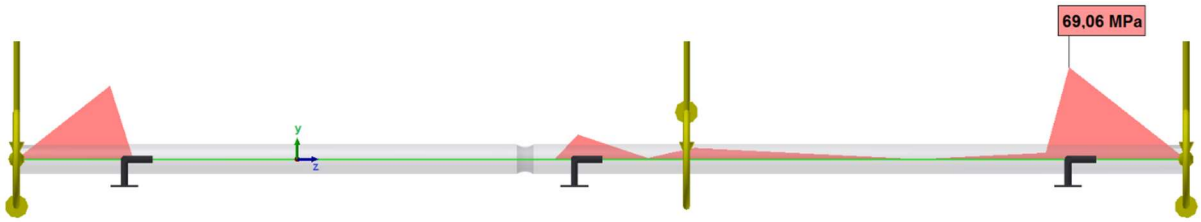


Figura 4.3 – Diagrama de flexão com valor máximo em destaque.

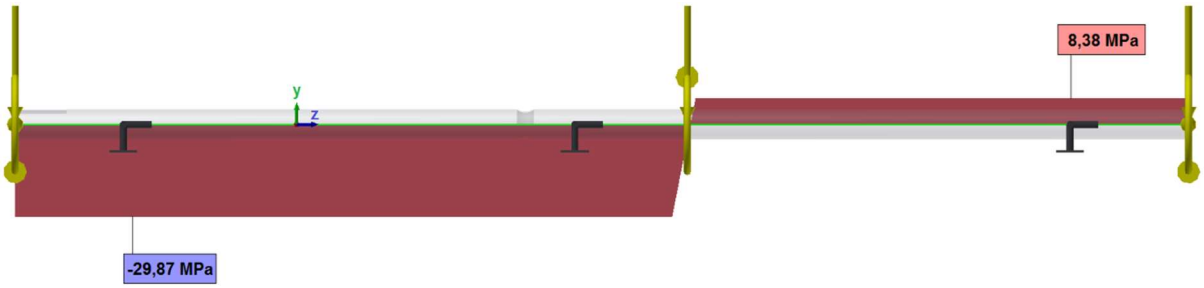


Figura 4.4 – Diagrama de torção com valores máximos destacados.

4.2. Otimização do Modelo

Para análise do problema em questão foi utilizado um método clássico de otimização, denominado Multiplicadores de Lagrange Aumentado. Este método introduz uma função pseudo-objetivo, que modifica a função original cuja otimização é desejada, para dar maior prioridade aos pontos de projeto dentro do espaço de projetos viáveis (VANDERPLAATS, 2005). A função pseudo-objetivo para este método pode ser escrita pela equação

$$A(X,\lambda,r_p) = F(X) + \sum_{j=1}^{m}\left(\lambda_j\psi_j + r_p\psi_j^2\right) + \sum_{k=1}^{l}\left\{\lambda_{k+m}h_k(X) + r_p[h_k(X)]^2\right\} \quad (4.4)$$

sendo que os multiplicadores de Lagrange são os parâmetros λ, r_p e ψ_j que são definidos por:

$$\psi_j = \max\left[g_j(X), -\frac{\lambda_j}{2r_p}\right] \quad (4.5)$$

$$\lambda_j \; com \; j = 1,2,\dots,m \quad (4.6)$$

$$\lambda_{k+m} \; com \; k = 1,2,\dots,l \quad (4.7)$$

$$r_p > 0 \quad (4.8)$$

e ainda,

- $g_j(X) \; com \; j = 1,2,\dots,m$ são as restrições de desigualdade;
- $h_k(X) \; com \; k = 1,2,\dots,l$ são as restrições de igualdade;
- $F(X)$ é a função objetivo original, ou seja, a Equação (4.1).

O algoritmo utilizado também faz uso do método da seção áurea, da interpolação polinomial cúbica e variável métrica DFP (Davidon-Fletcher-Powell). Todos estes algoritmos e a função principal de cálculo do método foram implementados utilizando o programa Matlab.

As variáveis de projeto selecionadas para análise do problema foram o diâmetro do eixo, o coeficiente de segurança e a tensão admissível do material. Esta escolha foi feita buscando obter a melhor combinação entre estes três fatores para ser aplicada como solução do problema. A faixa de materiais escolhida foi do aço ABNT 1020 até o aço ABNT 1045, sendo todos laminados a frio. As restrições impostas para o problema foram:

$$17{,}5 \leq d \leq 21 \quad [mm] \quad (4.9)$$

$$1{,}2 \leq N_s \leq 2{,}0 \quad (4.10)$$

$$207 \leq S_y \leq 310\ [MPa] \tag{4.11}$$

Como pode ser visto na Equação (4.1) referente ao critério de fadiga escolhido para análise do eixo, alguns parâmetros são função do limite à tração do material e, sendo a tensão admissível uma das variáveis de projeto, optou-se por obter uma relação entre a tensão admissível e a tensão de limite à tração de modo que a última pudesse ser calculada através da primeira. A constante de Neuber para aços, utilizada no cálculo de limite de fadiga corrigido, é determinada através do limite de resistência à tração e também precisa ser ajustada por meio de uma curva. Estas curvas de ajuste e o procedimento de cálculo do limite de fadiga corrigido podem ser encontrados no APÊNDICE A.

4.3. Resultados da Otimização do Modelo

Os resultados obtidos pela execução do algoritmo de otimização desenvolvido podem ser vistos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Resultado do método dos Multiplicadores de Lagrange Aumentado.

	Projeto Inicial	**Resultado Final**
Iteração	-	51
Valor de F	-	3,85e+13
***d* (mm)**	17,50	19,25
N_s	1,30	1,60
S_y (MPa)	393,00	462,00

De acordo com a resposta obtida no algoritmo e com o critério de fadiga utilizado, o novo eixo deve então possuir diâmetro mínimo de 19,25 mm e ser feito de aço ABNT 1035. Esta configuração garante um coeficiente de segurança de 1,6 com relação aos esforços aplicados.

CAPÍTULO V

5.t

SENSORES DO NOVO PROTÓTIPO DO ERGÔMETRO PARA CADEIRANTES

A variável mais comum utilizada para a avaliação do condicionamento físico é a potência exercida associada com a avaliação da frequência cardíaca (BAŞAR; ERGÜN; YIĞITER BAYRAMLAR, 2013; BOUGENOT et al., 2003; FLORES et al., 2013; TROPP; SAMUELSSON; JORFELDT, 1997; VANLANDEWIJCK; DALY; THEISEN, 1999). A potência é obtida multiplicando o torque pela velocidade angular (NORTON, 2013) o que torna necessário a aquisição destas duas variáveis durante a operação do ergômetro, ou seja, em tempo real. Este capítulo apresenta o projeto dos sensores para o protótipo da terceira versão do ergômetro para cadeirantes.

5.1. Projeto do Torquímetro

A determinação do torque em tempo real é realizada por um novo torquímetro que foi projetado como um dispositivo modular que possa ser utilizado e removido do equipamento a qualquer momento, podendo assim servir também para calibração do equipamento ou para aquisição em tempo real do sinal de torque. Este torquímetro também poderá ser usado na segunda versão do protótipo do ergômetro (ERGO1).

O formato básico deste novo torquímetro consiste de um tubo com duas flanges para fixação e compartimento para os contatos elétricos e terminais. A parte principal do torquímetro é justamente este tubo que, juntamente com os extensômetros que serão fixados em sua superfície, formam a parte sensora do torquímetro.

Os extensômetros serão fixados nas direções principais de tensões do tubo e correspondem aos pontos de máxima e mínima tensões normais (HIBBELER, 2010). Esta fixação é feita com uma inclinação de 45° com relação à linha de centro do tubo e, ainda, em lados opostos formando um circuito em ponte completa de Wheatstone. A Figura 5.1 mostra o desenho esquemático da montagem dos extensômetros.

As tensões principais e a tensão cisalhante máxima em um ponto específico de uma barra foram definidas por Popov (1978) como,

$$\tau_{máx} = \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2} \tag{5.1}$$

$$\tau_{máx} = \frac{T.c}{I_P} \tag{5.2}$$

em que $\tau_{máx}$ é a tensão cisalhante máxima, *T* é o torque aplicado ao eixo, I_P é o momento de inércia e *c* a posição da fibra analisada que neste caso encontra-se na metade do diâmetro.

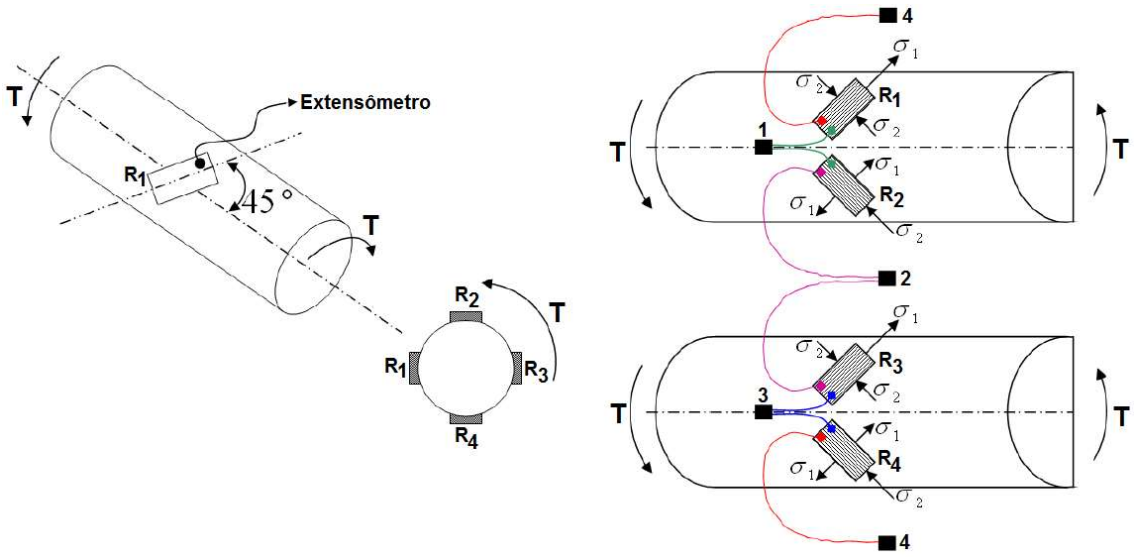


Figura 5.1 – Desenho esquemático da montagem dos extensômetros no tubo e ligação elétrica dos terminais.

De acordo com a deformação angular elementar (d_ϕ) mostrada na Figura 5.2, pode-se relacioná-la com a distorção angular máxima, ou seja,

$$\gamma_{máx} dx = d_\phi . c \tag{5.3}$$

em que *dx* representa o comprimento elementar da seção analisada. A distorção angular na seção AB de comprimento L_{AB} – que representa a distância dos extensômetros até o ponto de aplicação do torque resistivo – é dada por

$$\phi = \int_A^B \frac{T}{I_P.G}\,dx = \frac{T.L_{AB}}{I_P.G} \tag{5.4}$$

sendo que *G* é o módulo de elasticidade transversal. A partir das Equações (5.3) e (5.4) e da Figura 5.2, pode-se dizer que a distorção angular (ϕ) é aproximadamente a distorção angular máxima ($\gamma_{máx}$).

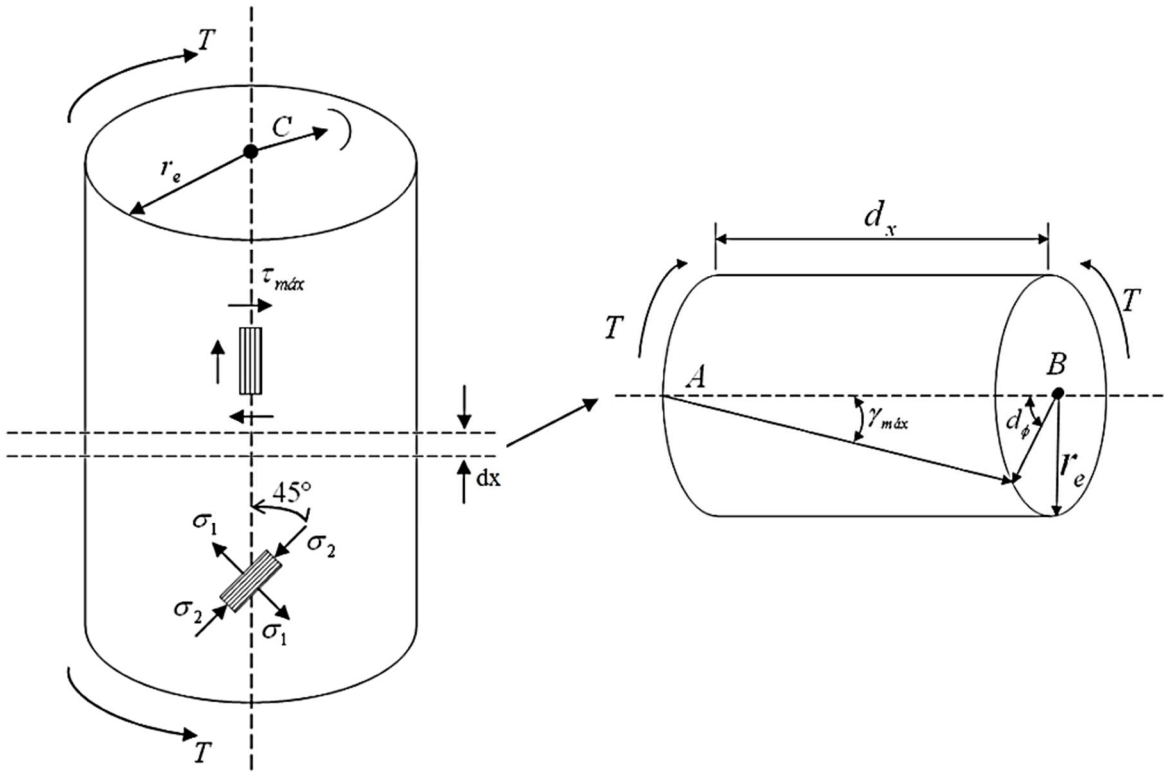


Figura 5.2 – Representação das tensões principais, tensão cisalha máxima e deformação angular elementar em um eixo sob torção.

Combinando as equações anteriores com a lei de Hooke para cisalhamento puro e a definição de torque, obtém-se as expressões para a força máxima suportada pelo eixo dos aros de propulsão, deformação angular máxima do eixo dos aros de propulsão, distorção angular máxima do eixo dos aros de propulsão e força máxima suportada pelo torquímetro. Tem-se então, respectivamente,

$$F_{eixo} = \frac{I_p . S_y}{2 . r_{eixo} . R_a} \tag{5.5}$$

$$\gamma_{eixo} = \frac{32}{\pi} . \frac{F_{eixo} . R_a . r_{eixo}}{d_{ea}^4 . G} \tag{5.6}$$

$$\theta_{eixo} = \frac{32}{\pi} . \frac{F_{eixo} . R_a . L}{d_{ea}^4 . G} \tag{5.7}$$

$$F_{torquímetro} = \frac{I_p . S_y}{2 . (R_{ext} - r_{int}) . R_a} \tag{5.8}$$

em que S_y é a tensão de escoamento do material, r_{eixo} é o raio do eixo dos aros de propulsão, R_a o raio dos aros de propulsão, d_{ea} é o diâmetro do eixo dos aros de propulsão, L_{ext} é a distância entre os extensômetros e os aros de propulsão, R_{ext} é o raio externo do tubo onde foram fixados os extensômetros e r_{int} é o raio interno do mesmo tubo. A Figura 5.3 mostra um desenho esquemático do aro de propulsão do ERGO1 conectado ao eixo principal onde será instalado o torquímetro. As dimensões e materiais referentes a este desenho esquemático e utilizados neste projeto podem ser vistas na Tabela 5.1.

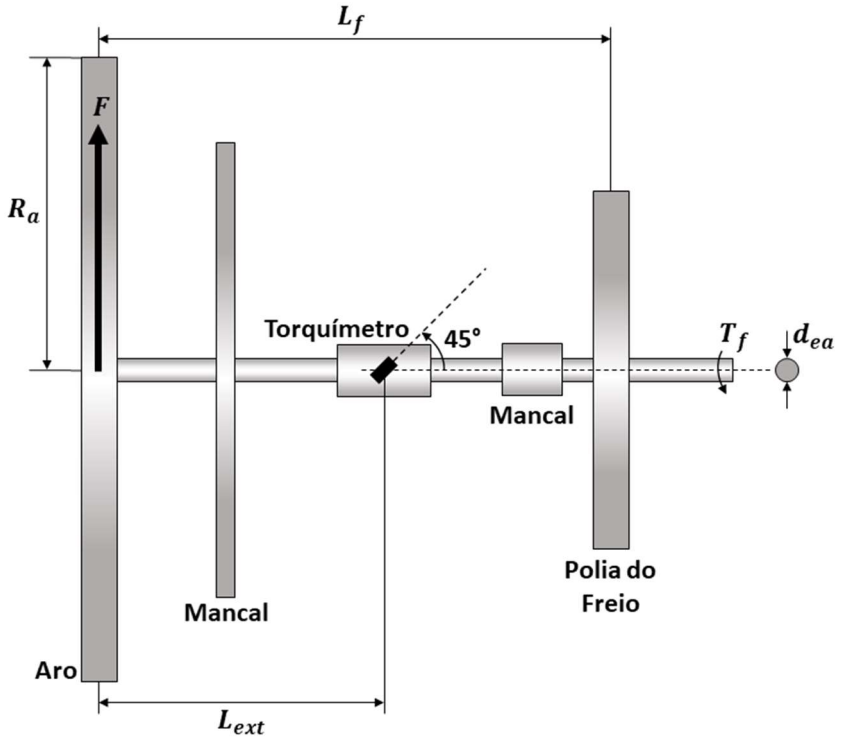


Figura 5.3 – Representação esquemática do eixo principal do ERGO1 com seus elementos.

Tabela 5.1 – Dimensões e materiais para projeto do novo torquímetro.

Propriedades e Distâncias do eixo				Propriedades Aço 1020			
L_{ext} (mm)	L_f (mm)	R_a (mm)	d_{ea} (mm)	G (GPa)	E (GPa)	S_y (MPa)	I_P (mm⁴)
216	397,45	300	25,4	79,3	207	210	40863,4

Aplicando as dimensões do projeto e dados dos materiais escolhidos nas Equações (5.5) a (5.8) foram obtidos os seguintes valores

$$F_{eixo} = 1126{,}6\ N \tag{5.9}$$

$$\gamma_{eixo} = 0{,}1325\% \tag{5.10}$$

$$\theta_{eixo} = 1{,}29° \tag{5.11}$$

$$F_{torquímetro} = 7845{,}5\ N \tag{5.12}$$

de onde pode-se concluir que o torquímetro projetado pode ser utilizado com folga para a aplicação máxima projetada de 100 N.m pois o fator limitante de esforço é o próprio eixo dos aros de propulsão.

Este tubo onde foram fixados os extensômetros possui em uma de suas extremidades um flange para fixação do torquímetro no eixo do ergômetro e na outra extremidade um rebaixo para assentamento de um rolamento que fará o tubo girar livremente quando fechado no invólucro. Em cima do local onde os extensômetros foram fixados é colocada uma peça de material poliamida 6.6 – cujo nome comercial é Technyl® – com quatro pistas de cobre conectadas diretamente aos pontos do circuito elétrico da ponte de Wheatstone. Esta peça é responsável por proteger os extensômetros ao mesmo tempo que transfere o sinal elétrico de alimentação e devolve o sinal proporcional de deformação para os contatos de entrada e saída do torquímetro. Este conjunto é então colocado dentro do invólucro do torquímetro, que consiste em um tubo metálico de diâmetro interno igual ao do flange direito. Após este passo a flange esquerda pode ser posicionada utilizando a parte rebaixada do tubo principal que se estende para fora do invólucro. Por fim, o sistema de porta escovas com os contatos elétricos é colocado na parte superior do invólucro para que os sinais de entrada e saída possam ser

transmitidos pelas escovas de carvão para as pistas de cobre. A Figura 5.4 mostra a vista explodida do torquímetro projetado.

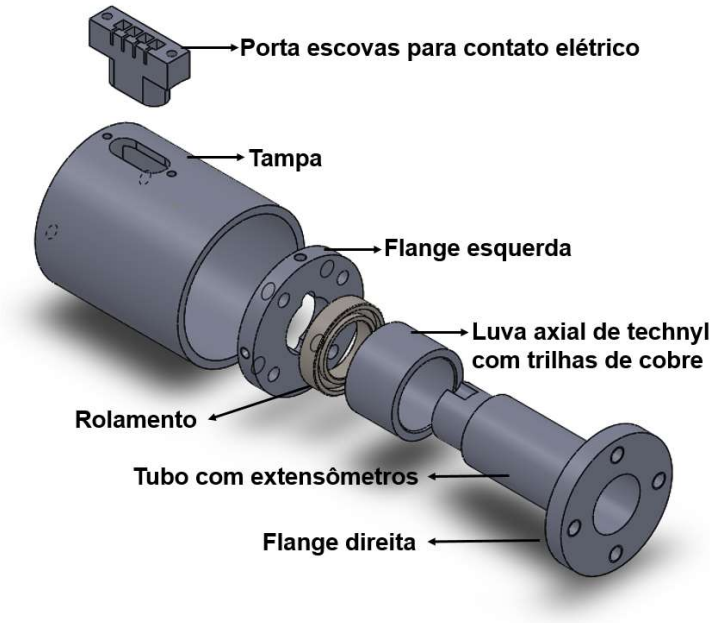
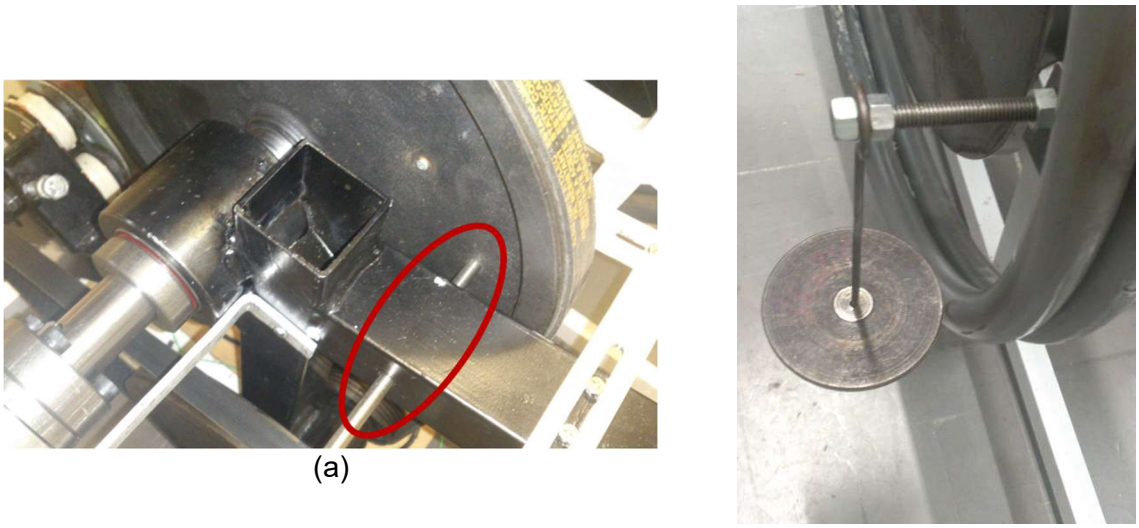


Figura 5.4 – Vista explodida do torquímetro projetado.

5.1.1. Metodologia experimental para calibração e teste do torquímetro

O torquímetro foi instalado na versão anterior do protótipo, denominada ERGO1, para que o procedimento de calibração estática pudesse ser feito. A montagem mecânica realizada consistiu em travar o eixo através da polia central do sistema de resistência deste protótipo e aplicar massas de valor conhecido ao outro lado. Estas massas foram aplicadas através de um suporte fixado no aro de propulsão do mesmo lado que o torquímetro foi instalado. A Figura 5.5 mostra o travamento do eixo e o suporte instalado no aro de propulsão.

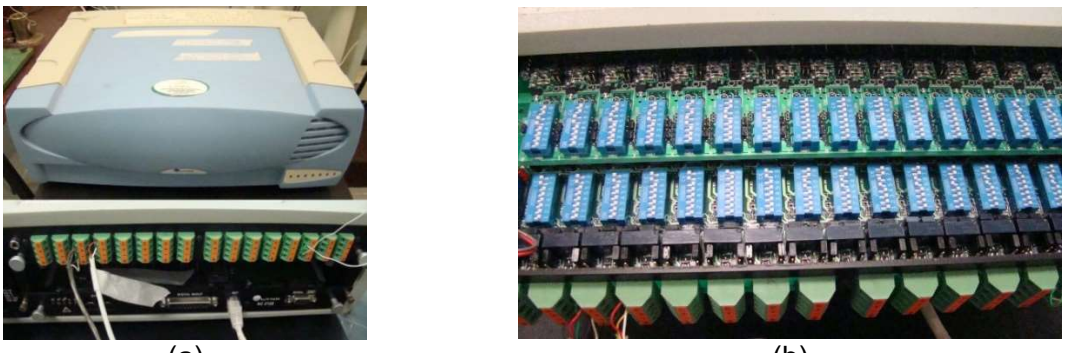
A calibração estática foi feita relacionando o torque calculado analiticamente com a medida de tensão elétrica adquirida em três ensaios, sendo que cada um teve um ciclo de carga e descarga. A aceleração da gravidade foi considerada como sendo 9,81 m/s² e o braço para cálculo do torque é de 0,3 m, que corresponde ao raio do aro de propulsão.



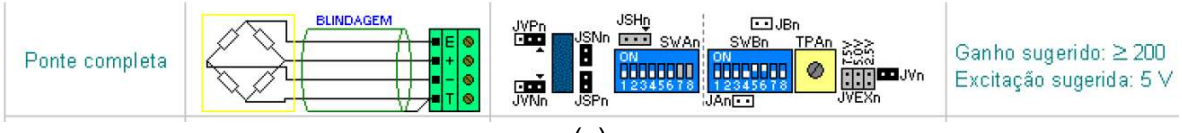
(a) (b)

Figura 5.5 – Preparação para calibração estática (a) Travamento interno do eixo através da polia do sistema de resistância (b) Suporte instalado no aro de propulsão para colocação das massas conhecidas.

Para condicionamento do sinal foi utilizado um sistema de aquisição e análise de dados da empresa Lynx, modelo AC2122, mostrado na Figura 5.6(a) e (b). A Figura 5.6(c) mostra as configurações que devem ser feitas no módulo para ligação de circuito em ponte completa. O ganho utilizado foi ajustado através de fatores internos de ajuste da própria Lynx, como pode ser visto na Figura 5.7.



(a) (b)



(c)

Figura 5.6 – Módulo de aquisição AC2122 da empresa Lynx (a) Parte frontal e traseira do equipamento (b) Painel interno de ajustes (c) Configurações sugeridas pelo fabricante para ligação em ponte completa.



Canal	CN Mod	Nome do Sinal	Unidade	Faixa do A/D	Ganho	Chaves de Ganho	Filtro Passa Baixas	Balanço	Repouso	Repouso Eng	Shunt Cal	Shunt Eng
0	0	junta fria	C	±10 V	x 1	JSH0 Sw7:OFF Sw8:OFF	5 Hz	-0,0012 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
1	1	Channel 3	N	±10 V	x 200	JSH1 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	0,0000 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
2	2	forca mola	N	±10 V	x 1	JSH2 Sw7:OFF Sw8:OFF	5 Hz	-0,0021 V	0,0000 V	0	-0,7550 V	1000
3	3	torque biceps	Nm	±10 V	x 500	JSH3 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	-0,0012 V	0,0000 V	0	-0,0366 V	1000
4	4	Channel 3	V	±10 V	x 1000	JSH4 Sw7:OFF Sw8:ON	200 Hz	0,0000 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
5	5	celulateste	V	±10 V	x 200	JSH5 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	0,5115 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
6	6	celula de carga	N	±10 V	x 2000	JSH6 Sw7:OFF Sw8:ON	200 Hz	-0,0003 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
7	7	sensor a laser	mm	±10 V	x 1	JSH7 Sw7:OFF Sw8:OFF	5 Hz	0,0000 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
8	8	termopar	mv	±10 V	x 1000	JSH8 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	-0,0095 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
9	9	ext 1roseta	V	±10 V	x 1000	JSH9 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	0,0000 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
10	10	ext 2 roseta	V	±10 V	x 1000	JSH10 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	-0,0003 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
11	11	ext 3 roseta	V	±10 V	x 1000	JSH11 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	-0,0003 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
>> 12	☑ 12	Torquimetro	N.m	±10 V	USER	JSH12	5 Hz	-0,0061 V	0,0000 V	0	1,0000 V	1000
13	13	aulaAETcantilev	N	±10 V	x 500	JSH13 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	-0,0003 V	0,0000 V	0	-0,5194 V	1000
14	14	Goni-potenciom	graus	±10 V	x 10	JSH14 Sw7:ON Sw8:OFF	100 Hz	0,4816 V	0,0000 V	0	7,7689 V	0
15	15	Channel 3	V	±10 V	x 200	JSH15 Sw7:OFF Sw8:ON	5 Hz	-0,0958 V	0,0000 V	0	-0,1108 V	1000

Figura 5.7 – Parâmetros de ajuste do ganho.

5.1.2. Resultados do torquímetro

Os ensaios de calibração podem ser vistos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Dados adquiridos nos ensaios de calibração do torquímetro.

	Força (N)	Torque (N.m)	Tensão (V)			
			Ensaio 1	Ensaio 2	Ensaio 3	Ensaio 4
	0	0	0,01	0,002	-0,004	0,001
Carga	52,19	15,66	0,54	0,52	0,52	0,52
	61,92	18,58	0,63	0,62	0,62	0,63
	160,91	48,27	1,60	1,63	1,64	1,64
	180,54	54,16	1,78	1,83	1,86	1,86
	200,23	60,07	1,99	1,98	2,05	2,05
	222,64	66,79	2,21	2,18	2,23	2,25
	243,92	73,18	2,40	2,38	2,42	2,43
Descarga	243,92	73,18	2,41	2,38	2,41	2,43
	22,64	66,79	2,26	2,22	2,25	2,26
	200,23	60,07	2,00	1,99	2,00	2,00
	180,54	54,16	1,84	1,81	1,83	1,84
	160,91	48,27	1,65	1,62	1,62	1,64
	61,92	18,58	0,64	0,61	0,60	0,62
	52,19	15,66	0,52	0,52	0,50	0,51
	0	0	-0,01	-0,01	-0,02	-0,02

A partir destes dados, foi possível calcular as características de sensibilidade estática, *offset* e resíduo para cada ensaio. O nível de confiabilidade utilizado para estes cálculos foi

de 95%. A Tabela 5.3 e a Figura 5.8 apresentam os resultados obtidos para a análise global dos ensaios, que consiste na média dos quatro ensaios realizados. O APÊNDICE B apresenta o código desenvolvido utilizado para estas análises e os resultados obtidos para cada ensaio.

Tabela 5.3 – Parâmetros obtidos para análise global.

Se [V/N.m]	0,0333 +/- 0,0006
Offset [V]	0,0022
Resíduo [V]	0,0465

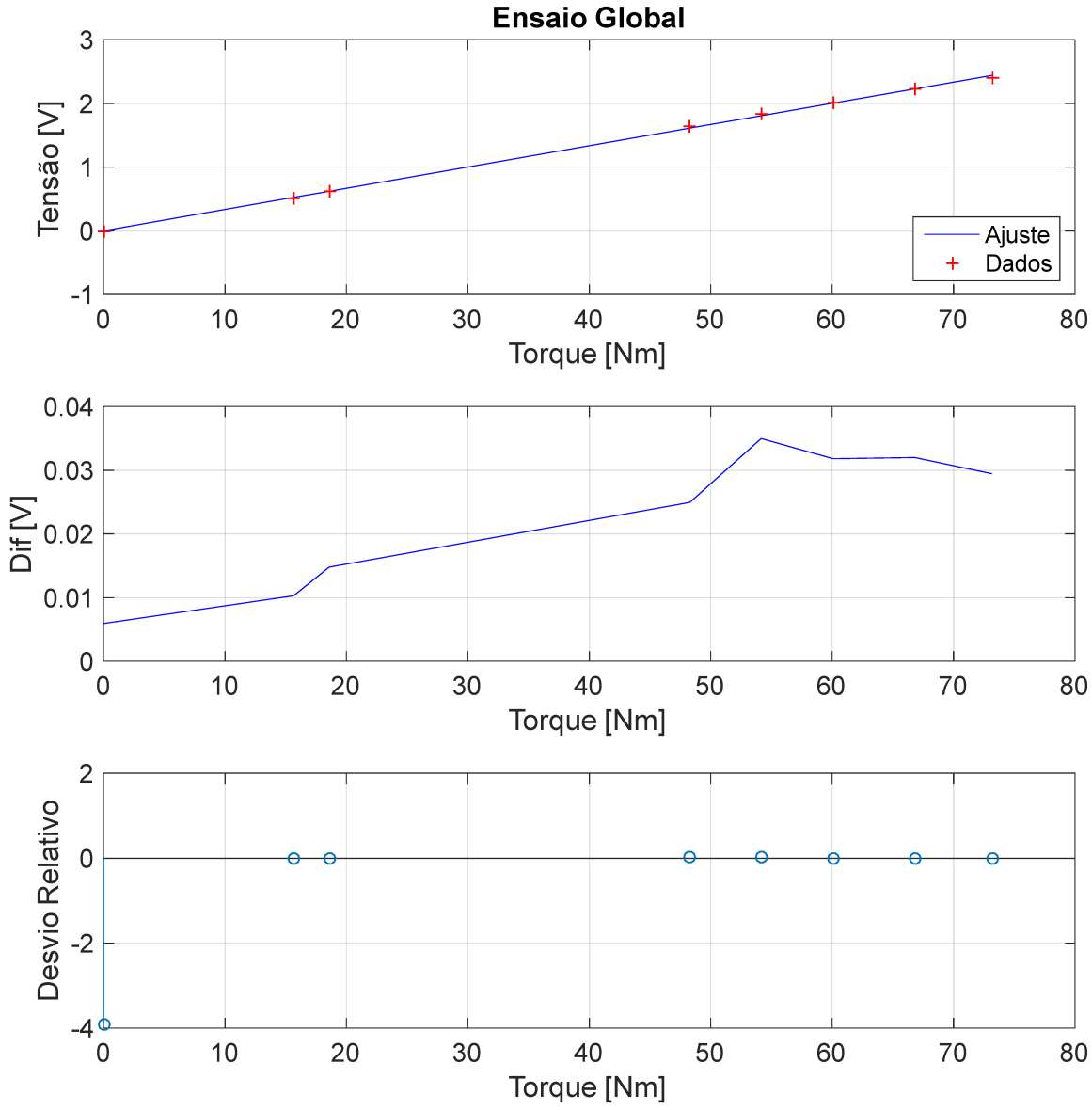


Figura 5.8 – Gráfico dos resultados obtidos para a análise global.

Os resultados em questão indicam que o torquímetro projetado fornecerá 0,033 V de tensão para cada 1 N.m de torque aplicado. As curvas traçadas e exibidas na Figura 5.8, mostram que, para a região utilizada na calibração, o equipamento tem comportamento linear.

5.2. Projeto do Novo Encoder

A potência é calculada pela multiplicação do torque pela velocidade angular. Portanto, é necessário realizar a aquisição do valor de velocidade angular dos aros de propulsão para que a potência exercida pelo usuário do ergômetro seja calculada. Esta operação é realizada através do uso de um encoder.

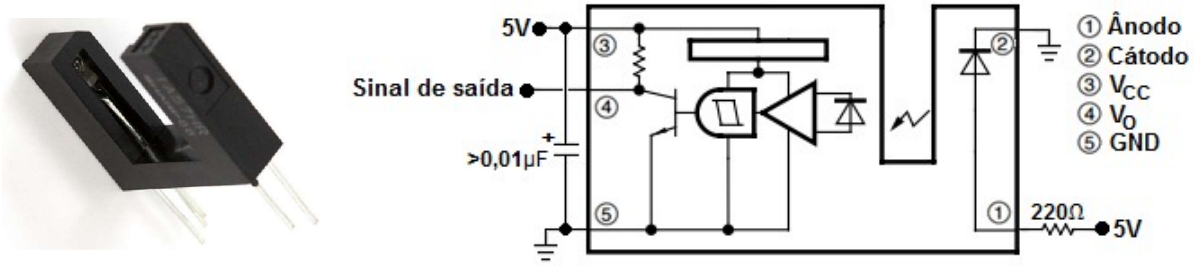
O projeto do novo encoder foi pensado para ser de simples fabricação e montagem, buscando também manter um baixo custo. Pelas dimensões reduzidas do projeto do ergômetro é interessante também que o tamanho total deste encoder seja o menor possível. O princípio de funcionamento é gerar um sinal pulsado onde o período de tempo entre os pulsos (Δt) seja medido e deixar o sistema de controle realizar o cálculo da velocidade angular através da equação

$$\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \tag{5.13}$$

em que $\Delta\theta$ é a variação da distância angular conhecida entre os dois pontos de detecção.

Um método simples de realizar esta operação é utilizando um componente eletrônico denominado fotointerruptor transmissivo. Estes componentes possuem internamente um elemento emissor de luz e um elemento receptor de luz de forma que, quando o sinal do emissor é recebido pelo receptor, um sinal de nível alto é produzido no pino de saída do componente. Para produção do pulso, basta utilizar um dispositivo mecânico que interrompa este sinal luminoso de alcançar o receptor em intervalos predefinidos. Isto pode ser feito por meio de um disco com ranhuras igualmente espaçadas alinhadas com o sistema de emissão e detecção do fotointerruptor. Desta forma, o sinal no pino de saída do componente alternará entre nível alto e nível baixo, produzindo o sinal pulsante desejado.

O fotointerruptor escolhido para o projeto foi o modelo GP1A57HRJ00F por ser de baixo custo e fácil implementação. Para que este componente funcione são necessários apenas uma alimentação de 5 V, um resistor de 220 Ω e um capacitor de valor mínimo 0,01 μF. A Figura 5.9 mostra o componente e o esquema elétrico de ligação do mesmo.



(a) (b)

Figura 5.9 – Fotointerruptor transmissivo GP1A57HRJ00F (a) Visão geral (b) Esquema de elétrico de ligação. Fonte: Adaptado de Sharp Corporation (2005).

O projeto mecânico consiste em um eixo de 35 mm que suporta o disco ranhurado responsável pela produção do sinal pulsado. O disco possui diâmetro externo de 57,2 mm e 60 ranhuras de 1 mm de espessura igualmente espaçadas. Há um pequeno batente no eixo para posicionar o disco ranhurado na metade do comprimento.

Suportando o eixo estão dois rolamentos de esferas modelo 6807. Um destes rolamentos é colocado sob pressão ao fundo do invólucro projetado para armazenar o sistema, sendo que um pequeno batente na ponta do eixo é responsável por posicioná-lo corretamente. O outro rolamento é colocado sob pressão na tampa lateral que fecha o lado esquerdo do invólucro.

Por fim, o invólucro é completamente fechado através de uma tampa na posição inferior que também é responsável pela fixação da placa de circuito do sistema do foto interruptor. Uma pequena abertura no invólucro principal permite a passagem dos pinos da placa de circuito para conexão do encoder ao sistema de aquisição.

Além das partes descritas, outra peça necessária para uso do encoder é a luva de conexão entre o eixo do encoder e o eixo do equipamento onde se deseja medir a velocidade angular. A Figura 5.10 mostra a vista explodida da montagem mecânica descrita.



Figura 5.10 – Vista explodida do projeto do invólucro e partes associadas.

A fabricação do disco com ranhuras, eixo, invólucro para o encoder e outras partes necessárias foi feita utilizando manufatura aditiva através de uma impressora 3D da fabricante Cliever modelo CL2 Pro+. Esta impressora utiliza tecnologia de impressão FDM – modelagem por depósito de material fundido em tradução livre do inglês – e trabalha com filamento PLA. As características da impressora podem ser vistas na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Especificações técnicas da impressora 3D Cliever CL2 Pro+.

Área de Impressão	300 mm (W) x 230 mm (L) x 450 mm (H)
Potência	360W
Materiais para Impressão	Filamento PLA (diâmetro de 1,75 mm)
Resolução	0,3 mm a 0,1 mm
Tolerância Dimensional	0,2 mm

Os parâmetros de configuração gerais da impressora e parâmetros específicos de impressão das peças relativos às estimativas calculadas podem ser vistos, respectivamente, na Figura 5.11 e Figura 5.12. Por fim, as peças organizadas na área de impressão do equipamento prevista no software da impressora podem ser vistas na Figura 5.13.



Figura 5.11 – Parâmetros de configuração gerais da impressora.

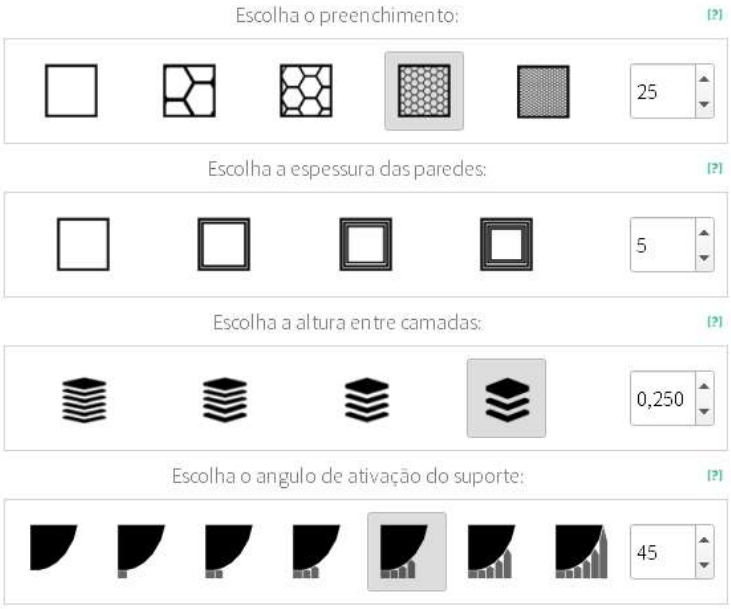


Figura 5.12 – Parâmetros de configuração para impressão das peças.

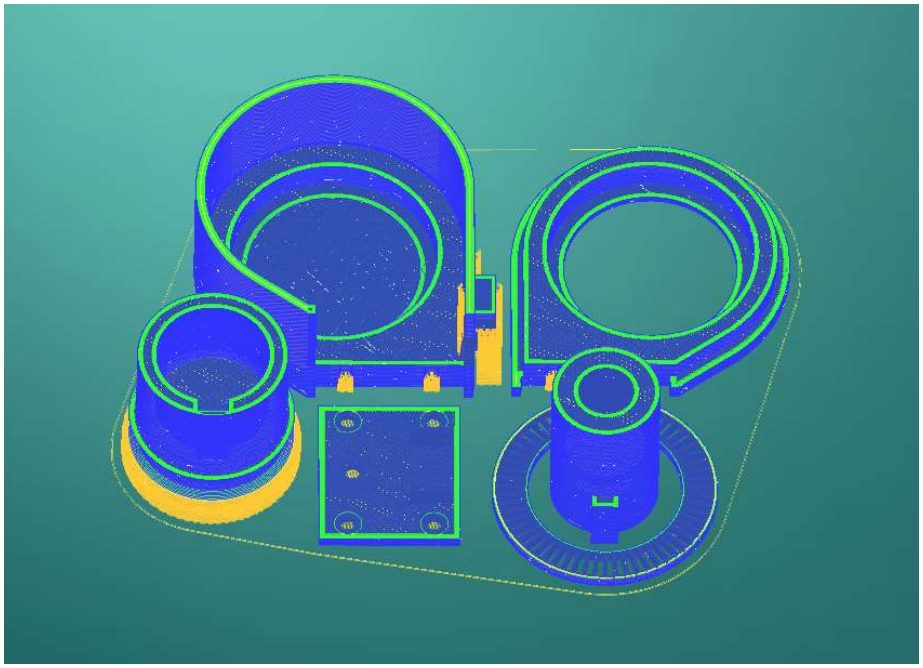


Figura 5.13 – Peças organizadas na área de impressão prevista no software da impressora 3D.

As peças impressas através de manufatura aditiva utilizando os parâmetros descritos podem ser vistas na Figura 5.14 e o encoder montado para testes pode ser visto na Figura 5.15.



Figura 5.14 – Peças para montagem do encoder que foram impressas.

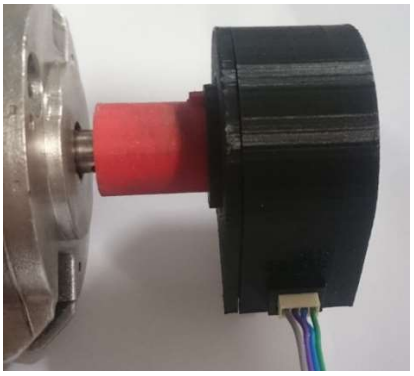


Figura 5.15 – Encoder montado no eixo de um motor para testes.

5.2.1. Metodologia para testes do novo encoder

O teste de aferição do encoder foi realizado conectando-o a um motor de indução modelo W22 da fabricante Weg controlado por um inversor de frequência PowerFlex 753 da fabricante Allen-Bradley. A Figura 5.16 mostra a montagem realizada para o teste de aferição e a Tabela 5.5 mostra os dados dos dois equipamentos utilizados

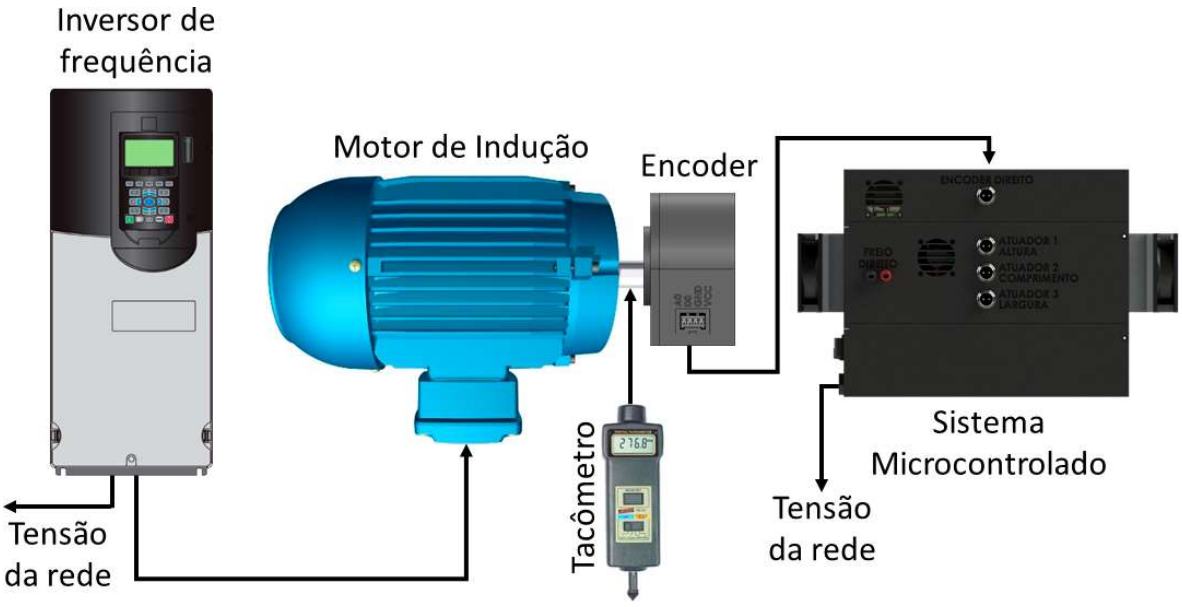


Figura 5.16 – Encoder conectado ao motor W22 para teste de aferição.

Tabela 5.5 – Dados do motor W22 Plus da fabricante Weg e do inversor de frequência PowerFlex 753 da fabricante Allen-Bradley.

	W22 Plus	**PowerFlex 753**
Potência	3 HP	5 HP
Rotação	1735 RPM	-
Tensão	220 V/ 380 V	380 V
Corrente	8,18 A/ 4,47 A	8,7 A
Fator de serviço	1,15	-

A aquisição do sinal do encoder foi feita utilizando o sistema microcontrolado projetado para que a validação da parte de medição de velocidade angular do sistema desenvolvido pudesse ser avaliada em conjunto com o sensor. A aferição da velocidade angular medida pelo encoder foi feita utilizando um tacômetro modelo TD-713 da fabricante Instrutherm. Os dados deste equipamento podem ser vistos na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Especificações técnicas do tacômetro TD-713 da fabricante Instrutherm.

Escala	2,5 a 19999 RPM
Resolução	0,1 RPM (2,5 a 999,9 RPM)
Precisão	±0,05% + 1 dígito
Tempo de Amostragem	1s (≥ 15 RPM)
Temperatura de Operação	0 a 50°C

5.2.2. Resultados dos testes do novo encoder

Os dados de velocidade angular foram inseridos no inversor de frequência e adquiridos pelo encoder e tacômetro durante 30 segundos. A Tabela 5.7 foi montada com os valores médios de cada série de aquisição.

Tabela 5.7 – Média dos dados adquiridos para aferição do encoder e sistema de medição de velocidade angular.

Referência (RPM)	Encoder (RPM)	Tacômetro (RPM)	Erro (%)	Desvio Padrão
30	28,1	27,1	3,6	3,36
40	39,5	39,5	0,0	2,76
50	49,0	49,8	1,6	1,20
70	69,6	70,1	0,7	1,40
90	90,3	90,8	0,5	1,68
110	110,0	109,7	0,3	1,98
130	130,1	130,7	0,5	1,72
150	150,2	150,6	0,2	1,82

É interessante destacar que o motor de indução utilizado não se comporta bem em velocidades angulares abaixo de 40 RPM, por isso as medições desta faixa de velocidade apresentam discrepância maior com relação ao valor de referência.

CAPÍTULO VI

6.t

SISTEMA DE RESISTÊNCIA ELETROMAGNÉTICO

Este capítulo apresenta as metodologias utilizadas para o desenvolvimento do sistema de resistência eletromagnético do ergômetro. Dois modelos possíveis são abordados: um freio eletromagnético constituído de um disco metálico movimentando-se dentro de um campo eletromagnético gerado por uma série de bobinas e um motor de corrente contínua de imãs permanentes funcionando como gerador.

6.1. Modelo Matemático do Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault

O freio eletromagnético projetado para o ergômetro faz uso de correntes parasitas, também conhecidas como correntes de Foucault. Um fluxo magnético variável induz correntes em um material condutor que esteja sujeito a este fluxo. Este efeito, quando aplicado em um disco metálico executando movimento de rotação dentro de um campo eletromagnético, produz um efeito de frenagem pela dissipação das correntes que foram induzidas e tem sentido contrário ao da rotação do disco.

A proposta para o novo sistema de resistência a ser utilizado na terceira versão do protótipo do ergômetro para cadeirantes foi desenvolver um sistema que possa ser utilizado de forma independente nos aros. Para isso, a proposta é utilizar um sistema de resistência eletromagnético que possua dimensões adequadas para ser utilizado em um espaço reduzido e promova torque resistivo da ordem de 20 N.m.

O freio foi projetado com o formato de um disco de alumínio montado em um eixo com discos de aço montados em cada lado com rolamentos. Em cada disco de aço são fixadas bobinas responsáveis por gerar um campo eletromagnético sobre o disco de alumínio onde serão geradas correntes parasitas por causa do movimento de rotação. A Figura 6.1 ilustra o formato do freio eletromagnético onde r_d é a distância do centro do disco ao centro da área de indução do núcleo da bobina, a_d a largura do núcleo da bobina, h_d a altura do núcleo da bobina e c_d a profundidade do núcleo da bobina.

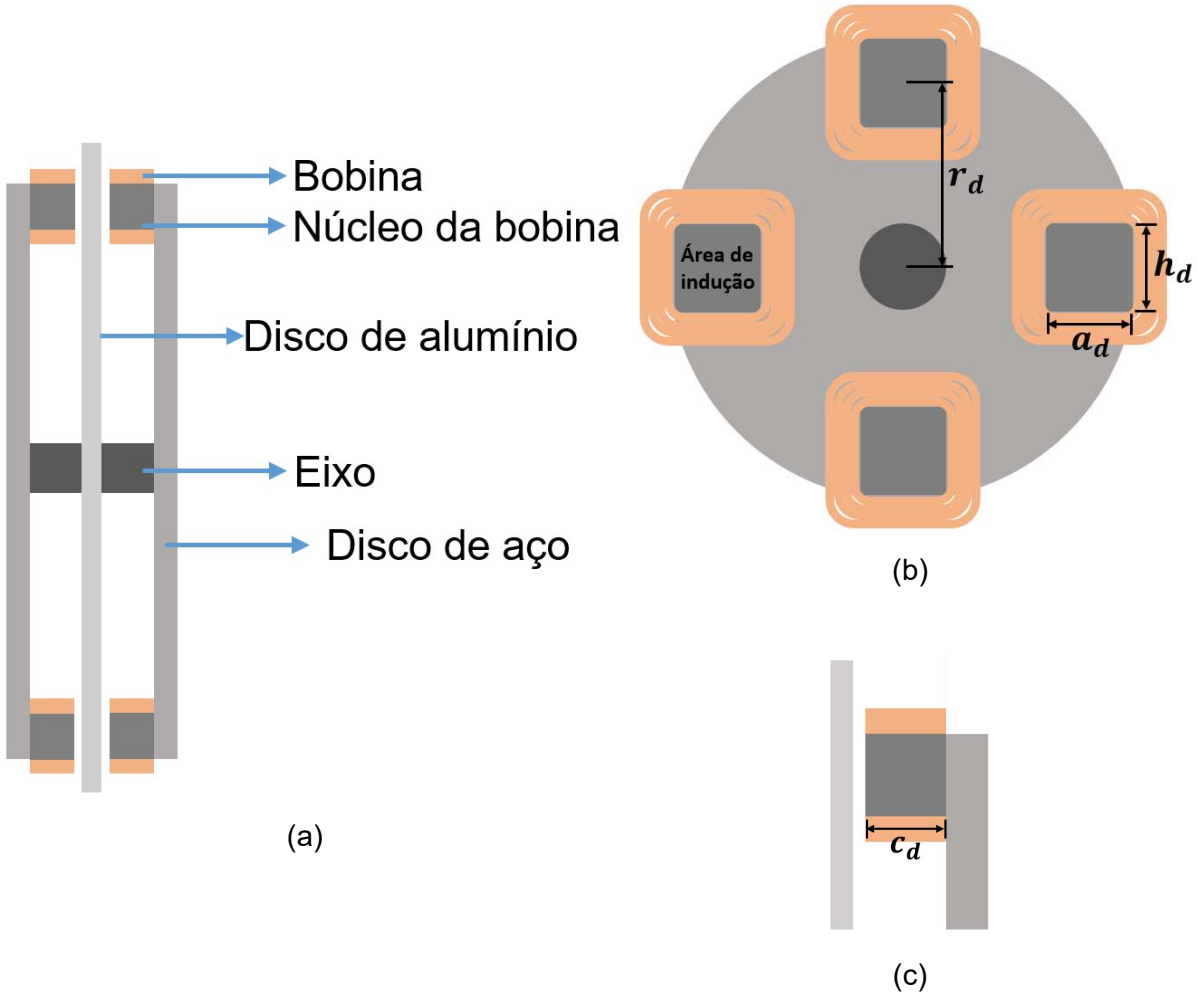


Figura 6.1 – Freio Eletromagnético (a) Desenho esquemático da vista frontal em corte demonstrando o formato do freio. (b) Desenho esquemático de um dos discos de aço com suas bobinas. (c) Detalhe do desenho esquemático da vista frontal detalhando a profundidade do núcleo da bobina.

A base do equacionamento para este protótipo parte de uma formulação magnética. Considerando a lei de Ohm para circuitos elétricos, ou seja,

$$i = \frac{V}{R} \tag{6.1}$$

sendo que i é a corrente elétrica responsável pelo efeito que deseja-se estabelecer, no caso, o fluxo de cargas elétricas; V é a diferença de potencial, ou tensão, e representa a causa do efeito desejado; e R é a resistência que representa a oposição ao fluxo de cargas. Esta mesma lei de Ohm pode ser aplicada aos circuitos magnéticos na seguinte forma

$$\phi_{mag} = \frac{\mathscr{F}}{\mathscr{R}} \tag{6.2}$$

sendo ϕ_{mag} o fluxo magnético no material que agora representa o efeito a ser estabelecido; $\mathscr{F}$ a força magnetomotriz, representando a força externa necessária para estabelecimento do fluxo magnético no material; e $\mathscr{R}$ a relutância do material que pode ser entendida como a oposição à tentativa de estabelecer um fluxo magnético em seu interior (BOYLESTAD, 2012). Outra forma de calcular o fluxo magnético foi descrita por Sadiku (2012) como,

$$\phi_{mag} = \int_S B.dS \tag{6.3}$$

em que B representa a densidade de fluxo magnético e dS o elemento de área da seção transversal atravessada pelo fluxo magnético.

A Figura 6.2 mostra o sentido do fluxo magnético que percorre o sistema em corte vertical da Figura 6.1 quando as bobinas são energizadas, resultando em um circuito magnético em série no sentido indicado pelas setas. No sistema desta figura, cada bobina foi modelada como tendo uma força magnetomotriz ($\mathscr{F}$) e uma relutância para o núcleo da bobina ($\mathscr{R}_n$). As outras três relutâncias do sistema são para o entreferro parcial da superfície da bobina até o disco de alumínio ($\mathscr{R}_{gap}$), a do disco de alumínio ($\mathscr{R}_{Al}$) e a do disco de aço que serve de base para cada par de bobina ($\mathscr{R}_{Aço}$). A Figura 6.3 mostra o circuito magnético resultante para o modelo proposto, onde ϕ_t é o fluxo total do circuito.

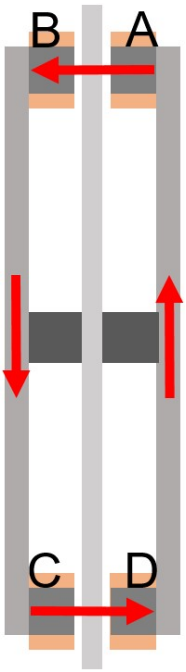


Figura 6.2 – Desenho esquemático do fluxo magnético (ϕ) representado pelas setas vermelhas.

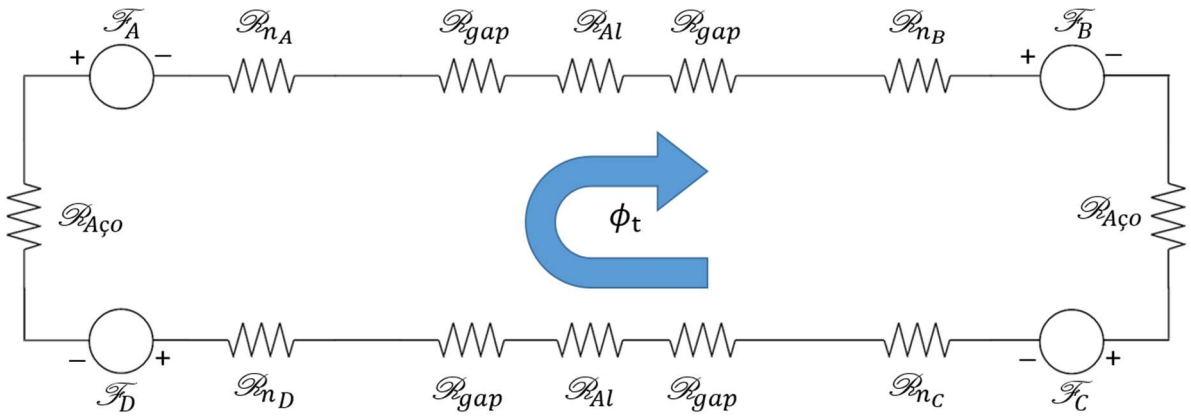


Figura 6.3 – Circuito magnético para o freio eletromagnético.

Uma relutância pode ser calculada por meio da expressão

$$\mathscr{R} = \frac{l}{\mu . S} \tag{6.4}$$

em que l representa o comprimento do elemento analisado, μ a permeabilidade do material e S a área da seção transversal. A partir da Equação (6.4), as relutâncias do núcleo ($\mathscr{R}_n$) e do disco de alumínio ($\mathscr{R}_{Al}$) podem então ser calculadas por

$$\mathscr{R}_n = \frac{l_n}{\mu_n . S_n} \tag{6.5}$$

$$\mathscr{R}_{Al} = \frac{l_{Al}}{\mu_{Al} . S_{Al}} \tag{6.6}$$

A relutância para os discos de aços na verdade é a soma das relutâncias onde o fluxo percorre um caminho horizontal com a relutância da parte onde o fluxo percorre um caminho vertical. Isso ocorre pela mudança da seção transversal das áreas. A Figura 6.4 ilustra essas regiões distintas.

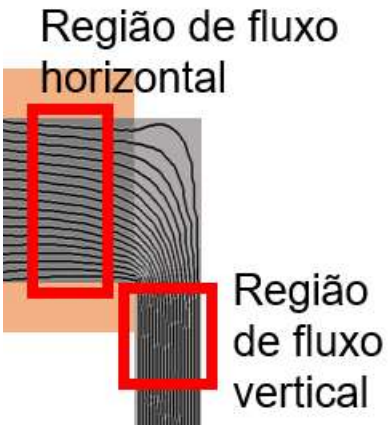


Figura 6.4 – Regiões de fluxo horizontal e vertical para o disco de aço.

O cálculo para cada disco de aço é definido como

$$\mathscr{R}_{Aço} = 2 . \frac{l_{Aço_{hor}}}{\mu_{Aço} . S_{Aço_{hor}}} + \frac{l_{Aço_{ver}}}{\mu_{Aço} . S_{Aço_{ver}}} \tag{6.7}$$

Já a relutância para o entreferro parcial entre as bobinas e o disco de alumínio apresenta um problema relacionado com o campo magnético existente em uma seção de entreferro que é muito maior do que aquele em um mesmo comprimento de ferro, o que faz com que o fluxo magnético crie um efeito de borda se espalhando além das dimensões da área da seção transversal de indução (MATSCH, 1964). Este efeito pode ser visto na Figura 6.5.

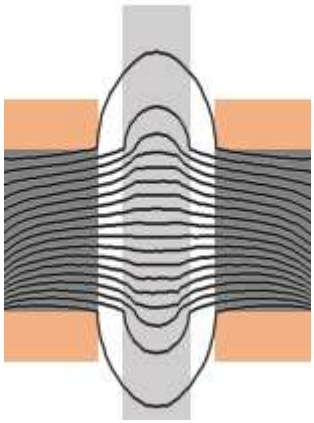


Figura 6.5 – Efeito de borda causado no fluxo magnético no entreferro.

A correção feita para estes casos é adicionar o comprimento do entreferro a cada dimensão da área da seção transversal. No entanto, inicialmente esta correção foi desconsiderada e a relutância do entreferro parcial é dada por,

$$\mathscr{R}_{gap} = \frac{l_{gap}}{\mu_{gap}.S_{gap}} \tag{6.8}$$

A relutância total do circuito magnético da Figura 6.3 pode ser escrita como

$$\mathscr{R}_{eq} = 4.\mathscr{R}_{n} + 4.\mathscr{R}_{gap} + 2.\mathscr{R}_{Al} + 2.\mathscr{R}_{Aço} \tag{6.9}$$

A força magnetomotriz de cada bobina pode ser calculada através do produto do número de espiras pela corrente que as percorrem (i_b), ou seja,

$$\mathscr{F} = N.i_b \tag{6.10}$$

sendo que N representa o número de espiras da bobina.

Considerando que os elementos do circuito magnético da Figura 6.3 estão em série e que as bobinas possuem dimensões e número de espiras iguais, pode-se dizer que o fluxo total do sistema é dado por

$$\sum \mathscr{F} = \mathscr{R}_{eq}.\phi_t \tag{6.11}$$

sendo que ϕ_t é o fluxo magnético total do circuito em questão.

Substituindo as Equações (6.3) e (6.10) em (6.11) e considerando que há quatro bobinas no circuito da Figura 6.3 tem-se que

$$4.N.i_b = \mathscr{R}_{eq}.B_d.S_{Al} \tag{6.12}$$

em que B_d é a densidade de fluxo magnético no disco de alumínio na área de indução S_{Al}. Isolando B_d na equação anterior, obtém-se a expressão para cálculo da densidade de fluxo magnético do circuito analisado, ou seja,

$$B_d = \frac{4.N.i_b}{\mathscr{R}_{eq}.S_{Al}} \tag{6.13}$$

A densidade de corrente J permite que efeitos relacionados ao campo magnético sejam calculados em pontos específicos de interesse. Segundo Hayt Jr. e Buck (2013), esta variável pode ser descrita de duas formas, ou seja,

$$J = \frac{i}{S_{Al}} \tag{6.14}$$

$$J = \sigma.E \tag{6.15}$$

sendo que σ é a condutividade do material e E o campo elétrico. Considerando que o campo elétrico pode ser definido como o produto da velocidade linear do disco v_d pela densidade de fluxo magnético B_d, a Equação (6.15) pode ser reescrita como,

$$J = \sigma_{Al}.v_d.B_d \tag{6.16}$$

A velocidade linear do disco no centro da área de indução, vista na Figura 6.1(b), pode ser escrita como,

$$v_d = \omega.r_d \tag{6.17}$$

sendo que ω é a velocidade angular do disco e r_d é o raio do disco de alumínio sujeito à ação da força de frenagem, conforme mostrado na Figura 6.1(b).

Segundo Norton (2013), o torque em um elemento rotativo pode ser descrito como

$$T = \frac{P}{\omega} \tag{6.18}$$

sendo que P é a potência. O efeito de frenagem que surge no disco do freio eletromagnético ocorre devido a dissipação das correntes parasitas induzidas no mesmo, portanto, se a potência utilizada na Equação (6.18) for a potência dissipada pelas correntes induzidas, obtém-se o torque de frenagem no disco. De acordo com a lei de Ohm, a potência dissipada em um meio metálico é dada por,

$$P_d = i^2.R \tag{6.19}$$

sendo R a resistência do meio metálico, que por sua vez pode ser calculada por,

$$R = \frac{\rho.l}{S} \tag{6.20}$$

em que ρ é a resistividade do material, l o comprimento e S a área de seção transversal.

Combinando as Equações (6.14) e (6.16) a (6.20) e sabendo que a resistividade corresponde ao inverso da condutividade, obtém-se a potência dissipada em termos dos parâmetros do disco e do circuito magnético do sistema, ou seja,

$$P_d = (J.S_{Al})^2.\frac{\rho_{Al}.l_{Al}}{S_{Al}} \tag{6.21}$$

$$P_d = J^2.S_{Al}.\rho_{Al}.l_{Al} \tag{6.22}$$

$$P_d = (\sigma_{Al}.v_d.B_d)^2.S_{Al}.\frac{1}{\sigma_{Al}}.l_{Al} \tag{6.23}$$

$$P_d = \sigma_{Al}.\omega^2.r_d^2.B_d^2.S_{Al}.l_{Al} \tag{6.24}$$

Substituindo a Equação (6.24) em (6.18), tem-se o torque de frenagem dado então por,

$$T_f = \sigma_{Al}.S_{Al}.l_{Al}.r_d^2.B_d^2.\omega \tag{6.25}$$

A Equação (6.25) descreve o torque de frenagem para o circuito da Figura 6.1(a) que representa um corte vertical no diâmetro do disco visualizado frontalmente na Figura 6.1(b). O freio eletromagnético possui outras quatro bobinas que formam um circuito magnético igual ao calculado quando é feito um corte horizontal neste disco. Portanto, o torque de frenagem total é dado por,

$$T_{BCF} = 2.T_f = 2.\sigma_{Al}.S_{Al}.l_{Al}.r_d^2.B_d^2.\omega \tag{6.26}$$

A Equação (6.26) não considera alguns efeitos como a dissipação de calor no disco, o vazamento de fluxo, a não uniformidade do fluxo nas bordas da bobina, dentre outros. Para compensar estes efeitos dois fatores de modificação foram sugeridos na literatura, sendo um fator C desenvolvido por Wouterse (1991) e apresentado na Equação (2.13), e um fator α_{ci} desenvolvido por Heald (1988) e apresentado na Equação (2.8). Adicionando estes fatores na equação do torque de frenagem total, tem-se que,

$$T_{BCF} = 2.C.\alpha_{ci}.\sigma_{Al}.S_{Al}.l_{Al}.r_d^2.B_d^2.\omega \tag{6.27}$$

em que o fator C adaptado para as variáveis do modelo em questão é dado por,

$$C = \frac{1}{2}\left[1 - \frac{1}{4}.\frac{1}{\left(1+\frac{r_d}{R_d}\right)^2.\left(\frac{R_d - r_d}{2.\sqrt{\frac{a_d.h_d}{\pi}}}\right)^2}\right] \tag{6.28}$$

sendo que R_d é o raio do disco de alumínio. O fator α_{ci} adaptado para o modelo atual é dado por,

$$\alpha_{ci} = 1 - \frac{1}{2\pi}.\left[4.\tan^{-1}\left(\frac{h_d}{a_d}\right) + \frac{h_d}{a_d}.\ln\left(1 + \frac{{a_d}^2}{{h_d}^2}\right) - \frac{a_d}{h_d}.\ln\left(1 + \frac{{h_d}^2}{{a_d}^2}\right)\right] \tag{6.29}$$

Segundo Norton (2013), aplicando a segunda lei de Newton na região do disco submetido a ação da força magnética pode-se obter uma estimativa da velocidade angular final para um intervalo de tempo em que o freio atua, ou seja,

$$T_{BCF} = J_d.\left(-\frac{d\omega}{dt}\right) \tag{6.30}$$

sendo que J_d é o momento de inércia do disco.

Da Equação (6.27), tem-se que,

$$k_b.B_d^2.\omega = J_d.\left(-\frac{d\omega}{dt}\right) \quad ; \quad k_b = 2.C.\alpha_{ci}.\sigma_{Al}.S_{Al}.l_{Al}.R_d^2 \tag{6.31}$$

Integrando a Equação (6.31) tem-se

$$\int_{\omega_0}^{\omega} \frac{d\omega}{\omega} = \frac{k_b.B_d^2}{-J_d}.\int_0^t dt \tag{6.32}$$

A solução da Equação (6.32) é dada por,

$$\ln\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = -\frac{k_b.B_d^2}{J_d}.t \tag{6.33}$$

Por fim, a equação que estima a velocidade angular resultante do disco considerando o efeito de frenagem é escrita dada por,

$$\omega = \omega_0 e^{-\left(\frac{k_b B_d^2}{J_d}\right)t} \tag{6.34}$$

em que ω_0 é a velocidade angular inicial no instante de tempo anterior ao que se quer analisar.

Portanto, é possível estimar o torque de frenagem e a velocidade angular do disco de alumínio do modelo adotado através das Equações (6.27) e (6.34), respectivamente.

6.1.1. Modelo Computacional do Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault

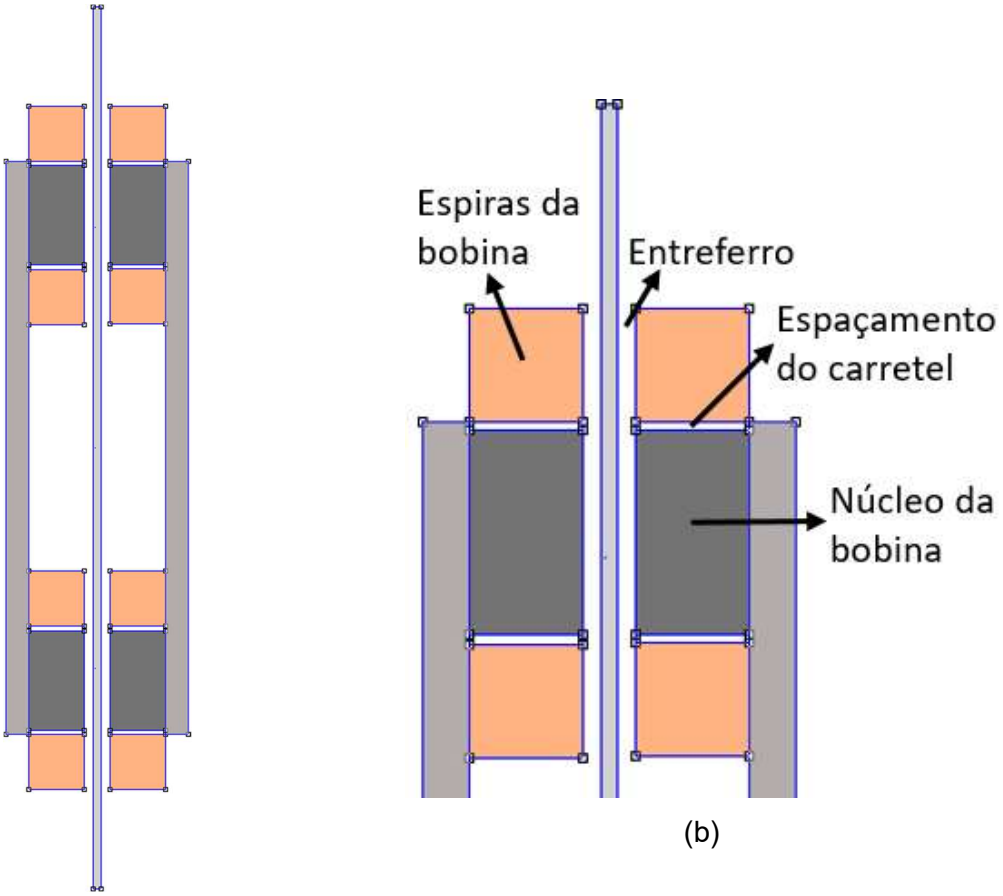
Alguns parâmetros do modelo matemático descrito anteriormente são de difícil determinação analítica, como por exemplo, a densidade de fluxo magnético. Para obter estes dados e avaliar o modelo matemático torna-se necessário a utilização de um modelo computacional.

A construção do modelo e simulação foi realizada pelo programa FEMM (*Finite Element Method Magnetics*). Este programa é voltado para a solução de problemas eletromagnéticos planares e de domínios assimétricos. Os casos disponíveis para análise pelo programa são problemas magnetostáticos lineares e não-lineares, problemas magnéticos harmônicos temporais lineares e não-lineares, problemas eletrostáticos lineares e problemas de transferência de calor em regime permanente. A simulação desenvolvida é um caso de problema magnetostático pois deseja-se obter o campo magnético gerado pela corrente percorrendo as bobinas.

A modelagem foi implementada em um ambiente CAD utilizado para desenhar os modelos. Utilizando o ambiente CAD, incluso no software FEMM, um modelo do freio eletromagnético com suas dimensões foi construído. As dimensões utilizadas para a simulação e posterior construção de bancada de teste foram:

- Disco de alumínio: 400 mm de diâmetro e 4 mm de espessura;
- Discos de aço: 260 mm de diâmetro e 10 mm de espessura;
- Bobinas de seção quadrada: 45 mm de núcleo, 25 mm de altura disponível para enrolamento e 25 mm de espessura;
- Distância do entreferro: 6 mm (1 mm entre cada bobina e o disco de alumínio);

Foi adicionado ao modelo um espaçamento de 2 mm entre o enrolamento das bobinas e o núcleo das mesmas por conta da parede de plástico do carretel onde a bobina foi construída. A Figura 6.6 mostra o desenho feito a partir das dimensões descritas.



(a) (b)

Figura 6.6 – Desenho do modelo a ser simulado (a) Desenho completo (b) Detalhe do conjunto de duas bobinas para visualização do entreferro e espaçamento do carretel.

Para simulação foram definidos os materiais utilizados no modelo. Pela biblioteca de materiais do software foram escolhidos os seguintes itens:

- Meio: Ar
- Disco de Alumínio: Alumínio 1100
- Discos de Aço: Aço 1020
- Núcleo das bobinas: Aço 1020
- Enrolamentos das bobinas: Fio AWG 12 (2,05 mm de diâmetro)

Mais informações a respeito das propriedades dos materiais utilizados são mostradas no APÊNDICE C.

O fio utilizado para o enrolamento das bobinas baseia-se no valor máximo de 10 A de corrente escolhido para operação do freio eletromagnético. Com este fio, cada bobina terá um

enrolamento de 121 voltas. Para configurar a corrente, é necessário determinar um circuito elétrico para as mesmas. Isto é feito no programa através de uma opção no menu dando um nome para o circuito – neste caso nomeado de “A” –, o valor de corrente que circulará pelo mesmo e se a ligação é em série ou paralelo. O sentido de entrada e saída da corrente no circuito é determinado deixando o valor do número de enrolamentos das bobinas como positivos ou negativos. A Figura C.5 do APÊNDICE C mostra a tela de configuração de um circuito elétrico no software e a Figura C.6 mostra o modelo atualizado com as configurações de materiais e circuito.

O próximo passo é determinar as configurações de resolução do problema. A Figura C.7 mostra a janela de configuração com as opções escolhidas para o modelo em questão. A definição dos campos preenchidos na janela de configuração são:

- *Problem Type*: o primeiro campo possui as opções de problema 2-D plano ou problema assimétrico;
- *Length Units*: neste campo são selecionadas as unidades utilizadas para desenhar o problema no ambiente CAD ou que vieram importadas do arquivo DXF;
- *Frequency* (Hz): para problemas magnetostáticos, este campo deve ser zero. Caso não seja zero, será feita uma análise harmônica do modelo onde os campos oscilarão com a frequência determinada;
- *Depth*: é a dimensão da geometria na direção normal à tela. Esta opção é utilizada para escalamento das integrais no pós-processamento para cálculo de força, indutância e outros.
- *Solver Precision*: nesta opção pode-se digitar a precisão desejada para resolução do problema;
- *Min Angle*: esta opção é relativa a malha de elementos finitos que será gerada para resolução do modelo. Ela limita o ângulo mínimo que os triângulos da malha podem ter, sendo que o algoritmo pode apresentar dificuldades para realizar os cálculos caso o valor seja menor que 20,7 graus. O valor máximo que pode ser selecionado é de 33,8 graus.
- *AC Solver*: esta opção adiciona a possibilidade de se utilizar permeabilidade incremental à resolução de problema em corrente alternada. Um de seus possíveis usos é a análise de impedâncias dependentes da frequência em alto-falantes com relação ao ponto de operação em corrente contínua estabelecido pelos ímãs permanentes do alto-falante. Precisa do campo *Previous Solution* para ser habilitada.
- *Previous Solution*: este campo recebe o valor de comportamento do ponto de operação em corrente contínua do modelo que se quer analisar em corrente alternada;

- *Comments*: este é apenas um campo de texto para se adicionar quaisquer comentários a respeito do modelo, não tendo influência nenhuma no resultado da simulação.

O passo final foi gerar a malha de elementos finitos. A única opção de regulagem da malha permitida pelo software é a discutida anteriormente na janela de configurações dos parâmetros de resolução do problema. Questões como o refinamento da malha são resolvidas automaticamente pelo algoritmo do programa. A malha calculada para o modelo possui 9810 nós e pode ser vista na Figura 6.7.

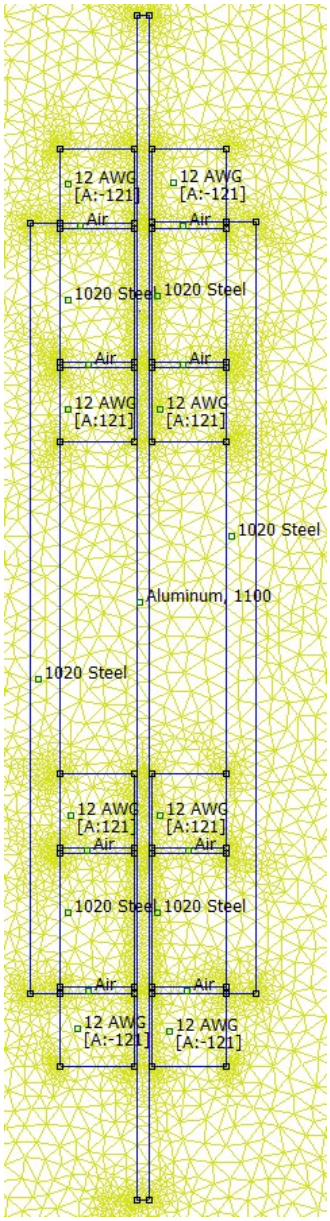


Figura 6.7 – Malha de elementos triangulares gerada para o modelo.

Com a malha gerada, seleciona-se no menu a opção de realizar os cálculos. Após os cálculos terem sido realizados, o programa disponibiliza um pós-processador para visualização dos resultados e cálculo de opções extras como citado anteriormente como, por exemplo, perda resistiva, torque via tensor de tensão ponderada, força de Lorentz, torque de Lorentz, momento de inércia e outros.

A partir do resultado desta simulação, pode-se agora utilizar o valor obtido para a densidade de fluxo magnético para estimar o modelo matemático proposto anteriormente. O cálculo destas equações foi feito através de um algoritmo desenvolvido em Matlab para cálculo computacional que pode ser visto no APÊNDICE D.

As dimensões e dados do material utilizados no modelo computacional simulado podem ser vistos na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Dimensões e dados do material de alumínio utilizados no modelo computacional.

$h_d\ (mm)$	$a_d\ (mm)$	$l_{Al}\ (mm)$	$R_d\ (mm)$	$r_d\ (mm)$	$S_{Al}\ (mm^2)$	$\sigma_{Al}\ (S/m)$
45	45	4	260	237,5	2025	$3{,}445 \times 10^7$

Outra dimensão importante para o modelo computacional que não está descrita na tabela é a distância entre as faces das bobinas do freio eletromagnético e a face do disco de alumínio. No modelo construído para simulação esta distância é de 1 mm para cada lado do disco.

O resultado obtido pela simulação computacional realizada no software FEMM para a região do disco de alumínio sob influência das bobinas pode ser visto na Figura 6.8. Os valores da janela na parte direita superior da figura em questão são referentes ao ponto *P* destacado na mesma. A Figura C.8 do APÊNDICE C apresenta o resultado do modelo completo do freio eletromagnético.

De acordo com os resultados desta simulação, o valor obtido de densidade de fluxo magnético dentro do disco de alumínio é de aproximadamente 0,33 T. Este valor, juntamente com os valores da tabela anterior, foi usado como dado de entrada no algoritmo desenvolvido para avaliação do modelo matemático do freio eletromagnético.

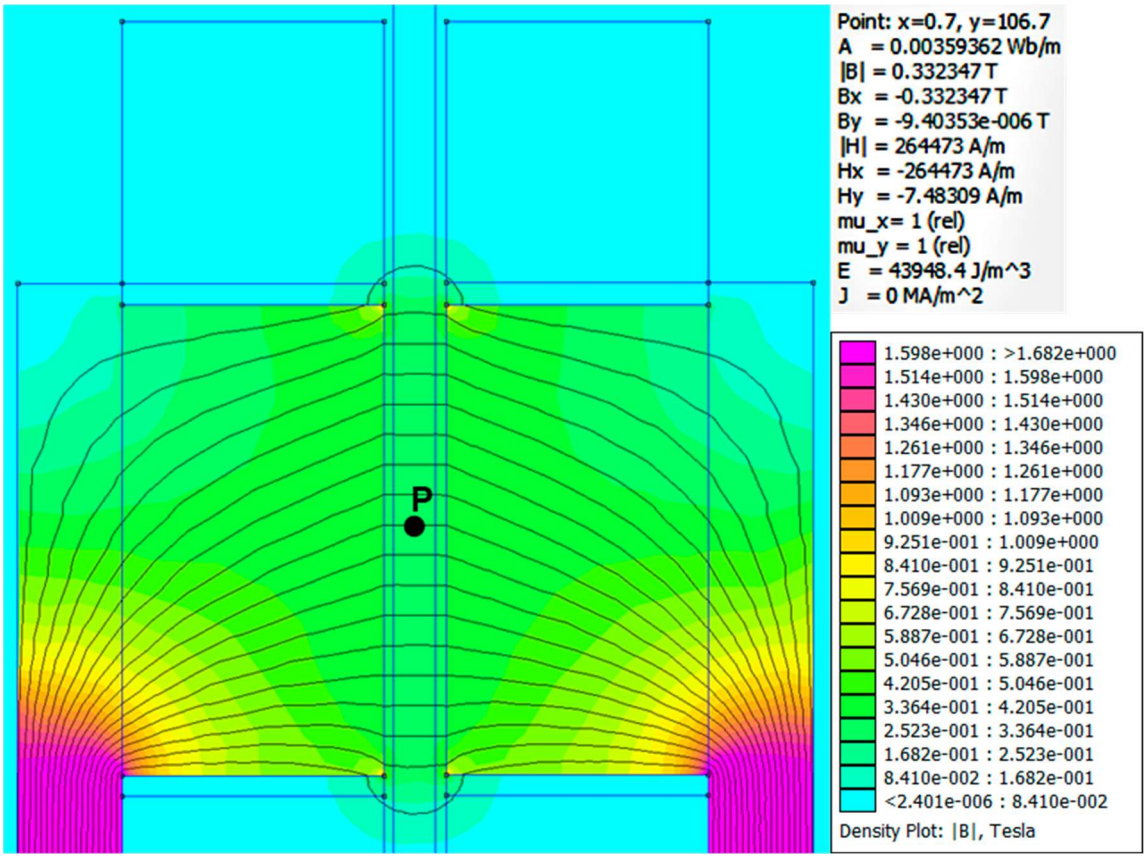


Figura 6.8 – Resultado da simulação numérica exibindo as linhas de fluxo e escala de cores para a densidade de fluxo.

Os resultados obtidos com o algoritmo desenvolvido que complementam a análise computacional podem ser vistos na Tabela 6.2. Considerando uma velocidade angular mínima de 40 RPM para operação do ergômetro em um protocolo de avaliação, o máximo torque resistivo possível utilizando 10 A de alimentação seria apenas 3,85 N.m. Já para uma velocidade angular mais alta que pode ser atingida na execução de um protocolo de Wingate como, por exemplo, 140 RPM, o torque máximo possível para utilização seria de 13,49 N.m.

Tabela 6.2 – Resultados da simulação

Velocidade Angular (RPM)	**Torque Resistivo (N.m)**
10	0,96
20	1,93
40	3,85
70	6,75
110	10,60
140	13,49
173,5	16,72

Nesta situação, utilizando a geometria sugerida para o freio eletromagnético e visando aumentar o torque resistivo, as opções possíveis envolveriam aumentar a densidade de fluxo magnético na região do disco de alumínio entre as bobinas, o que aumentaria a indução de correntes de Foucault e, consequentemente, resultaria em um torque resistivo maior. Este efeito pode ser alcançado aumentando a corrente de alimentação das bobinas ou diminuindo a distância (*gap*) entre as bobinas e o disco de alumínio. Outra modificação possível seria a utilização de um sistema de transmissão que amplificasse o torque resistivo produzido no eixo do freio eletromagnético para o eixo dos aros de propulsão.

6.1.2. Metodologia do teste experimental do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault

O teste do freio eletromagnético projetado foi planejado para ser feito utilizando uma bancada de teste que possui um disco de alumínio preso a um eixo e sustentado por dois mancais. Este disco fica na posição central do eixo e, consequentemente, da bancada. Em cada lateral da bancada, paralela às faces do disco, há um sistema regulável que permite a aproximação ou distanciamento de uma barra. Cada conjunto de disco de aço com quatro bobinas do freio foi instalado em uma barra destas, permitindo então que a distância de entreferro pudesse ser regulada. A Figura 6.9 mostra a bancada utilizada.

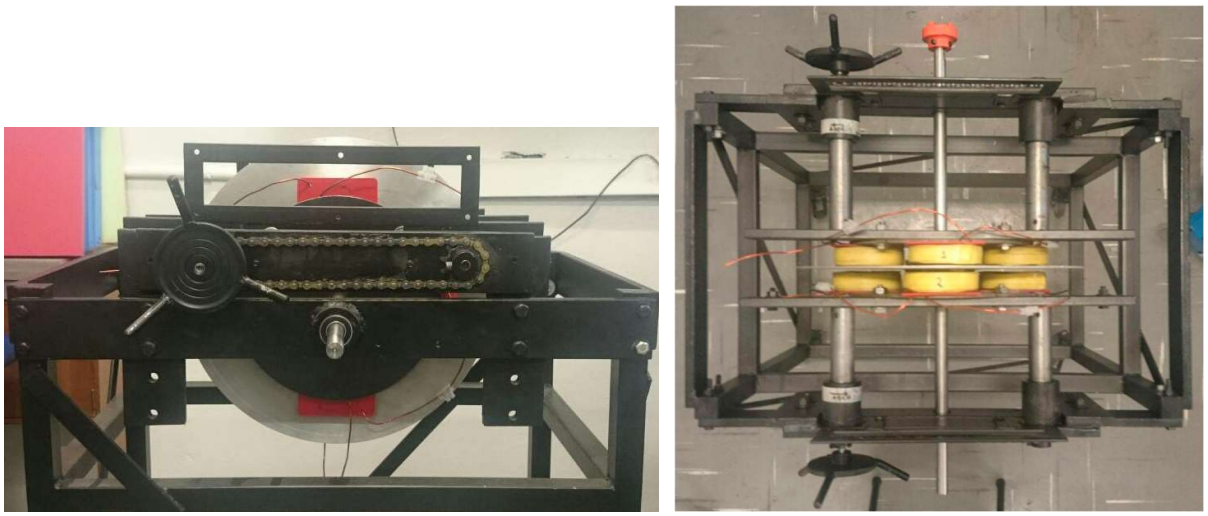


Figura 6.9 – Bancada de teste utilizada para validação do freio eletromagnético.

Para ajuste do entreferro, uma escala foi fixada nesta bancada e cada um dos lados foi ajustado até que as bobinas do freio encostassem no disco de alumínio. Estes pontos foram marcados na escala como sendo o ponto de partida para ajuste do entreferro. A Figura 6.10 mostra a escala com a marcação feita.

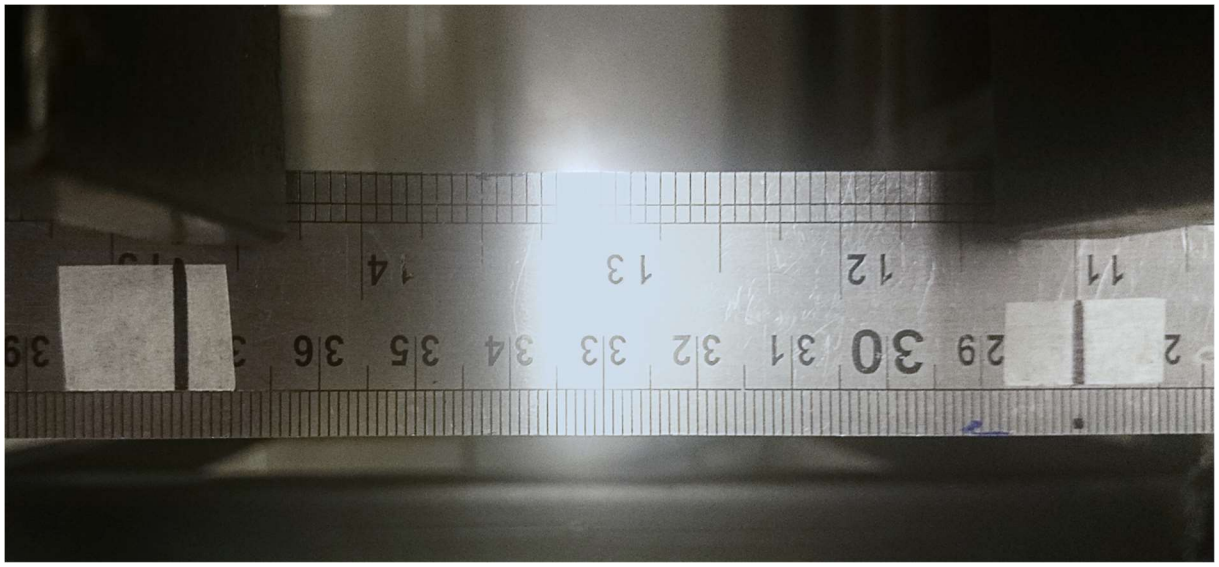


Figura 6.10 – Marcações feitas na escala para identificar o ponto inicial de deslocamento para ajuste do entreferro.

Como fonte para o freio foi utilizado um equipamento da empresa B&K Precision, modelo 9115, que consiste em uma fonte de corrente contínua que permite ajuste do valor de tensão e corrente a serem utilizados. As características deste equipamento podem ser vistas na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 – Características da fonte de corrente contínua da B&K Precision, modelo 9115.

Tensão Máxima	80V
Corrente Máxima	60A
Potência Máxima	1200W
Regulação de Carga	0,01% + 5 mV / 0,1% + 10 mA
Regulação de Linha	0,02% + 1 mV / 0,02% + 1 mA
Fator de Potência	0,99
Resolução	1 mV / 1 mA
Precisão	0,02% + 30 mV / 0,1% 60 mA

Esta bancada foi conectada a um torquímetro MKDQ-100 da fabricante MK Controle que por sua vez foi conectado ao conjunto de motor de indução controlado por inversor de frequência utilizado anteriormente. As características do torquímetro podem ser vistas na Tabela 6.4. A aquisição dos sinais do torquímetro foi feita através do módulo de aquisição e análise de sinais da empresa Lynx utilizando anteriormente.

Tabela 6.4 – Dados do torquímetro MKDQ-100 da fabricante MK Controle.

Sensibilidade Nominal	2 mV/V
Repetibilidade	0,02%
Balanço de Zero	±1%
Erro de Fluência	0,03%
Tensão de Excitação	10 V

Os testes foram organizados de acordo com a Tabela 6.5 exibida a seguir. O desenho esquemático e a montagem experimental completa podem ser vistas da Figura 6.11 à Figura 6.13.

Tabela 6.5 – Testes realizados para o freio por efeito de Correntes de Foucault.

	Gap (mm)	**Corrente Elétrica (A)**	**Velocidade Angular (RPM)**
Piloto 1	1	10; 7; 3	100
	2	10; 7; 3	100
	3	10; 7; 3	100
	4	10; 7; 3	100
Piloto 2	1	10	10; 20; 40; 70; 110; 140; 173,5
Piloto 3	1	7	10; 20; 40; 70; 110; 140; 173,5
Piloto 4	1	3	10; 20; 40; 70; 110; 140; 173,5

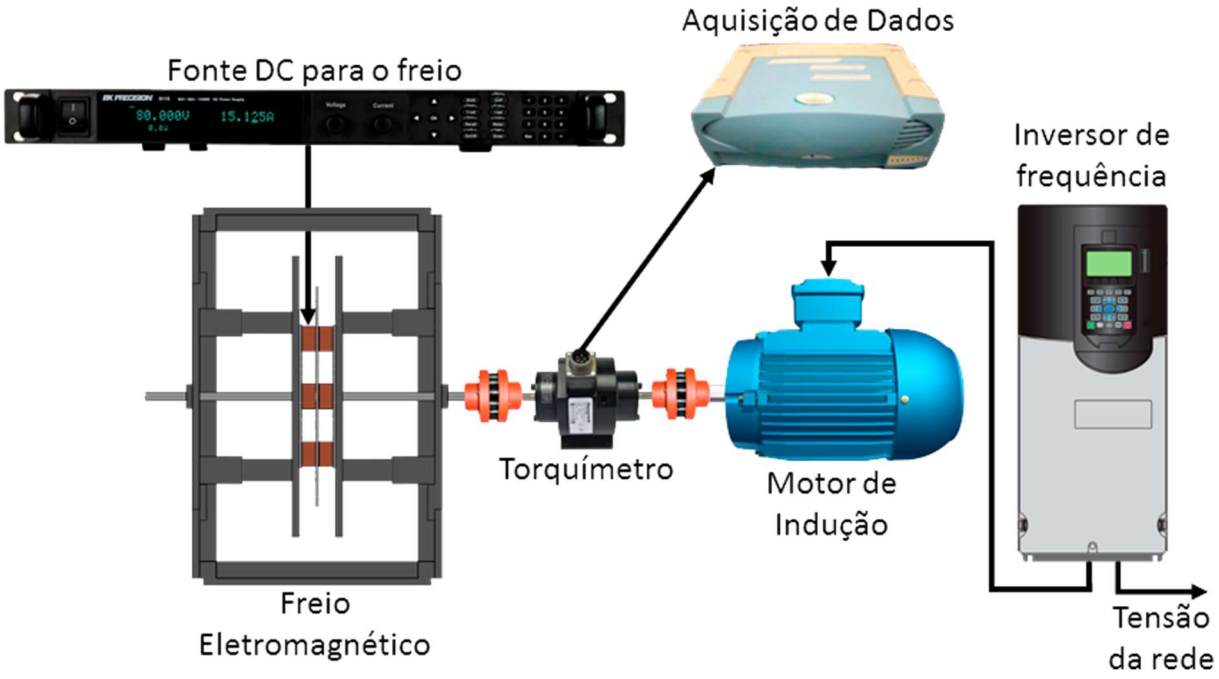


Figura 6.11 – Desenho esquemático da montagem realizada para testes do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault.

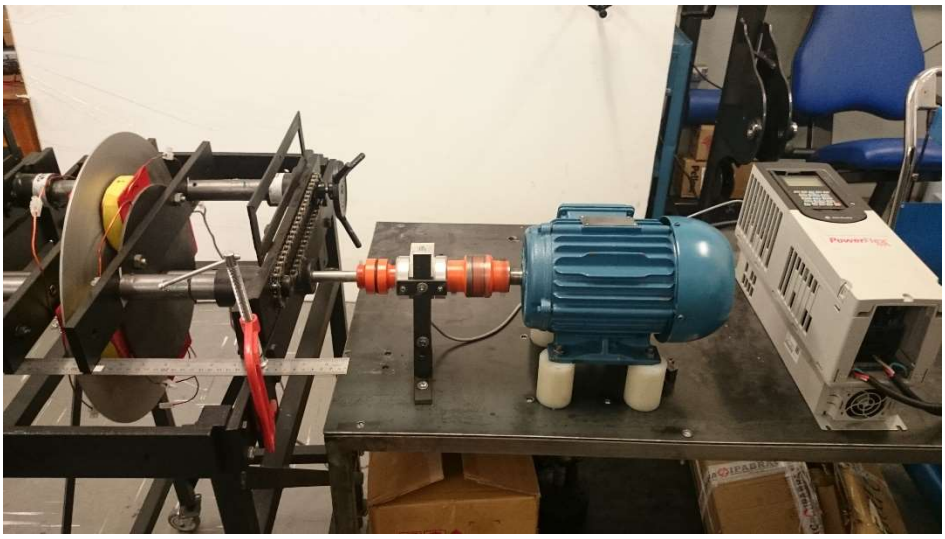


Figura 6.12 – Montagem experimental para testes do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault.

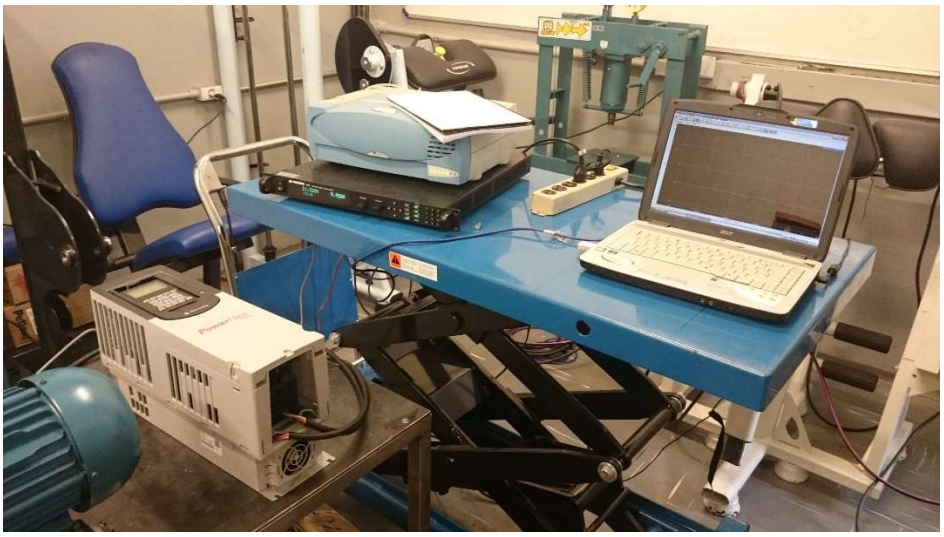


Figura 6.13 – Sistema de aquisição e fonte de tensão regulável utilizados na montagem experimental para testes do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault.

6.1.3. Resultados dos testes do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault

A Figura 6.14 apresenta a curva obtida para o teste piloto 1, sendo que seus dados podem ser vistos na Tabela 6.6. Os resultados dos testes piloto 2, 3 e 4 podem ser vistos na Figura 6.15 e na Tabela 6.7, sendo que nesta última não há valor de torque para a velocidade de 90 RPM com corrente de 10 A pois houve um erro na aquisição dos dados.

É possível verificar pelos resultados do teste piloto 1 que a distância de entreferro é um fator crítico para o valor de torque obtido. Isto ocorre, pois, a densidade de fluxo magnético estabelecida no disco de alumínio cai drasticamente com o aumento desta distância. Através dos resultados dos testes piloto de 2 a 4 é possível comparar também a influência da velocidade angular e corrente de alimentação das bobinas que também possuem influência na densidade de fluxo magnético, visto que a indução eletromagnética que gera as correntes de Foucault deste depende diretamente da velocidade de giro do disco.

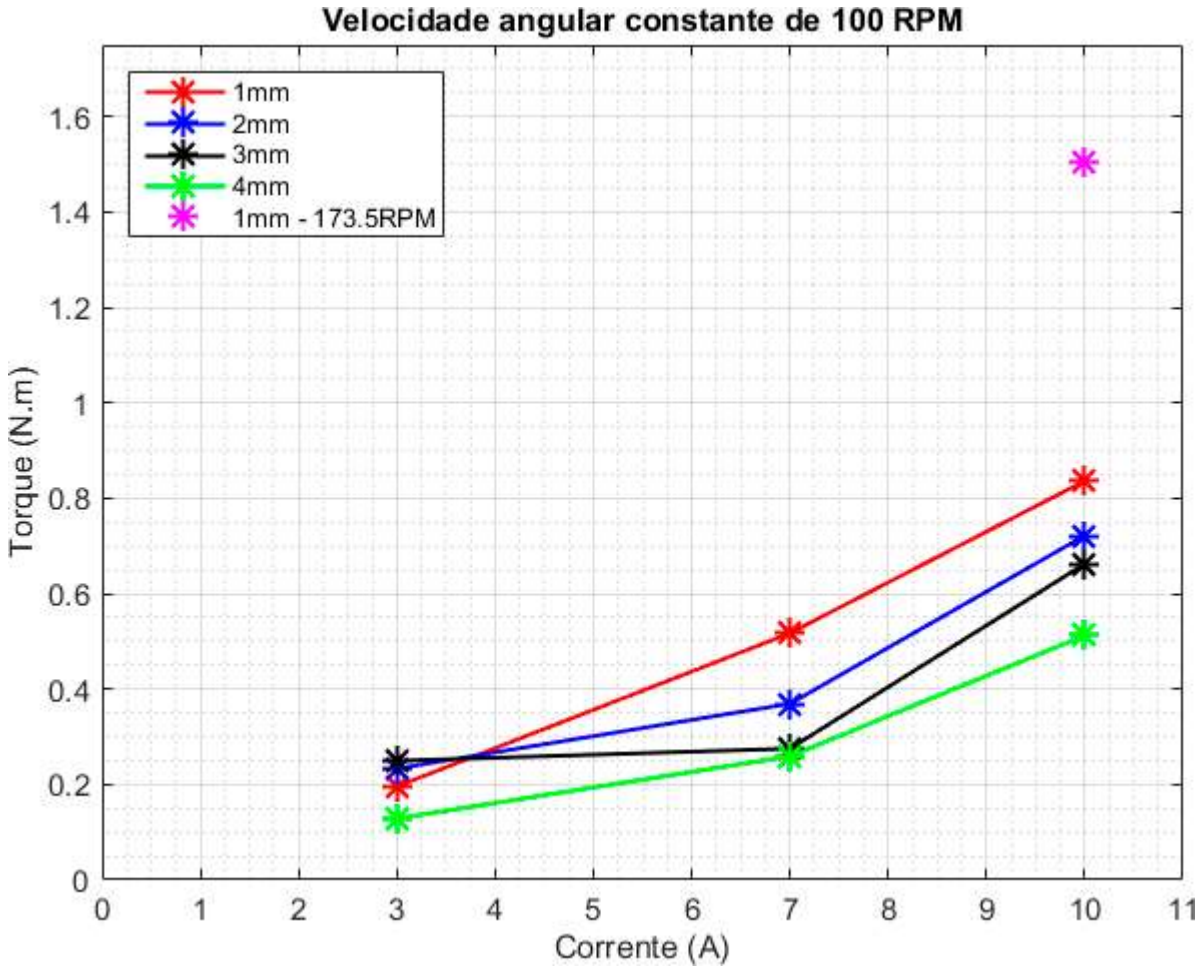


Figura 6.14 – Torque resistivo medido para diferentes distâncias entre as bobinas e o disco de alumínio (teste piloto 1).

Tabela 6.6 – Dados obtidos para o teste piloto 1.

	Corrente (A)		
Gap (mm)	**3**	**7**	**10**
1	0,20 N.m	0,52 N.m	0,84 N.m
2	0,23 N.m	0,37 N.m	0,72 N.m
3	0,25 N.m	0,28 N.m	0,66 N.m
4	0,13 N.m	0,26 N.m	0,51 N.m

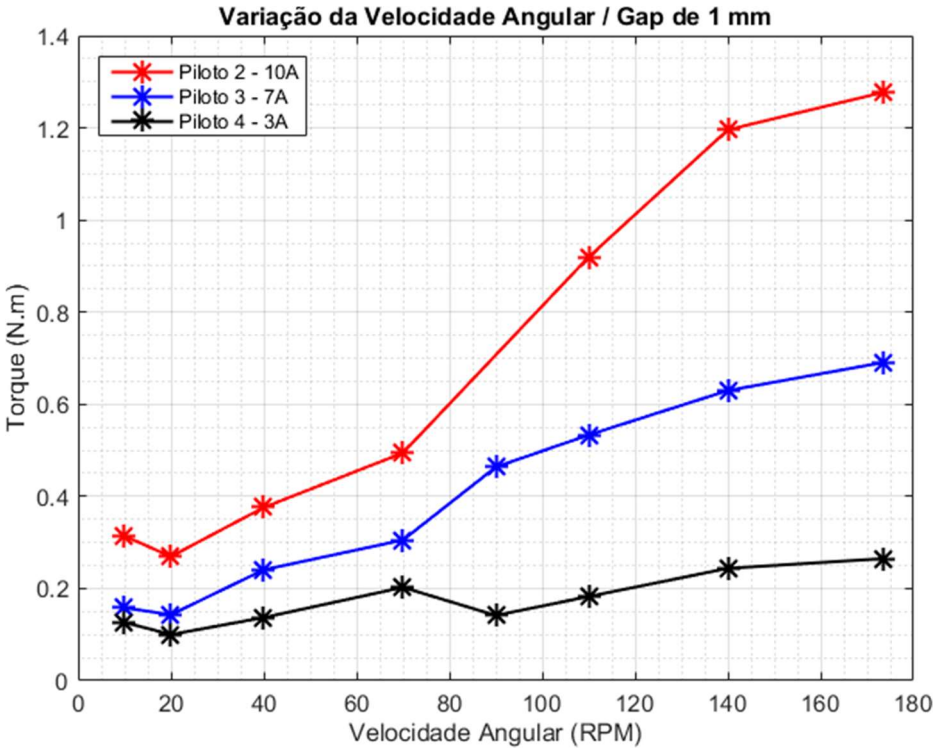


Figura 6.15 – Torque resistivo medido para diferentes velocidades angulares (testes pilotos 2, 3 e 4).

Tabela 6.7 – Dados obtidos para os testes pilotos 2, 3 e 4.

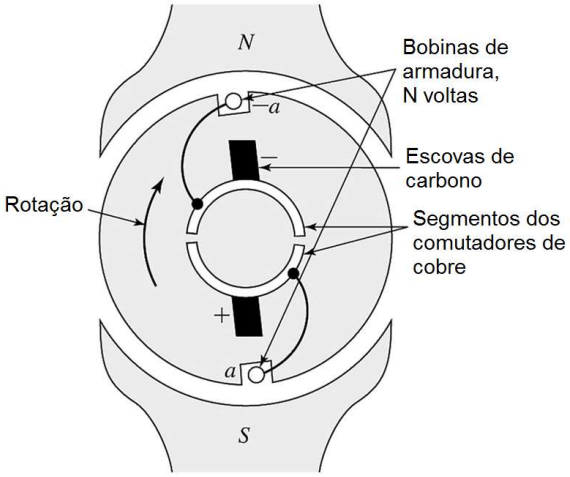
Velocidade Angular (RPM)	**Corrente (A)**		
	3	**7**	**10**
10	0,13 N.m	0,16 N.m	0,31 N.m
20	0,10 N.m	0,14 N.m	0,27 N.m
40	0,14 N.m	0,24 N.m	0,38 N.m
70	0,20 N.m	0,30 N.m	0,49 N.m
90	0,14 N.m	0,46 N.m	-
110	0,18 N.m	0,53 N.m	0,92 N.m
140	0,24 N.m	0,63 N.m	1,20 N.m
173,5	0,26 N.m	0,69 N.m	1,28 N.m

6.2. Modelo Matemático do Freio Eletromagnético utilizando Motor CC de Ímãs Permanentes

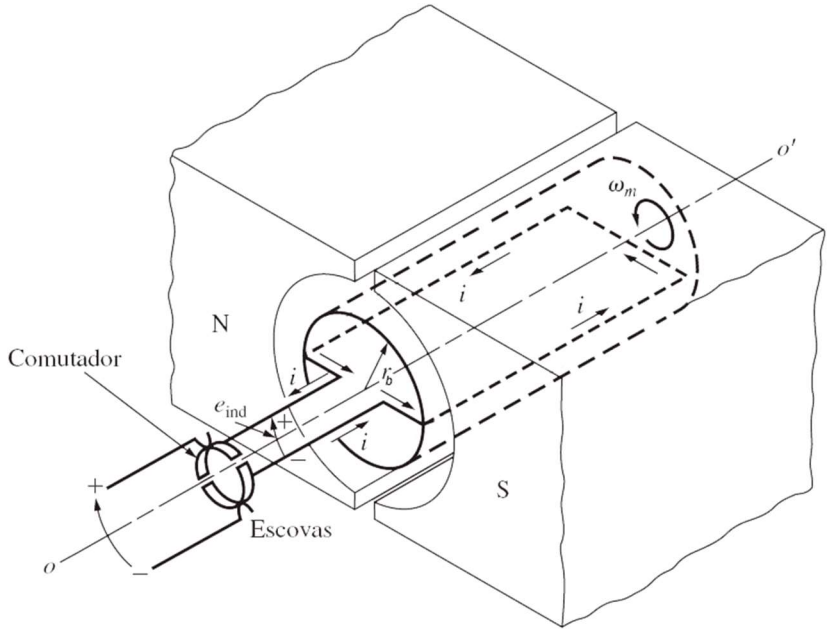
O modelo matemático definido na seção 6.1 permite a caracterização de um sistema de resistência eletromagnético que possa ser adaptado na estrutura do ergômetro. No

entanto, a caracterização das variáveis e do sistema são complexas e exigem uma análise criteriosa de todos os elementos presentes no sistema. Outra possibilidade é a utilização de um motor de corrente contínua funcionando como um sistema gerador.

O modelo mais simples de motor elétrico consiste em uma espira simples de fio girando em torno de um eixo fixo dentro de um campo magnético. As partes rotativas e estáticas desta montagem são chamadas, respectivamente, rotor e estator. A Figura 6.16 mostra o modelo esquemático de um motor de corrente contínua sendo que o estator não está representado em formato de bobinas e sim como polos indicados por N e S.



(a)



(b)

Figura 6.16 – Modelo esquemático de um motor de corrente contínua (a) Motor em corte. Fonte: Adaptado de Umans (2014) (b) Motor em perspectiva. Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

Segundo Chapman (2013), o princípio de funcionamento do modelo da Figura 6.16 é que a bobina ao ser percorrida por uma corrente elétrica (*i*) gera um campo elétrico cujos polos estão alinhados com os polos do estator. Este alinhamento provoca uma força de repulsão que fará com que a bobina mude de posição. Esta mudança fará com que o polo norte da bobina se aproxime do polo sul do estator e o polo sul da bobina se aproxime do polo norte do estator, gerando assim forças de atração que completarão o giro da bobina. O comutador na entrada da bobina tem a função de inverter o sentido de circulação da corrente elétrica na mesma para que, quando um giro da bobina está completo, os polos se invertam e um novo ciclo de repulsão e atração seja iniciado.

O movimento mecânico do rotor dentro do campo magnético causa uma variação no fluxo magnético levando à conversão eletromecânica de energia e geração de uma tensão elétrica (e_{ind}) que varia com o tempo. Um conjunto de bobinas, formadas por espiras, conectadas entre si formam o enrolamento da armadura que, em motores de corrente contínua, faz parte do rotor. Para que a corrente do rotor seja extraída são utilizadas escovas de carbono e o comutador que, além da função descrita anteriormente, faz com que a corrente de saída seja retificada em pulsos positivos. O outro enrolamento que completa o motor é chamado de enrolamento de campo e fica localizado no estator. Este enrolamento recebe uma corrente contínua e é responsável por gerar o fluxo magnético principal de operação para o motor.

A tensão total induzida em uma espira é, segundo Chapman (2013), a soma da tensão induzida em cada segmento da espira vista na Figura 6.16(b) e dada por

$$e_{ind} = 2vBl \tag{6.35}$$

sendo que v é a velocidade linear da bobina, B é o vetor densidade de fluxo magnético e l o comprimento da bobina dentro do campo magnético. Para regiões além das bordas dos polos, o valor de tensão induzida pode ser considerado nula.

Da Equação (6.3), o fluxo magnético é o produto do vetor densidade de fluxo magnético pela área do polo. Da Figura 6.16(b) tem-se que a área de cada polo é dada por πrl, sendo r o raio descrito pela bobina durante seu giro e ainda da Equação (6.17), tem-se que,

$$e_{ind} = \frac{2}{\pi}\phi\omega_m \tag{6.36}$$

e, portanto, conclui-se que a tensão gerada (e_{ind}) é dependente do fluxo magnético (ϕ) presente no interior do motor e da rotação do rotor (ω_m). A constante numérica presente na equação representa os aspectos construtivos do modelo considerado.

Considerando que a força induzida em um condutor é dada por,

$$F = ilB \operatorname{sen} \theta \tag{6.37}$$

em que θ é o ângulo formado entre a bobina e o vetor densidade de fluxo (B).

Da Equação (6.3) e Equação (6.37), tem-se que, segundo Chapman (2013) e Umans (2014), o torque produzido é expresso por

$$T_{ind} = rF \operatorname{sen} \theta \tag{6.38}$$

$$T_{ind} = \frac{2}{\pi} \phi i \tag{6.39}$$

ou seja, o torque é dependente do fluxo magnético presente no interior do motor e da corrente no motor.

Um motor de corrente contínua real é formado por diversas espiras no rotor que podem ser conectadas de diversas formas diferentes aos segmentos do comutador, que também podem ser em maior número do que o modelo mostrado anteriormente. Estas mudanças construtivas fazem com que as expressões anteriores sofram modificações. A expressão para cálculo da tensão de saída da armadura, segundo Umans (2014), é dado por,

$$E_A = \frac{N_P C_a}{2\pi m} \phi \omega_m \tag{6.40}$$

sendo que C_a é o número total de condutores, m o número de caminhos de corrente e N_P o número de polos no motor.

Portanto, a equação para o cálculo do torque é dada por,

$$T_{ind} = \frac{N_P C_a}{2\pi m} \phi I_A \tag{6.41}$$

em que I_A é a corrente total da armadura do motor.

Para um motor de corrente contínua com ímãs permanentes não há necessidade do enrolamento de campo, visto que os polos agora são constituídos pelos ímãs. A diferença principal nesta nova configuração está no fato de que o fluxo magnético das Equações (6.40) e (6.41) torna-se fixo, não podendo mais seu controle ser feito pela variação da corrente de campo ou variação do fluxo magnético.

Este motor de corrente contínua de ímãs permanentes descrito pode ser utilizado como gerador de energia. Isto é feito ao se girar mecanicamente o eixo do motor ao invés de alimentar as bobinas do rotor com corrente contínua. Desta forma, o movimento das bobinas do rotor dentro do campo magnético gerado pelos ímãs permanentes produzirá uma tensão e corrente induzidas.

Utilizando o motor de corrente contínua de ímãs permanentes em modo gerador faz com que o torque, descrito na Equação (6.39), e que agora surge pelo efeito de indução, tenha sentido oposto à rotação imposta ao eixo (UMANS, 2014). Desta forma, é possível utilizar este motor em modo gerador como sistema de resistência para o protótipo do ergômetro.

De acordo com a Equação (6.41), considerando que agora o fluxo magnético ϕ é constante, o controle do torque fornecido pelo equipamento pode ser feito pelo controle da corrente de armadura. Quando em modo motor, isto é feito regulando o valor da corrente que alimentará os enrolamentos da armadura. Utilizando o equipamento em modo gerador, o controle do torque resistivo será feito através da regulagem do consumo da corrente gerada pela indução nos enrolamentos da armadura. Segundo Umans (2014), uma das formas de realizar esta operação é através de um controle PWM que fará a regulação da abertura e fechamento de uma chave, como visto na Figura 6.17. Quando a chave está aberta, o valor da corrente de armadura cai, pois o circuito está interrompido e quando a chave está fechada, a corrente de armadura se forma e percorre o circuito. O circuito de controle completo para esta operação será discutido em seções posteriores.

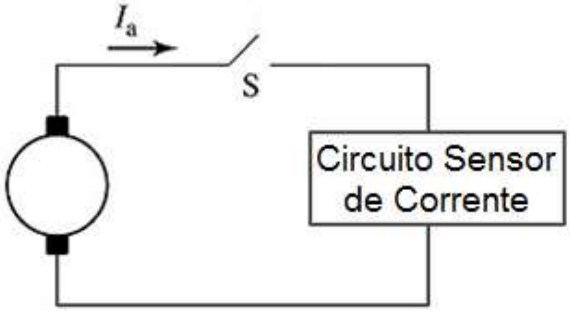


Figura 6.17 – Configuração de controle da corrente de armadura por PWM.

6.2.1. Metodologia do teste experimental do freio eletromagnético utilizando motor CC de ímãs permanentes

Primeiramente, foi selecionado um motor de corrente contínua de ímãs permanentes para atuar no modo gerador e realizar a função de freio. O motor escolhido é da fabricante Leroy Somer, modelo MBT86VL, cujas características podem ser vistas na Tabela 6.8. O fator principal para escolha deste modelo é a sua capacidade de tensão e corrente.

Tabela 6.8 – Especificações técnicas do motor MBT86VL da fabricante Leroy Somer.

Tensão Nominal	30 V
Tensão de Operação	24 a 48V
Corrente de Operação Nominal	12 A
Potência	280 W

A montagem experimental feita para o teste é mostrada na Figura 6.18 e Figura 6.19 e consistiu em conectar este motor ao torquímetro e motor de indução controlado por inversor de frequência utilizados anteriormente. Como o motor será usado em modo gerador, seus cabos de alimentação foram conectados em curto-circuito para fechamento do circuito elétrico interno. Novamente o módulo de aquisição da empresa Lynx foi utilizado para aquisição dos sinais do torquímetro.

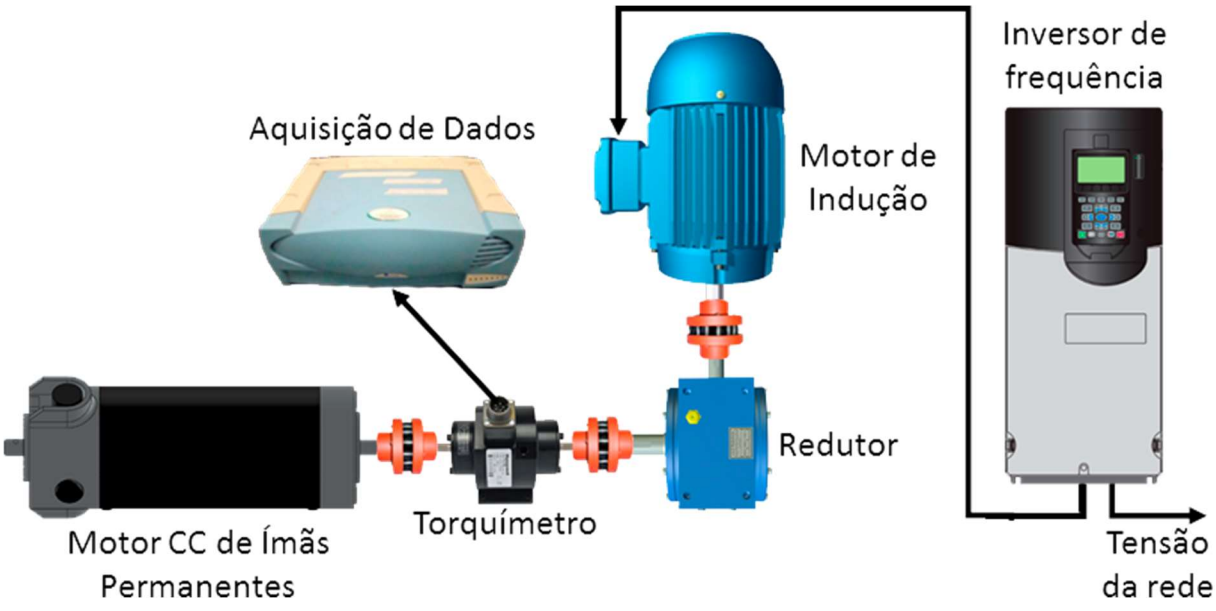


Figura 6.18 – Desenho esquemático da montagem realizada para do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua de ímãs permanentes em modo gerador.



Figura 6.19 – Montagem experimental para teste do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua de ímãs permanentes em modo gerador.

O teste realizado consistiu em variar a velocidade angular do motor de indução para aferição do torque resistivo obtido.

6.2.2. Resultados do teste do freio eletromagnético utilizando motor CC de ímãs permanentes

Os dados obtidos para este teste estão apresentados na Tabela 6.9. O gráfico correspondente a este ensaio pode ser visto na Figura 6.20.

O motor de corrente contínua de ímãs permanentes escolhido operando em modo gerador obteve resultados melhores que o freio de bobinas projetado pois com o aumento da velocidade não houve saturação do sistema. O tamanho deste motor também é mais compacto do que o freio projetado o que permite a utilização de um sistema de transmissão para amplificação do torque resistivo fornecido. Desta forma, mesmo que os aros de propulsão estejam em baixa velocidade, o eixo do motor estará em uma velocidade mais alta, produzindo um torque resistivo mais adequado ao comportamento desejado para o dispositivo.

Tabela 6.9 – Dados de torque resistivo obtidos para o motor operando em modo gerador.

Velocidade Angular (RPM)	Torque Resistivo (N.m)
10	0,29
20	0,08
40	0,39
70	0,57
90	0,73
110	0,80
140	0,97
173,5	1,31
200	1,11
400	2,09
480	3,39
700	4,58

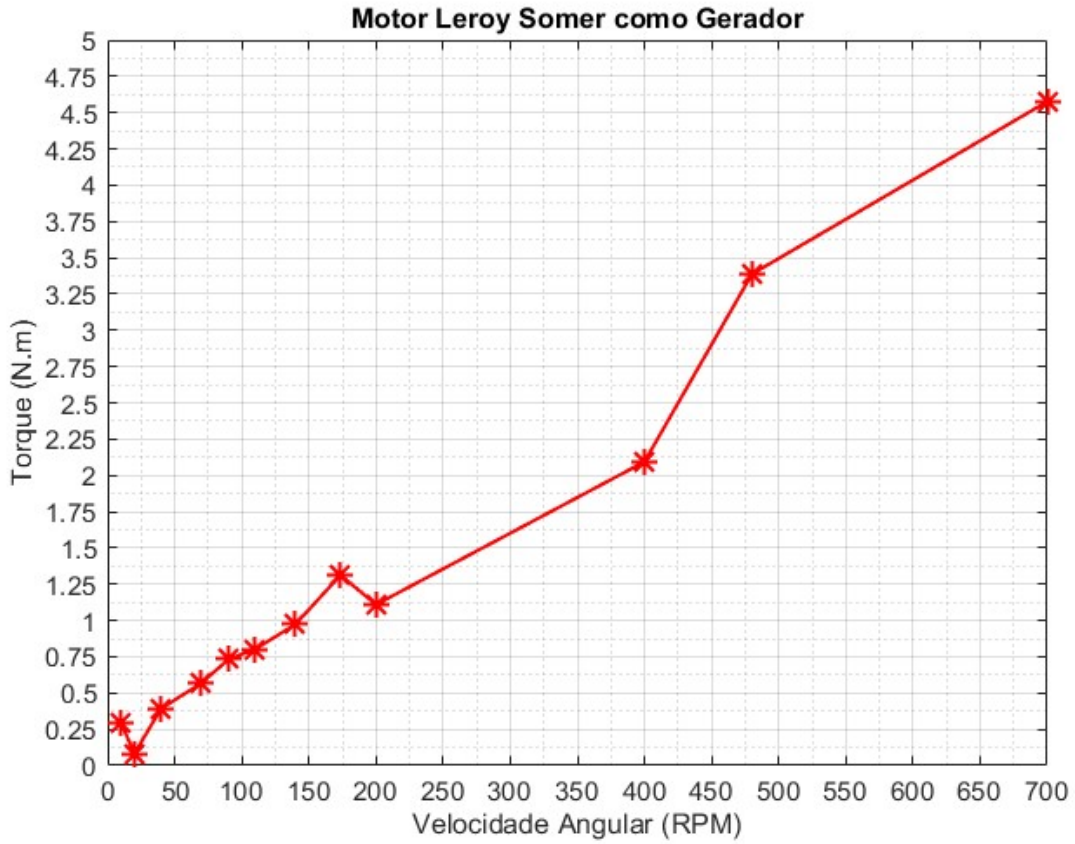


Figura 6.20 – Evolução do torque resistivo com o aumento da velocidade angular.

CAPÍTULO VII

7.t

SISTEMA DE CONTROLE MICROPROCESSADO

Este capítulo apresenta as metodologias empregadas para o projeto do sistema de controle microprocessado. Este sistema é constituído de um módulo central de processamento e comunicação com o computador e módulos periféricos responsáveis pelo sensoriamento e atuação de cada parte do ergômetro.

Inicialmente foi feito o levantamento de todas as características do novo ergômetro para que o número de operações de controle, entradas e saídas analógicas e digitais pudessem ser conhecidos e, o microcontrolador a ser utilizado, escolhido.

A determinação do torque de frenagem do ergômetro para cadeirantes requer o controle da corrente do sistema de resistência mecânica, o que implica no conhecimento da velocidade instantânea dos aros de propulsão. Como o novo ergômetro foi projetado para ser capaz de fornecer torques resistentes diferentes de forma independente para cada aro de propulsão, é necessário que existam dois controles independentes de corrente e dois sensores de velocidade angular. Para um controle adequado das dimensões do aparato, que podem ser personalizadas para cada usuário, há três atuadores lineares que podem ser comandados pela interface computacional ou por acionamento manual.

7.1. Módulo do Freio Eletromagnético

O controle do torque de frenagem é feito conforme o diagrama de blocos mostrado na Figura 7.1. O usuário define o nível de torque de resistência do sistema na interface do programa. Este valor é convertido em um equivalente de corrente, que é imediatamente transferido ao controlador por meio da interface USB.

A informação de corrente, já transferida, é usada como referência do controlador de malha fechada PID. A saída do controlador é um sinal PWM, usado para acionar as chaves de potência. Para isso, o nível escolhido é comparado com a corrente atual no freio através da leitura do sensor de corrente. A onda gerada pelo controle PWM é então transmitida para o módulo periférico do freio onde ocorre a operação de chaveamento que mantém constante a corrente no freio.

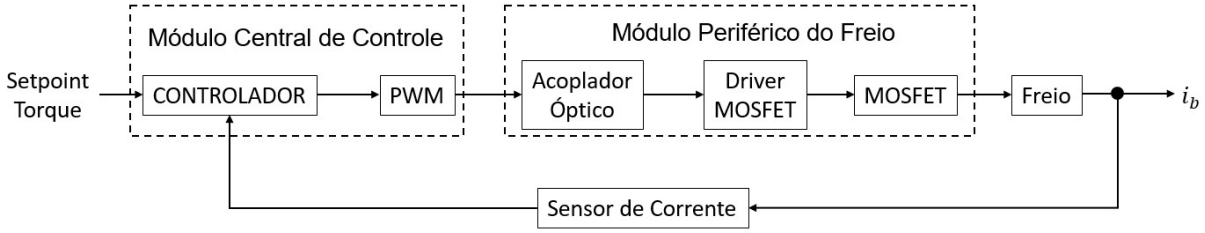


Figura 7.1 – Diagrama de blocos do controle do torque de frenagem.

Cada uma das opções para o sistema de resistência eletromagnético – freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault alimentado por fonte de corrente de contínua ou motor de corrente contínua de ímãs permanentes em modo gerador – exige um módulo periférico diferente, no entanto, ambas executam a mesma operação de controle descrita.

7.1.1. Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault

O circuito do freio eletromagnético, por efeito de Correntes de Foucault, possui duas entradas de alimentação; sendo uma de 24 V que alimenta as bobinas do freio e componentes de potência e uma de 5 V para a parte do circuito do microcontrolador. A alimentação de 24 V é abaixada para 18 V, através de um circuito regulador de tensão, para que os *drivers* de acionamentos das chaves de potência possam ser alimentados.

Um conector de 4 pinos no módulo periférico é responsável pela comunicação dos sinais com o módulo central. Neste conector há a tensão de 5 V, sinal da malha de terra desta mesma tensão, sinal do PWM calculado pelo microcontrolador e o sinal do sensor de corrente. Os três primeiros saem do módulo central para o periférico e o último do periférico para o central. A Figura 7.2 mostra o diagrama esquemático desta comunicação.

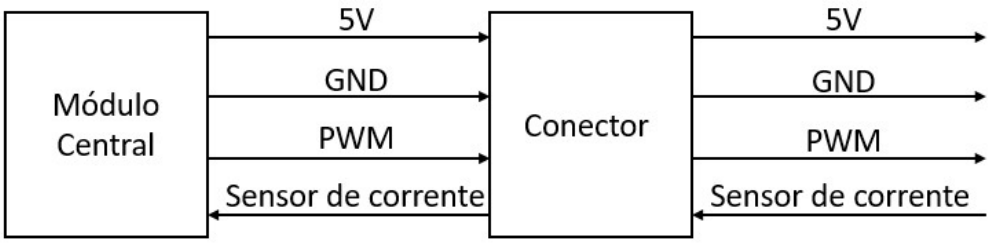


Figura 7.2 – Diagrama esquemático da comunicação dos sinais do módulo periférico com o módulo central.

Como o freio eletromagnético trabalha com duas tensões com referências diferentes, a parte do circuito de 5 V precisa ser isolada da parte do circuito que trabalha com tensões entre 18 V e 24 V. Esta função é realizada pelo acoplador óptico HCPL-2601. Este componente é composto de um diodo emissor de luz de um lado e um fotodetector de alto ganho do outro isolados eletricamente. No circuito em questão, o sinal do PWM calculado entra no ânodo do diodo emissor sendo transmitido para a saída do fotodetector (V_0) no outro lado. O diagrama elétrico deste componente e conexões feitas podem ser vistos na Figura 7.3.

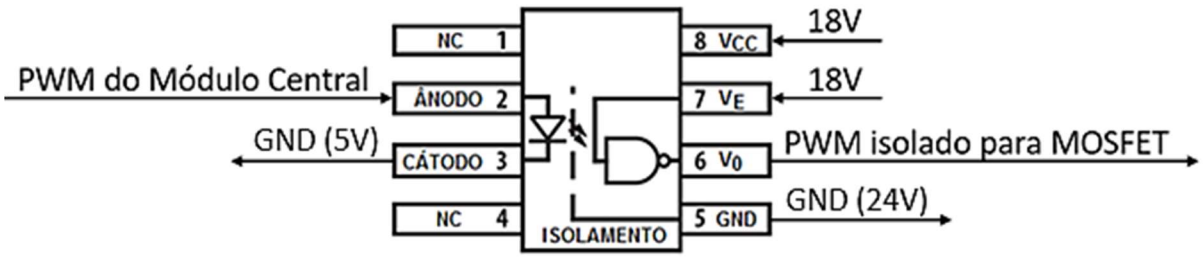


Figura 7.3 – Diagrama elétrico do componente HCPL-2601 com as conexões realizadas. Fonte: Adaptado de Avago Technologies (2014).

Após o acoplador óptico, o sinal do PWM segue para o componente ICL-7667 que é um *driver* de alta velocidade que converte sinais de baixa amplitude de corrente em sinais de alta amplitude de corrente e tensões até 15 V. Esta elevação na amplitude da tensão e da corrente é necessária para que o sinal do PWM possa realizar a operação de abertura e fechamento da chave eletrônica de potência do circuito.

A chave eletrônica em questão é um MOSFET IRFP264 que suporta até 24 A a 100 °C. No pino de *gate* do MOSFET, é aplicado o sinal do PWM que foi amplificado pelo ICL-7667 para realizar a operação de abertura e fechamento do canal de condução da chave. No pino de dreno, é aplicada a corrente vinda do freio eletromagnético e que será controlada pela operação do sinal PWM aplicado ao *gate*. Por fim, o pino *source* é ligado à malha de terra da

tensão de 24 V. O diagrama elétrico do MOSFET conectado ao seu *driver* pode ser visto na Figura 7.4.

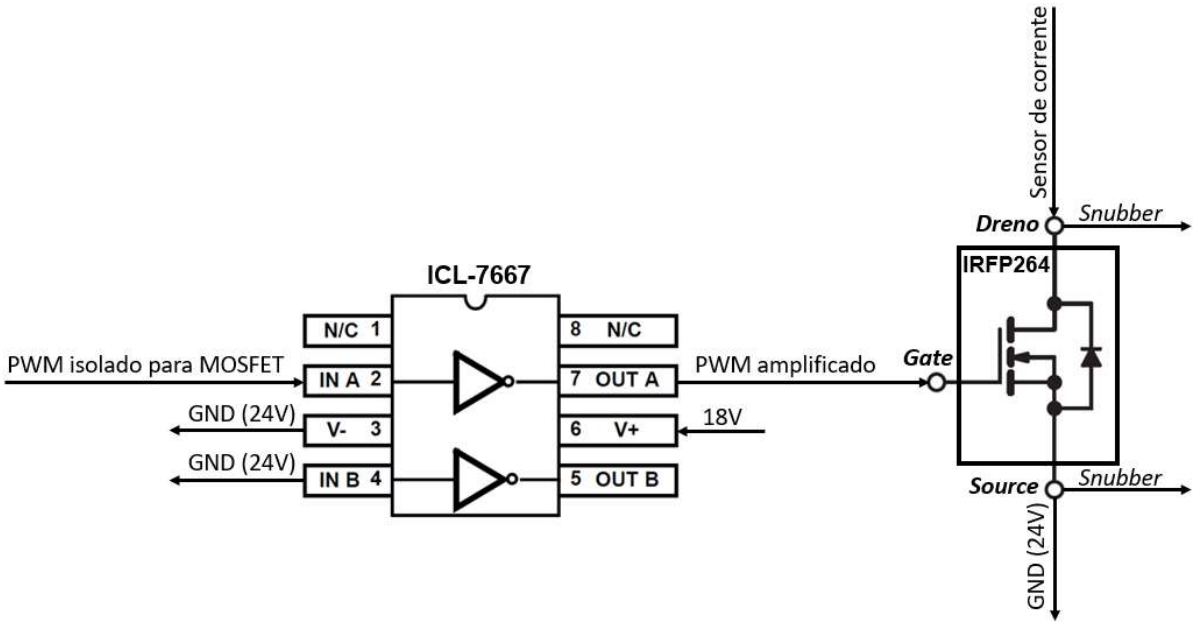


Figura 7.4 – Diagrama esquemático do MOSFET IRFP264 e ICL-7667 e conexões feitas. Fonte: Adaptado de Vishay Siliconix (2011) e Intersil Corporation (1999).

Um circuito de *snubber* é ligado em paralelo com os pinos *dreno* e *source* da chave de potência, visto na Figura 7.5. Este circuito é necessário devido à característica da carga que está sendo controlada. Em cargas indutivas, como o freio eletromagnético que está sujeito a interrupções abruptas na corrente elétrica, podem surgir picos de tensão que podem danificar a chave de potência. O circuito *snubber* atua nestes casos fornecendo um caminho alternativo para a corrente chaveada para que a energia armazenada na carga indutiva seja descarregada com segurança sem danificar o restante do circuito.

O circuito *snubber* implementado é composto de um diodo, capacitor e resistor. O diodo desta montagem é comumente chamado de diodo de roda livre e sua função, juntamente com o resistor em paralelo, é dissipar a energia do indutor gradualmente. Para esta montagem foi utilizado um diodo do tipo ultrarrápido. Já o capacitor atua limitando a taxa de crescimento do pico de tensão.

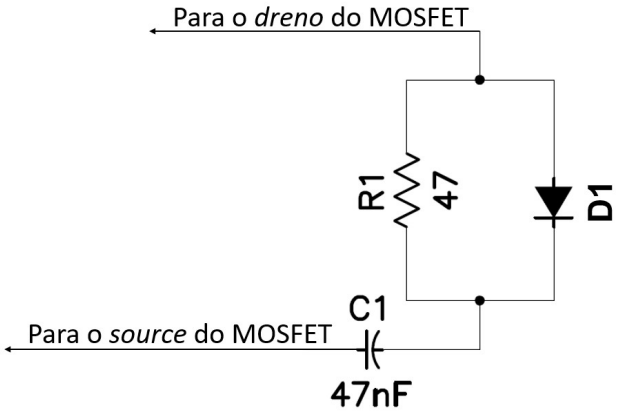


Figura 7.5 – Circuito *snubber* para proteção do MOSFET.

Como mencionado anteriormente, a carga de frenagem do circuito em questão será mantida no valor desejado através do controle da corrente elétrica. Para que isto ocorra é necessário que o microcontrolador, que realiza os cálculos da malha de controle, receba a informação da amplitude de corrente no freio. O procedimento de mensuração da corrente é feito através do componente ACS712-20A-T. Este componente consiste em um sensor de corrente por efeito Hall voltado para aplicações de controle de motor e proteção contra sobre-corrente. O modelo escolhido trabalha com correntes de ±20 A e possui sensibilidade de 100 mV/A.

A corrente que se deseja medir entra pelos pinos IP+ e sai pelos pinos IP-. Após passar por um processamento interno, uma tensão de saída, proporcional à corrente que percorreu os pinos IP+ e IP-, será produzida no pino VIOUT. Esta tensão proporcional é, então, repassada ao microcontrolador e convertida novamente para valor de corrente através de uma curva de calibração. Este sensor de corrente é colocado no circuito entre o freio eletromagnético e o MOSFET, ou seja, a corrente elétrica sai da fonte de 24 V, passa pelas bobinas do freio eletromagnético e, quando retorna ao circuito, passa pelo sensor de corrente para depois entrar no pino de dreno do MOSFET. O diagrama elétrico deste componente com as conexões realizadas pode ser visto na Figura 7.6.

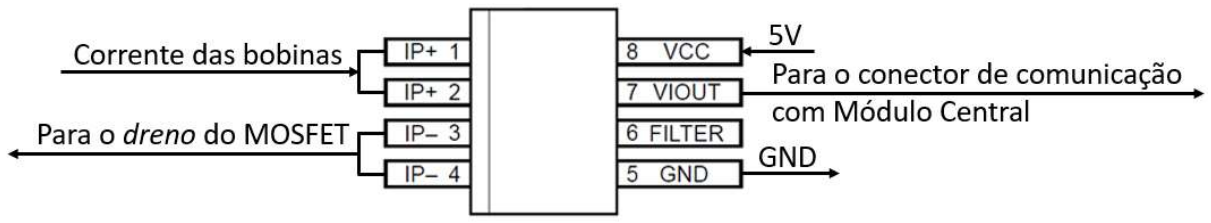


Figura 7.6 – Diagrama esquemático do componente ACS712-20A-T e conexões realizadas. Fonte: Adaptado de Allegro Microsystems LLC (2017).

Por fim, foi projetado um conjunto de dissipador de calor com ventoinha acoplados ao MOSFET, visto que a temperatura deste componente durante a operação de chaveamento pode atingir níveis que podem danificar o mesmo. Esta ventoinha é alimentada pela tensão de 24 V presente no circuito. O circuito completo para controle do freio eletromagnético por efeito de Foucault pode ser visto na Figura E.1 do APÊNDICE E e a placa de circuito impresso projetada contendo descrito pode ser vista na Figura 7.7.



Figura 7.7 – Placa de circuito impresso projetada para o circuito de controle do freio eletromagnético por efeito de Correntes de Foucault.

7.1.2. Freio Eletromagnético utilizando Motor CC de Ímãs Permanentes

O circuito em questão possui uma parte idêntica ao circuito anterior. O sinal do PWM gerado pelo microcontrolador chega ao circuito também por um conector de 4 pinos – cujas conexões são as mesmas vistas anteriormente – e passa pelo acoplador óptico HCPL-2601 para isolamento das diferentes tensões. Em seguida o sinal do PWM passa pelo driver de *gate* ICL-7667 para elevação das amplitudes de tensão e corrente e finalmente entra no MOSFET IRFP264 através do pino de *gate* do mesmo. Nesta montagem há também o circuito de proteção *snubber* visto anteriormente ligado em paralelo com os pinos de *dreno* e *source*.

A diferença deste circuito encontra-se no ramo conectado ao pino de dreno do MOSFET. No circuito anterior entrava por este pino uma corrente contínua que havia sido originada pela tensão de 24 V ligada aos terminais do freio eletromagnético. Como nesta montagem quem faz o papel de freio eletromagnético é um motor de corrente contínua operando em modo gerador, a corrente contínua gerada por ele pode ser positiva ou negativa, dependendo do sentido de giro imposto nos aros de propulsão do ergômetro. Para efeito de proteção, esta corrente primeiramente deverá passar por uma ponte retificadora para que sua saída seja sempre positiva. A partir daí a corrente passa pelo sensor Hall ACS712-20A-T que

enviará o valor da corrente para o microcontrolador e chega ao pino de *dreno* do MOSFET. A diferença descrita está ilustrada na Figura 7.8.

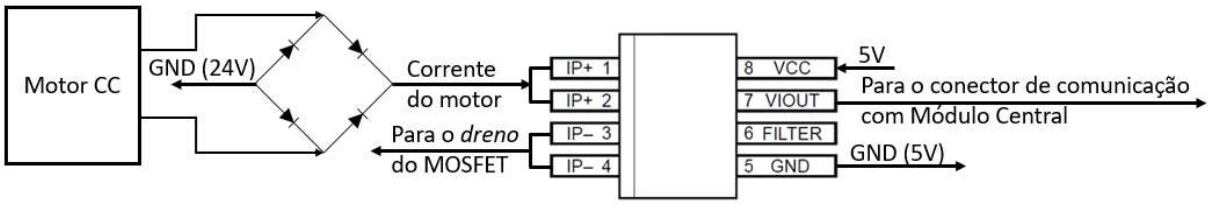


Figura 7.8 – Diagrama esquemático da nova sequência de percurso de corrente.

O circuito descrito anteriormente, apesar de correto, não pode ser aplicado na prática com os componentes selecionados. O circuito da Figura 7.9 foi construído para simular o funcionamento do controle de corrente elétrica no motor feito pelo MOSFET. Neste circuito o motor é representado por um conjunto de fonte de tensão, indutor e resistência. O MOSFET, representado pelo componente M1, recebe a tensão do motor no pino de *dreno* e uma onda de tensão quadrada no pino de *gate* para simular o sinal de controle do PWM vindo do microcontrolador.

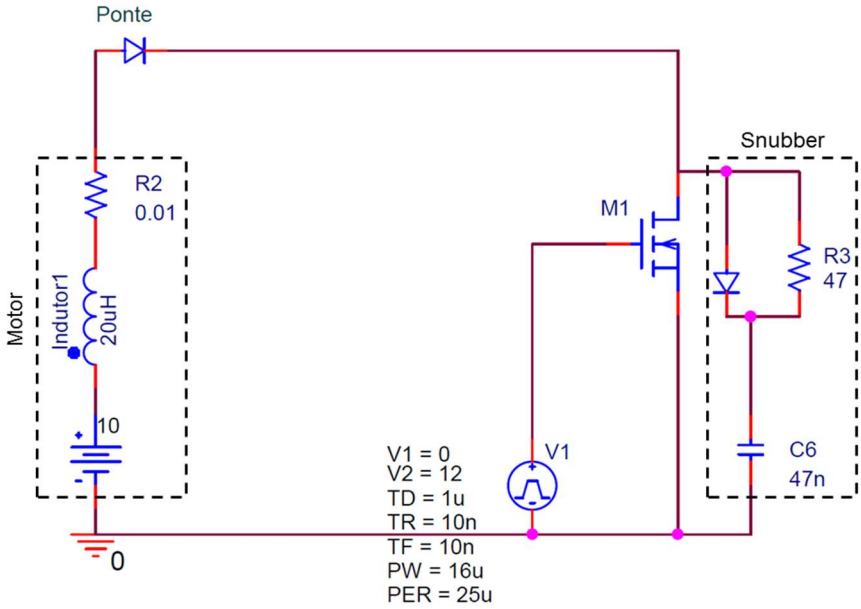


Figura 7.9 – Circuito utilizado para simulação do comportamento da tensão e corrente no sistema de controle projetado.

Através da simulação deste circuito foram encontradas duas situações que precisam ser solucionadas para que o sistema possa operar. A primeira é a oscilação da corrente produzida pelo motor – para que seja alcançada a condição de torque constante, a corrente

deve ser a mais estável possível – e a segunda, o alto nível de tensão presente no pino de *dreno* do MOSFET – que ultrapassa os limites de operação do mesmo e podem vir a danificá-lo. De acordo com Umans (2014), estes efeitos são característicos da operação do PWM que causa mudanças rápidas na tensão e corrente do circuito. O autor sugere também que alguma espécie de filtro seja usada para conter estes efeitos. A Figura 7.10 mostra os gráficos referentes a estas ocorrências.

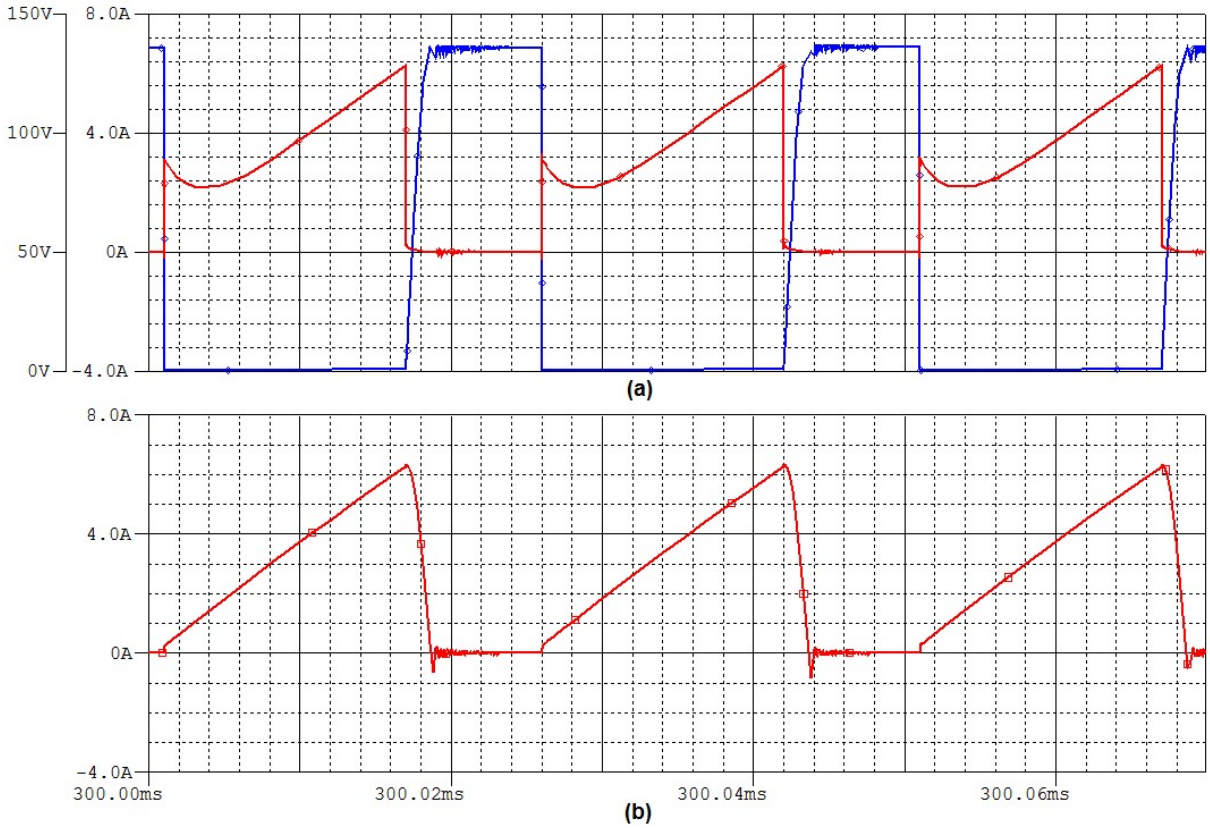


Figura 7.10 – Gráficos obtidos pela simulação do circuito da Figura 7.9 (a) Corrente (em vermelho) e tensão (em azul) no pino de *dreno* do MOSFET (b) Corrente no motor.

Para resolução das situações descritas, duas adições foram feitas ao circuito. Um indutor foi adicionado em série antes da entrada do pino de dreno e um banco de capacitores foi adicionado em paralelo com o conjunto motor e ponte. O indutor adicionado neste caso trabalha com a amplitude e forma de onda da corrente. Já a função dos capacitores é reduzir a amplitude da tensão consumindo a corrente.

O projeto físico de indutores foi descrito por Barbi; Font; Alves (2002). Em circuitos de média e alta frequência de chaveamento é aconselhado o uso de núcleo de ferrite para construção do indutor por sua alta resistividade que minimiza as perdas por correntes parasitas (BOSSCHE; VALCHEV, 2005). A indutância (L) necessária é dada por,

$$L = V.\frac{\Delta t}{\Delta i} \tag{7.1}$$

em que V é a tensão imposta ao indutor, Δt é o período do chaveamento realizado e Δi a ondulação do valor máximo de corrente (I_{max}) a ser utilizado nos fios do enrolamento do indutor.

O tamanho do núcleo a ser utilizado é dado por,

$$A_e A_w = \frac{L.I_{max}.I_{rms}}{B_{max}.J_{max}.k_w}.10^4 \tag{7.2}$$

sendo que I_{rms} é o valor eficaz da corrente aplicada, B_{max} o valor máximo de densidade de fluxo magnético para núcleos de ferrite (usualmente, 0,35 T) , J_{max} a máxima densidade de corrente e k_w o fator de ocupação do cobre dentro do carretel (tipicamente, 0,7). As variáveis $A_e A_w$ e $A_e A_w$ correspondem à valores característicos de área do núcleo e do carretel, como visto na Figura 7.11.

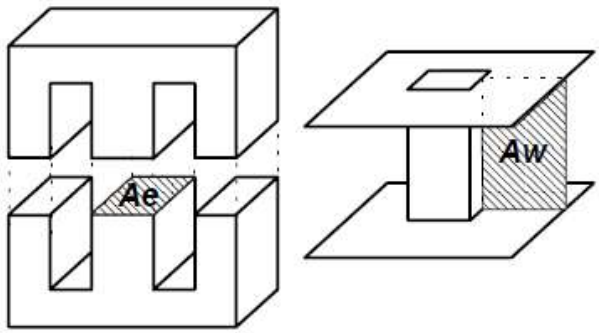


Figura 7.11 – Áreas características do núcleo e carretel para projeto de indutor. Fonte: Adaptado de Barbi; Font; Alves (2002).

Por fim, o número de espiras e a distância de entreferro do núcleo podem ser calculados, respectivamente, por:

$$N = \frac{L.I_{max}}{B_{max}.A_e} \tag{7.3}$$

$$l_g = \frac{N^2.\mu_0.A_e}{L}.10^{-2} \tag{7.4}$$

O circuito após as adições citadas é mostrado na Figura 7.12 e o gráfico com as formas de onda atualizadas, após estas alterações, é mostrado na Figura 7.13. Como pode ser visto, a forma de onda da corrente no motor agora oscila entre 13,836 A e 13,840 A, o que pode ser considerado um valor de corrente constante para a operação desejada. A corrente de valor 21,3 A presente no pino de *dreno* do MOSFET possui esta amplitude pois é a soma da corrente do motor e da corrente do banco de capacitores. O valor máximo de tensão no pino de dreno passou a ser de 10 V. Estes novos valores de operação estão dentro da faixa operacional dos componentes utilizados e podem, então, serem implementados no circuito.

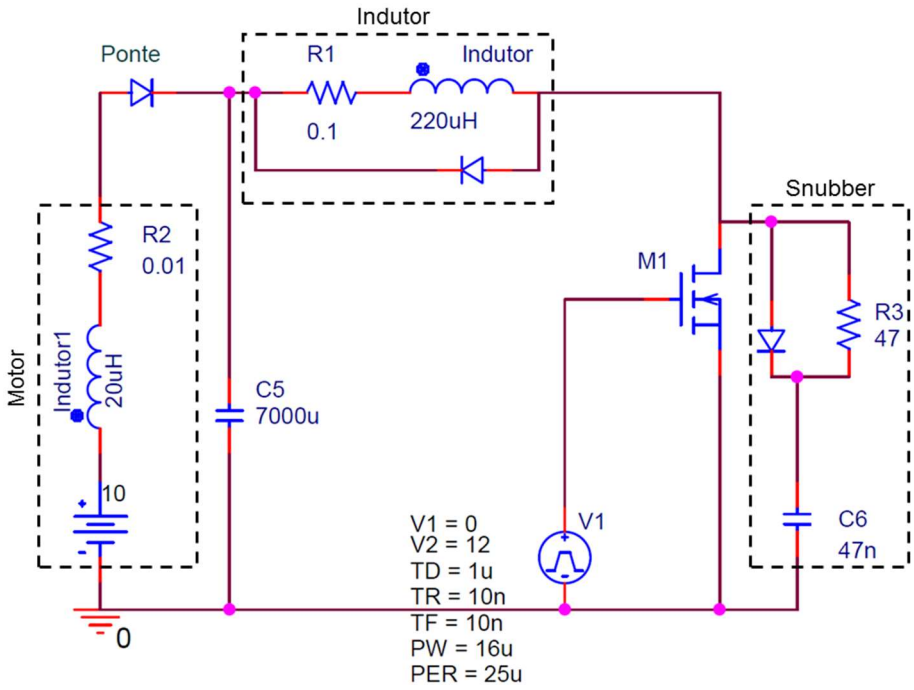


Figura 7.12 – Circuito utilizado para simulação do comportamento da tensão e corrente no sistema de controle projetado após adição do indutor e banco de capacitores.

No circuito projetado, os componentes descritos e utilizados na simulação para estabilização da tensão e corrente foram adicionados da seguinte forma: o banco de capacitores foi colocado entre a saída da ponte retificadora e a entrada do sensor de corrente por efeito Hall; já o indutor foi colocado em série entre a saída do sensor de corrente e o pino de dreno do MOSFET. Esta nova configuração pode ser vista na Figura 7.14.

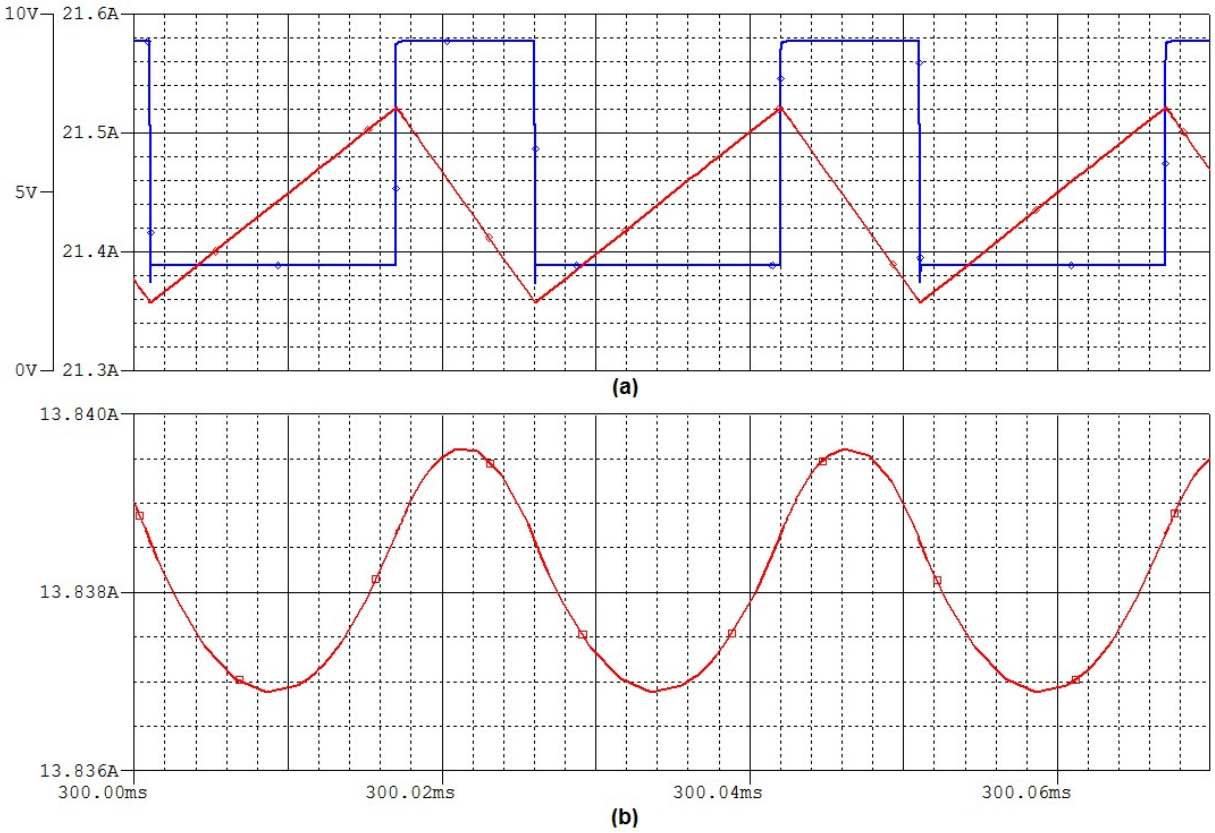


Figura 7.13 – Gráficos obtidos pela simulação do circuito da Figura 7.12 (a) Corrente (em vermelho) e tensão (em azul) no pino de dreno do MOSFET (b) Corrente no motor.

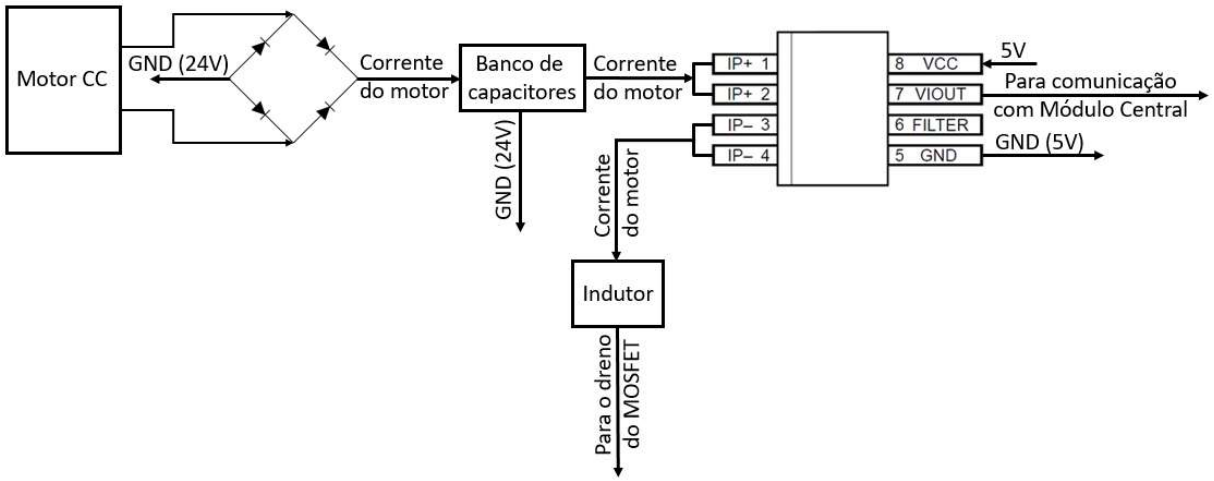


Figura 7.14 – Diagrama esquemático da nova configuração após simulações.

O circuito completo para controle do freio eletromagnético por motor CC com ímãs permanentes pode ser visto na Figura E.2 do APÊNDICE E e a placa de circuito impresso projetada contendo o circuito descrito pode ser vista na Figura 7.15.

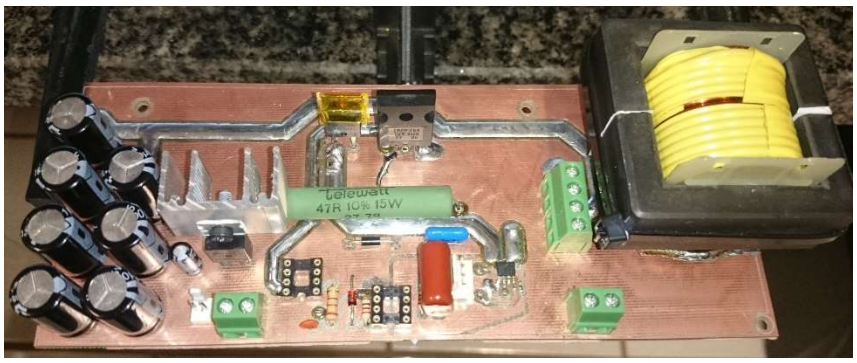


Figura 7.15 – Placa de circuito impresso projetada para controle do freio eletromagnético utilizando motor CC de ímãs permanentes em modo gerador.

É interessante destacar que este banco de capacitores utilizado para consumir a corrente e reduzir a amplitude de tensão pode ser substituído por um sistema de carregamento de uma bateria, o que faria com que o sistema resistivo do ergômetro passasse a armazenar esta energia dissipada para uso posterior.

7.2. O Módulo dos Atuadores Lineares

Como destacado, o ergômetro para cadeirantes projetado permite que as dimensões de sua estrutura sejam modificadas, ou seja, permite diferentes regulagens. Nesta versão do protótipo este procedimento é feito através de três atuadores lineares que podem ser controlados por computador através de um programa de interface humana ou através de um controle manual por botoeira.

Para que as medidas sejam ajustadas, os motores dos atuadores lineares precisam girar em dois sentidos diferentes para que o atuador possa executar o movimento de avanço e retorno. Esta inversão de movimento é feita invertendo o sentido da corrente elétrica que percorre o motor e pode ser feita utilizando um circuito tipo *chopper*.

Circuitos *choppers* são utilizados em aplicações industriais e tem por característica converter uma fonte de tensão de corrente contínua em uma fonte de tensão de corrente variável. Para o caso em questão em que a carga alterna entre alimentação positiva e alimentação negativa, a topologia indicada é o *chopper* de classe E – também conhecido como *chopper* de quatro quadrantes (RASHID, 1999). A topologia básica para este circuito pode ser vista na Figura 7.16. O motor a ter seu sentido de rotação invertido é representado pelo conjunto de indutor *L*, resistor *R* e fonte de tensão *E*. A Figura 7.17 mostra quais dispositivos conduzem e qual a polaridade de tensão e corrente para cada quadrante.

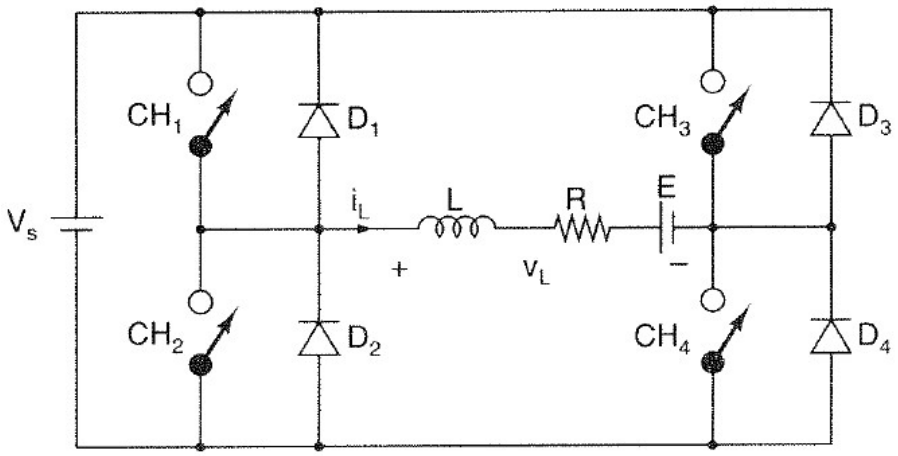


Figura 7.16 – Topologia do circuito *chopper* de classe E. Fonte: (RASHID, 1999).

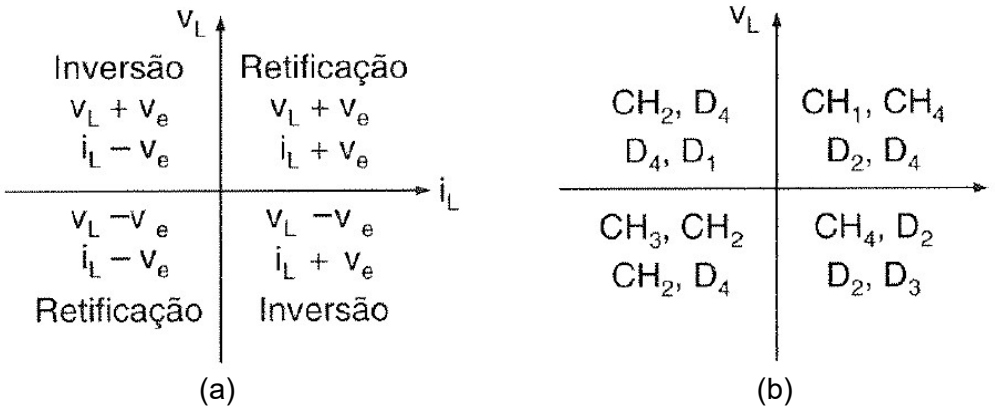


Figura 7.17 – Quadrantes de funcionamento do *chopper* classe E (a) Polaridades de tensão e corrente (b) Dispositivos em condução. Fonte: (RASHID, 1999).

No controle dos atuadores lineares do projeto, os quadrantes utilizados para operação de avanço e retorno são, respectivamente, o primeiro e terceiro. As chaves do circuito da Figura 7.16 foram substituídas por conjuntos de relés, transistores e diodos. Para que a chave se feche e permita a passagem da corrente elétrica para o motor, a bobina do relé precisa ser energizada. Esta energização da bobina é controlada por um transistor NPN que recebe o sinal do terminal de saída da bobina em seu pino *coletor* e está conectado à malha de terra pelo pino *emissor*. No pino de *base* do transistor entra o sinal vindo do microcontrolador – caso os atuadores sejam controlados via *software* pelo computador – ou um sinal vindo de um botão – caso os atuadores sejam controlados por um módulo físico com botões. Este sinal que entra na base polariza o transistor, permitindo a passagem da corrente do coletor para emissor e, assim, energizando a bobina do relé e fechando a chave para que o motor receba a alimentação. Além dos diodos vistos na Figura 7.16 há também um diodo em antiparalelo com cada bobina para efeito de proteção. O circuito completo da ponte H para controle da

alimentação de cada atuador linear pode ser visto na Figura E.3 do APÊNDICE E. Como são utilizados três atuadores no projeto, são necessárias três placas contendo o circuito descrito. A Figura 7.18 mostra a placa de circuito projetada contendo o circuito da ponte H.

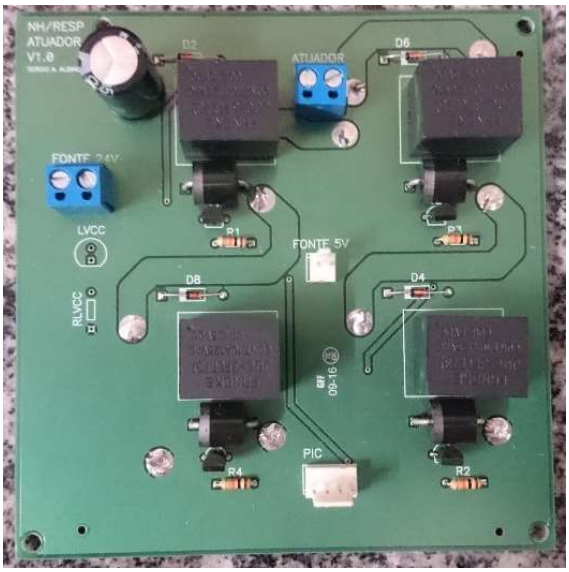


Figura 7.18 – Placa do módulo periférico dos atuadores lineares com o circuito da ponte H.

Para o caso em que o atuador linear seja controlado por um módulo físico com botões, é necessário realizar o projeto deste módulo. As chaves do circuito *chopper* da Figura 7.16 devem ser acionadas em uma sequência específica para o avanço – chave CH1 e posteriormente chave CH4 – e para o retorno – chave CH3 e posteriormente chave CH2. O acionamento das chaves em ordens diferentes pode ocasionar problemas como o curto-circuito da fonte, sobrecarga dos atuadores ou ainda sobrecarga dos componentes do circuito do *chopper*.

A solução para este problema é feita através de um circuito lógico em duas etapas. A primeira etapa é fazer com que os botões de cada atuador passem por uma combinação de portas lógicas Ou-Exclusivo e duas portas “E”. A porta Ou-Exclusivo fornece uma saída nível baixo quando recebe duas entradas de nível alto ou duas entradas de nível baixo – que neste caso são os sinais de cada botão quando pressionados ou quando não pressionados, respectivamente – ou uma saída nível alto quando recebe uma entrada nível alto e uma entrada nível baixo. Já a porta “E” fornece uma saída nível alto quando os dois sinais de entrada são nível alto e fornece saída nível baixo para todos os outros casos. A saída do Ou-Exclusivo se torna uma das entradas para cada uma das duas portas “E”, sendo a outra entrada de cada porta “E” o sinal de cada botão. Desta forma, quando a porta Ou-Exclusivo fornece nível baixo como saída, ou seja, quando os dois botões estão pressionados, as portas “E” recebem este nível baixo em uma entrada e o nível alto de cada botão pressionado na

outra, o que resulta em um caso de saída nível baixo da porta “E”, não permitindo assim que os transistores da ponte “H” de alimentação dos atuadores sejam polarizados e permitam a alimentação do atuador. Já quando apenas um dos botões é pressionado, a porta Ou-Exclusivo fornece um sinal nível alto na saída e uma das portas “E” receberá como entrada este nível alto e o nível alto do botão, fazendo com que a saída desta também seja nível alto, permitindo assim a alimentação do atuador para atuação no sentido desejado. A Figura 7.19 demonstra a montagem desta primeira parte da lógica descrita. O sinal de saída produzido nesta etapa pode ser utilizado para realizar o acionamento da chave CH1 ou CH3 no circuito da ponte “H” visto anteriormente.

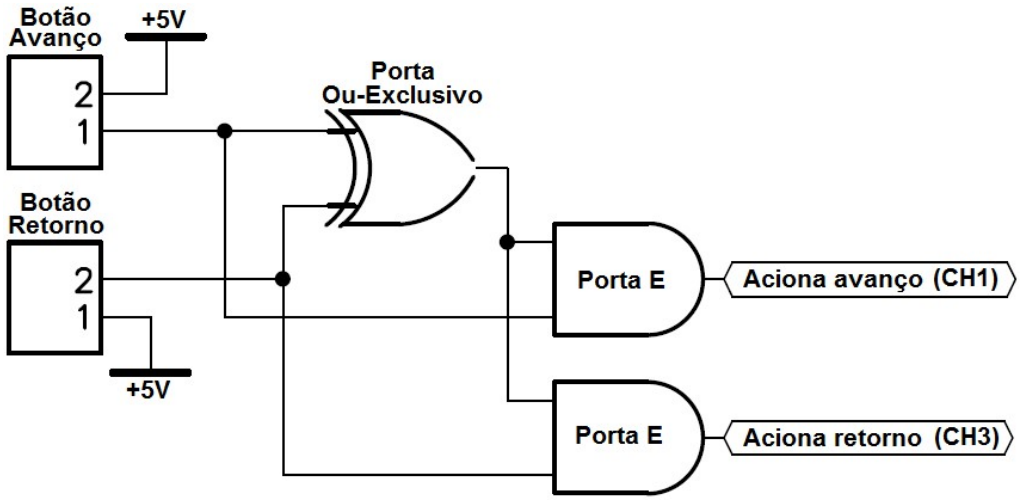


Figura 7.19 – Lógica de acionamento para impedir que avanço e retorno sejam acionado simultaneamente.

A segunda parte da lógica necessária para resolução do problema é utilizar um conjunto de multivibrador monoestável seguido de um flip-flop JK. Este conjunto faz com que a chave CH4 – no caso do avanço – ou CH2 – no caso do retorno – sejam acionadas após um certo atraso de tempo com relação ao fechamento da primeira chave. O multivibrador monoestável utilizado corresponde ao componente SN74LS123 que é capaz de gerar pulsos de duração de alguns nano segundos até longas durações. A largura do pulso é determinada pela associação de um resistor e um capacitor no pino de *clear* do componente, responsável por reiniciar a operação do componente.

O tempo desejado de pulso é dado por,

$$t_p = 2.\pi.R.C_{cap} \tag{7.5}$$

em que, t_p é o período em segundos, *R* o valor do resistor a ser usado e C_{cap} o valor da capacitância do capacitor escolhido. Para o circuito em questão, um pulso de 0,2 segundos é suficiente para operação correta do sistema. Esta duração de pulso pode ser feita utilizando-se um resistor de 10 kΩ e um capacitor de 3,3 µF.

Para operação deste componente é necessário conhecer sua tabela verdade, que pode ser vista na Tabela 7.1 onde a coluna CLEAR indica o estado de reinicialização do componente; as colunas A e B indicam as duas entradas possíveis de sinal; Q e $\overline{Q}$ indicam as saídas; H corresponde a um sinal nível alto; L corresponde a um sinal nível baixo; X significa que a entrada pode ser tanto nível alto como nível baixo; as setas para cima e para baixo indicam que aquela entrada será acionada quando houver uma mudança de sinal de nível baixo para nível alto ou de nível alto para nível baixo, respectivamente. Como deseja-se detectar quanto o botão é acionado e produzir um pulso de nível alto na saída, pode-se utilizar a quarta linha da tabela citada. Nesta linha, é necessário conectar um sinal nível alto como entrada na porta CLEAR, um sinal nível baixo na porta A e um sinal de transição de nível baixo para nível alto na porta B. Conectando o sinal de saída de uma das portas E da Figura 7.19 à porta de entrada B, obtém-se este sinal de transição. Utilizando estes sinais de entrada, um pulso de nível alto de duração *T* será produzido na porta de saída Q.

Tabela 7.1 – Tabela verdade do multivibrador monoestável SN74LS123. Fonte: National Semiconductor (1991).

Inputs			Outputs	
CLEAR	A	B	Q	$\overline{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⎍	⎍
H	↓	H	⎍	⎍
↑	L	H	⎍	⎍

Para que o sinal de acionamento da chave CH4 e CH2 sejam emitidos após a duração do pulso emitido pelo multivibrador monoestável, faz-se necessário adicionar um flip-flop J-K conectado à porta de saída Q. O modelo utilizado corresponde ao componente CD74HC73. Para que a operação ocorra corretamente deve-se analisar a tabela verdade de operação do flip-flop, vista na Tabela 7.2, para escolha da combinação de entradas que resultará na saída com o atraso necessário.

Para que o sinal de saída do flip-flop saia atrasado de *T* segundos, o acionamento do componente deve ser feito ao final do pulso emitido pelo multivibrador monoestável, portanto, é necessário utilizar uma das linhas da tabela que contenha um sinal de transição de nível alto para nível baixo. Outra característica é que o pulso de saída deve ser positivo para polarização da base do transistor que permitirá o fechamento da chave CH4 ou CH2. Este conjunto de requisitos é encontrado na terceira linha da Tabela 7.2. Para produzir a saída necessária então deve-se ligar um sinal nível alto no pino de *reset* ($\overline{R}$) e na porta de entrada J, um sinal nível baixo na porta de entrada K e o sinal de saída do multivibrador monoestável no pino de *clock* ($\overline{CP}$).

Tabela 7.2 – Tabela verdade do flip-flop J-K CD74HC73. Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2003)

INPUTS				**OUTPUTS**	
$\overline{R}$	**$\overline{CP}$**	**J**	**K**	**Q**	**$\overline{Q}$**
L	X	X	X	L	H
H	↓	L	L	Sem mudança	
H	↓	H	L	H	L
H	↓	L	H	L	H
H	↓	H	H	Alternado	
H	H	X	X	Sem mudança	

Para uso do flip-flop corretamente é necessário resolver também um problema de sincronismo na operação de reinicialização. Este componente tem seu estado reiniciado para uma nova operação toda vez que um sinal nível baixo é dado como entrada no pino $\overline{R}$, logo, não é possível alimentar continuamente esta entrada com um sinal nível alto, fazendo-se necessário que este sinal seja pulsante. O sinal de entrada a ser usado para este pino de reset que resolve este problema é o mesmo sinal de entrada que será aplicado no pino $\overline{CP}$. A Figura 7.20 mostra o diagrama esquemático da sequência de conexões entre o multivibrador monoestável e o flip-flop JK e a Figura 7.21 demonstra a sequência completa de sinais após passagem por estas portas lógicas.

O circuito completo descrito anteriormente para acionamento de um atuador linear por meio de um botão de avanço ou retorno pode ser visto na Figura E.4 do APÊNDICE E. Para a placa completa do módulo dos botões, basta repetir o circuito completo para cada par de botão desejado. No caso do equipamento desenvolvido, foram utilizados três pares de botões.

A Figura 7.22 mostra a placa de circuito impresso projetada para comando dos atuadores lineares por meio de botões.

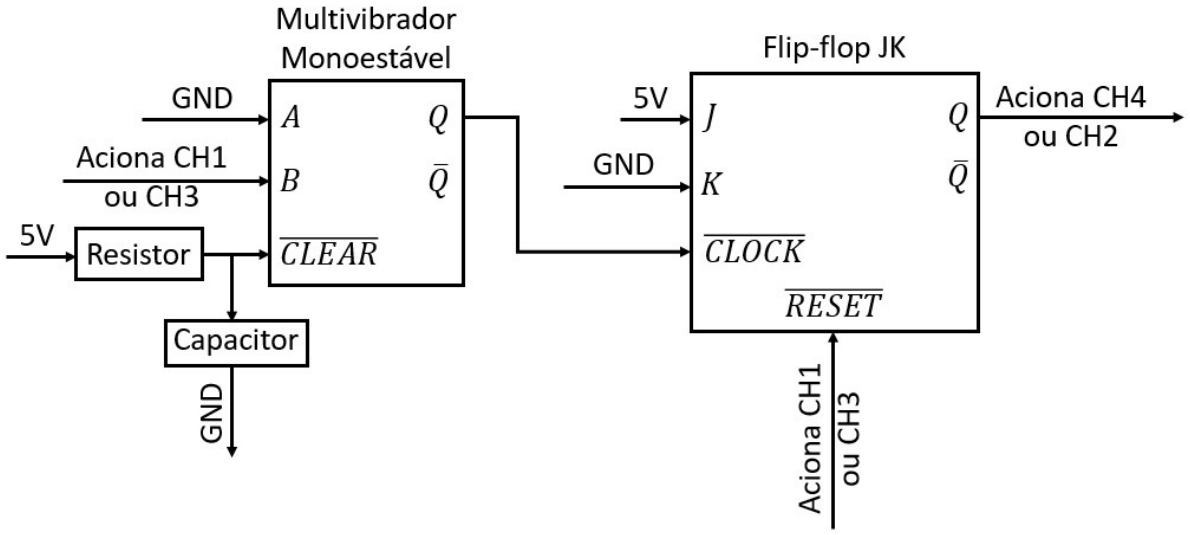


Figura 7.20 – Diagrama esquemático das ligações entre o multivibrador monoestável e o flip-flop JK.

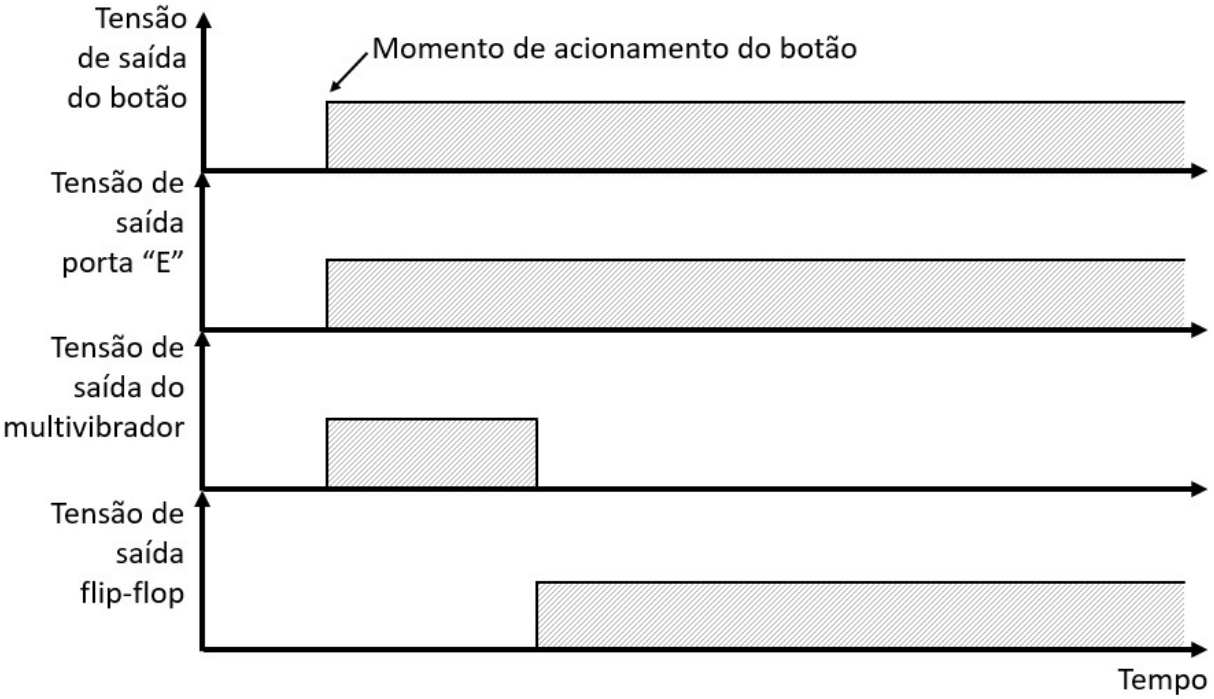


Figura 7.21 – Diagrama completo da combinação de sinais das portas lógicas descritas anteriormente.

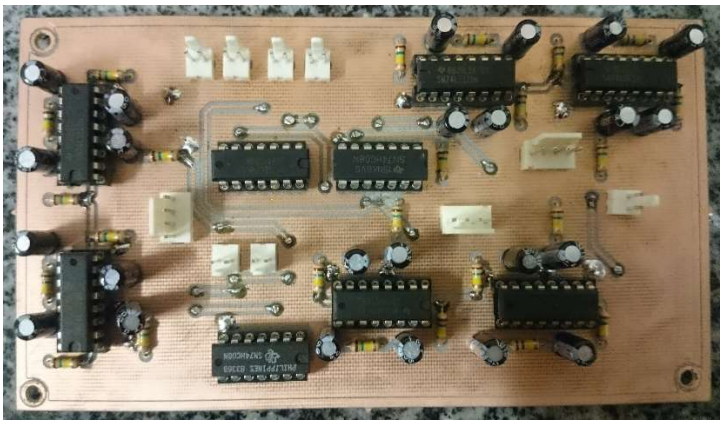


Figura 7.22 – Placa de circuito impresso projetada para controle dos atuadores lineares por botões.

7.3. O Módulo Central

O módulo central de controle do sistema projetado é onde encontra-se o microcontrolador, através do qual todos os cálculos de controle necessários para operação do equipamento são realizados. O microcontrolador escolhido foi o dsPIC33EP256MU806 da empresa Microchip. De acordo com o fabricante, os microcontroladores da família dsPIC33E são voltados para sistemas de controle de precisão, podendo ser usados para controlar motores CC e AC de variados tipos. Os dispositivos desta família também possuem vida útil estendida em comparação a outros modelos e são ideais para uso de aplicações gerais de alta performance. Mais informações a respeito do microcontrolador utilizado, seus pinos, arquitetura e afins podem ser vistas no APÊNDICE F.

As operações que o dsPIC deve executar são:

- Aquisição e conversão do sinal analógico de tensão do sensor por efeito Hall do módulo do freio eletromagnético para sinal digital;
- Cálculo da velocidade angular dos aros de propulsão do equipamento através do sinal digital fornecido pelo encoder em cada aro;
- Cálculo do sinal PWM através de controle PID utilizando as informações de velocidade angular dos aros, corrente elétrica no freio e torque desejado pelo usuário;
- Controle dos atuadores lineares via emissão do sinal de polarização da base dos transistores da ponte H do módulo periférico dos atuadores;
- Aquisição de sinal analógico de uma célula de carga e conversão para sinal digital para estimativa do peso do usuário;

- Aquisição de sinal analógico de um torquímetro e conversão para sinal digital para estimativa do torque resistente do freio eletromagnético para calibração do equipamento se necessário;
- Comunicação USB com o computador para aquisição e exibição de informações através de programa de interface homem-máquina;

As seções a seguir discutem as implementações básicas em termos de circuitos e componentes eletrônicos para que o dsPIC execute cada uma das operações necessárias ao sistema desejado. O circuito completo para o módulo central pode ser visto na Figura E.5 do APÊNDICE E e a Figura 7.23 mostra a placa de circuito projetada.

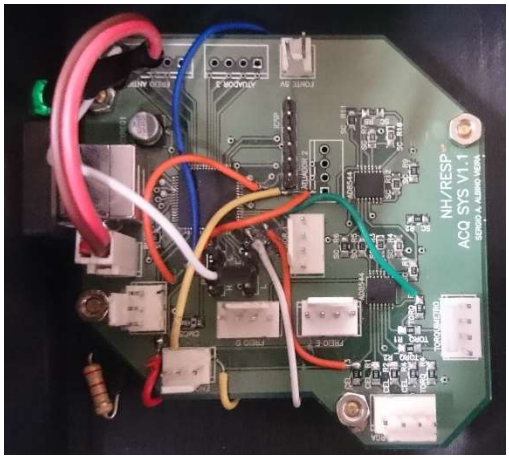


Figura 7.23 – Placa do módulo de controle do dsPIC.

7.3.1. Alimentação, *clock* e gravação

O modelo de dsPIC escolhido trabalha com alimentação de 3,3 V em seus pinos VDD. Esta alimentação pode ser obtida através do uso de um regulador de tensão – no caso do projeto realizado, um LM1117DT – que fornece 3,3 V de saída através de uma tensão de entrada de valor superior. A tensão de entrada utilizada é obtida de uma fonte de corrente contínua de 5 V e capacidade máxima de corrente 3 A. Todos os pinos de alimentação do dsPIC – VDD e AV_{DD} para os positivos e VSS e AV_{SS} para os negativos – necessitam receber o sinal de alimentação e terra em seus terminais e também capacitores de desacoplamento. Estes capacitores têm a função de filtrar ruídos da alimentação e devem ser colocados o mais próximo possível dos pinos de alimentação. A recomendação do fabricante é que sejam de material cerâmico com 100 nF de capacitância. Outro pino que está ligado a função de estabilização da alimentação do dispositivo é o pino $V_{CAP,}$ que não deve ser conectado à

alimentação diretamente, mas sim a um capacitor de 10 µF de tântalo; este capacitor por sua vez deve ser conectado ao sinal de terra do circuito.

Para produzir o ciclo interno de instruções que permitirá ao dsPIC realizar suas operações é necessário fornecer uma fonte de *clock* para o mesmo. Esta fonte de *clock* pode ser feita através da conexão de um cristal oscilador externo entre os pinos OSC1 e OSC2 do dispositivo ou utilizando o oscilador interno do chip. Neste projeto foi feita a escolha do uso do oscilador externo pelas seguintes vantagens (VERLE, 2009):

- Possibilidade de sincronização das operações do microcontrolador com outros dispositivos *on-board*;
- O microcontrolador inicia suas operações imediatamente após ser energizado, não precisando de tempo para estabilização de frequência como os osciladores internos;
- A perda do *clock* externo, seja por desabilitação intencional ou por algum problema no cristal, fará com que o dispositivo interrompa suas operações, porém sem perda de dados e, após retomada do funcionamento do *clock* externo, o dispositivo retoma as operações a partir do ponto de parada;

A conexão do cristal oscilador ao dsPIC exige o uso de um resistor conectado em paralelo aos terminais do cristal e um capacitor conectado em cada terminal do cristal e à malha de terra. A Figura 7.24 mostra este circuito para conexão do cristal oscilador.

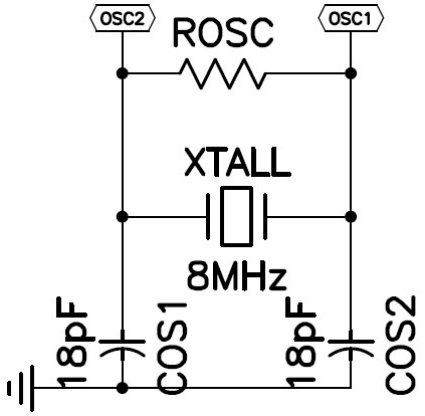


Figura 7.24 – Circuito do cristal oscilador.

Por fim, para que a programação do dispositivo possa ser feita, é necessário conectar o circuito de gravação. O dsPIC33E da Microchip faz uso de um hardware adicional chamado PICKit™ 3, visto na Figura 7.25(a), para gravar o código a ser executado no dispositivo. Este equipamento é conectado a um circuito denominado ICSP (*In-Circuit Serial Programming*) que

por sua vez é ligado ao dsPIC através dos pinos PGEC1, PGED1 e $\overline{\text{MCLEAR}}$. O pino $\overline{\text{MCLEAR}}$ possui nome completo de *Master Clear* e sua função é reiniciar o dispositivo e habilitar as operações de programação e depuração. Os pinos PGEC1 e PGED1 são responsáveis pelas operações de escrita do código durante a programação ou depuração do dsPIC. A Figura 7.25(b) mostra o circuito ICSP implementado no projeto.



(a) (b)

Figura 7.25 – Gravação do (a) Hardware externo necessário (b) Circuito ICSP conectado ao dsPIC.

Com as ligações básicas descritas anteriormente executadas, pode-se então fazer a primeira gravação do dsPIC utilizando o hardware adicional mencionado conectado ao circuito ICSP. O código a ser gravado no dsPIC – denominado firmware – pode ser desenvolvido através de um programa gratuito para computador voltado para este propósito. O código desenvolvido para o firmware e o programa utilizados serão discutidos em uma sessão posterior.

É interessante destacar que os microcontroladores Microchip organizam os bytes na memória utilizando a ordem denominada *Little Endian*, ou seja, o byte menos significativo é armazenado no menor endereço de memória. Este modelo difere de outros sistemas comerciais que são do tipo *Big Endian* em que o byte mais significativo está no maior endereço de memória. Esta informação é de grande importância pois a construção dos pacotes de dados para leitura pelos diferentes sistemas dependem desta organização.

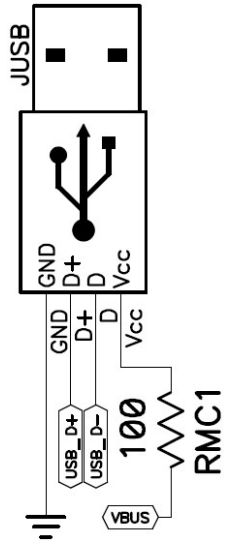
7.3.2. Comunicação USB

O tipo de conector USB utilizado no projeto em questão corresponde ao padrão B, visto na Figura 7.26(a). A conexão de transmissão de dados com o dsPIC é feita ligando os

pinos D+ e D- do conector aos pinos de mesmo nome do microcontrolador. O pino VCC do conector é conectado ao pino VBUS do dsPIC que monitora a alimentação da USB. O quarto pino do conector é conectado à malha de terra do circuito. Por fim é necessário conectar a alimentação de 3,3 V ao pino V_{USB3V3} do dsPIC. Estas conexões podem ser vistas na Figura 7.26(b).



(a)



(b)

Figura 7.26 – Conexão USB (a) Tipo de conector utilizado (b) Circuito implementado.

7.3.3. Aquisição de sinais analógicos

O modelo dsPIC escolhido para uso no projeto possui portas de entradas analógicas nos pinos numerados AN0 à AN31, totalizando 32 possíveis entradas. A aquisição dos sinais analógicos utilizados no projeto requer alguns condicionamentos antes de serem conectados a alguma dessas portas para processamento interno.

O primeiro tipo de condicionamento diz respeito aos sinais de tensão obtidos pelo circuito para a célula de carga e o torquímetro. Ambos estes equipamentos possuem como elemento sensor interno extensômetros – também conhecidos como *strain gages* e baseados no princípio de variação da resistividade do material quando o mesmo sofre uma deformação mecânica – conectados entre si formando uma ponte de Wheatstone. Esta ponte recebe alimentação em duas extremidades e fornece um sinal proporcional de resposta de acordo com a deformação dos extensômetros nos outros dois terminais. Os sinais proporcionais de saída produzidos são da ordem de décimos de milivolts, o que pode dificultar sua leitura pelo dsPIC, portanto, torna-se necessário amplificar estes sinais.

A amplificação projetada utiliza um componente amplificador operacional em modo diferencial. O componente escolhido foi um AD8544 pois uma de suas características é de ter alimentação *rail-to-rail* o que significa que pode ser alimentado com uma tensão positiva no pino V+ e terra no pino V- em contrapartida a amplificadores operacionais usuais que necessitam de uma alimentação simétrica para operação. O amplificador diferencial implementado pode ser visto na Figura 7.27.

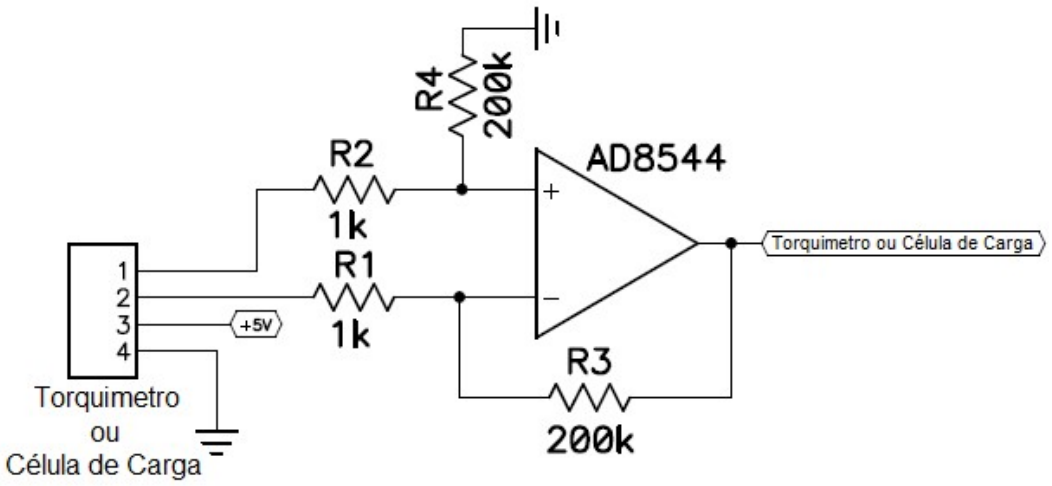


Figura 7.27 – Amplificador diferencial implementado para os sinais da célula de carga e do torquímetro.

O valor da tensão de saída deste amplificador pode ser calculado segundo a expressão a seguir obtida pela aplicação da lei de corrente de Kirchoff no circuito da Figura 7.27.

$$V_{out} = \frac{R_3}{R_1}(V_1 - V_2) \quad ; \quad R_1 = R_2 \text{ e } R_3 = R_4 \tag{7.6}$$

O segundo tipo de condicionamento implementado foi devido à resposta do sensor de corrente por efeito Hall do módulo periférico do freio eletromagnético. O valor máximo de tensão que o dsPIC pode receber em seus pinos é de 3,3 V e o sensor utilizado pode fornecer uma tensão de saída de valor superior a este limite. O circuito de proteção implementado consiste em um amplificador diferencial que subtrai 2,5 V do sinal de tensão fornecido pelo sensor de corrente. Apesar do sensor de corrente fornecer valores de tensão acima de 3,3 V, seu valor máximo é menor que 5 V pois esta é a tensão de alimentação do sensor, portanto, o procedimento feito sempre manterá a tensão do sensor de corrente que entrará no dsPIC abaixo de 3,3 V. Antes de passar pelo amplificador diferencial, tanto a tensão de 2,5 V quanto

a tensão vinda do sensor de corrente passam por um seguidor de tensão para isolamento destes sinais através da alta impedância de entrada do amplificador operacional. O circuito implementado para esta etapa pode ser visto na Figura 7.28.

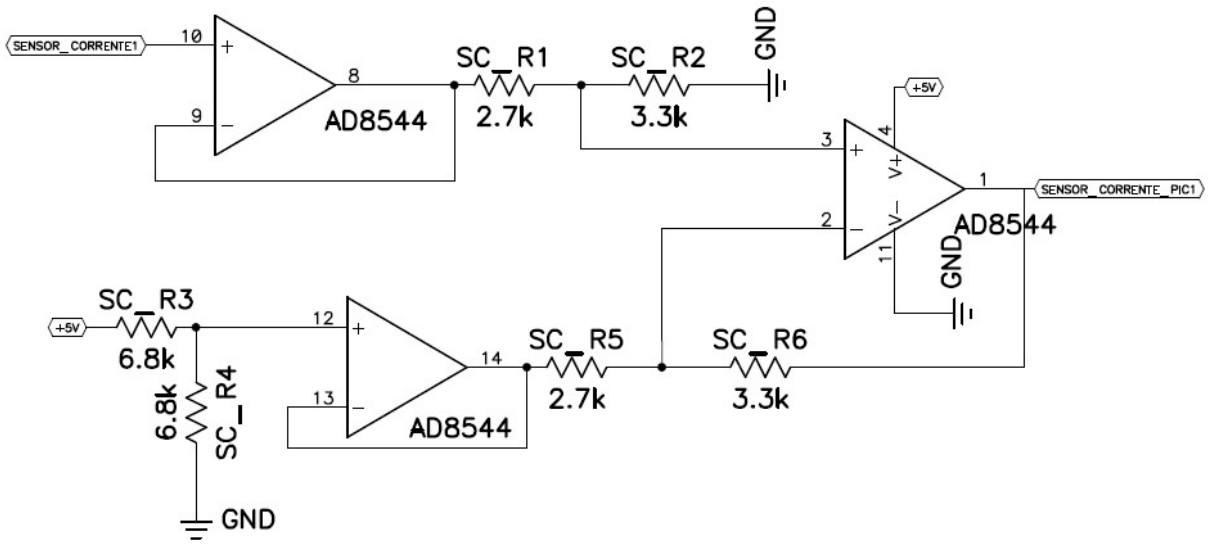


Figura 7.28 – Conjunto de seguidor de tensão e amplificador diferencial que atuam como limitador de tensão para o sinal fornecido pelo sensor de efeito Hall.

Após os condicionamentos de sinais descritos, os sinais analógicos podem ser conectados ao dsPIC para conversão em sinal digital e processamento.

7.3.4. Conversão de sinal analógico para digital

Para que o dsPIC possa executar as operações de conversão de sinal analógico para digital e vice-versa é necessário que ele receba um valor de tensão como referência para o nível alto no pino de nome VREF+ e o sinal da malha de terra como referência para o nível baixo no pino VREF-. Esta tensão de referência do nível alto não pode ser a mesma tensão de alimentação vinda do regulador de tensão, apesar do valor necessário ser o mesmo. O ideal para este caso é a utilização de um componente cuja função é fornecer tensões de referências com alta precisão. Foi utilizado no projeto o componente ADR4533 que pode receber tensões de entrada de 3,4 V a 15 V e fornecer 3,3 V de tensão de saída. A Figura 7.29 mostra a ligação do componente utilizada no projeto.

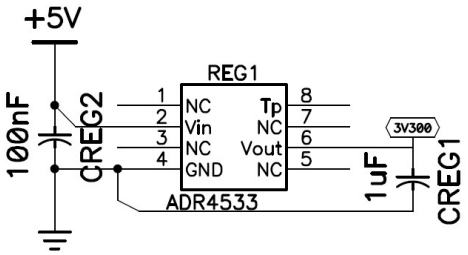


Figura 7.29 – Ligação do componente ADR4533 para produção da tensão de referência para conversor analógico digital do dsPIC.

7.4. Calibração do Sensor de Corrente por Efeito Hall

A calibração do sensor de corrente por efeito Hall foi feita utilizando somente a placa de circuito do módulo periférico de controle do freio eletromagnético. Esta placa teve seu circuito de potência alimentado pela fonte de tensão regulável da fabricante B&K Precision anteriormente citada e teve o circuito lógico alimentado por uma fonte de corrente contínua de 5 V. No lugar do sinal do PWM foi utilizado um gerador de funções 4001A da B&K Precision configurado para gerar uma onda quadrada de frequência 30kHz.

A corrente do freio eletromagnético foi medida utilizando uma ponteira de corrente TCPA300 da empresa Tektronix conectada a um osciloscópio digital TPS2014 do mesmo fabricante. As características da ponteira de corrente utilizada podem ser vistas na Tabela 7.3.

Como há um circuito de proteção no dsPIC para evitar que uma tensão mais alta que o suportado chegue aos pinos do mesmo, os valores de tensão de saída do sensor Hall foram medidos após passar por esta proteção e não diretamente na saída do sensor. Esta operação foi feita utilizando um multímetro digital ET-1100A da fabricante Minipa, cujas especificações podem ser vistas na Tabela 7.4.

Tabela 7.3 – Especificações técnicas da ponteira de corrente TCPA300 da empresa Tektronix.

Largura de Banda	100 MHz
Tempo de Subida	≤3,5 ns
Precisão DC	±3% do valor de leitura
Precisão Típica	DC: ±1% da leitura DC ≤5A: ±1%
Menor Corrente Mensurável	1 mA

Tabela 7.4 - Especificações técnicas do multímetro digital ET-1100A da fabricante Minipa.

Display	LCD 3 ½ dígitos
Precisão para leitura de tensão DC	±0,5% do valor de leitura + 2 dígitos (≤ 200V) ±0,8% do valor de leitura + 2 dígitos (> 200V)
Resolução para leitura de tensão DC	200 mV: 0,1 mV 2000 mV: 1 mV 20V: 0,01V 200V: 0,1V 600V: 1 V

O procedimento utilizado foi medir diferentes valores de corrente elétrica no freio eletromagnético através da ponteira de corrente e osciloscópio e associá-los ao valor de tensão recebido pelo dsPIC em sua porta medidos pelo multímetro. A Figura 7.30 mostra a montagem experimental utilizada.



Figura 7.30 – Montagem experimental utilizada para calibração do sensor de corrente por efeito Hall.

De acordo com o procedimento experimental adotado foram obtidos os valores de corrente e tensão mostrados na Tabela 7.5. Cada valor de cada série da coluna é formado por uma média de três medições do ponto. Para cada ponto foi também subtraído o valor residual da ponteira de corrente, que corresponde ao valor de corrente mostrado no osciloscópio mesmo quando não havia corrente no sistema. Os dados completos de aquisição para cada ponto das séries podem ser vistos nas tabelas do APÊNDICE G.

Tabela 7.5 – Dados obtidos para calibração do sensor de corrente.

Vel Angular (RPM)	Corrente no Freio (A)				Tensão no dsPIC (V)			
	Série 1	Série 2	Série 3	Média	Série 1	Série 2	Série 3	Média
100	0,66	0,74	0,73	0,71	0,07	0,07	0,07	0,07
120	1,24	1,22	1,21	1,22	0,14	0,13	0,14	0,13
140	1,82	1,76	1,91	1,83	0,21	0,20	0,22	0,21
160	2,47	2,36	2,52	2,45	0,29	0,27	0,29	0,28
180	3,19	2,97	3,16	3,11	0,37	0,35	0,37	0,36
200	3,77	3,49	3,76	3,67	0,44	0,41	0,44	0,43
240	4,94	4,69	4,98	4,87	0,56	0,55	0,59	0,57
280	6,10	5,89	6,28	6,08	0,71	0,69	0,73	0,71
320	7,28	7,12	7,37	7,26	0,85	0,83	0,87	0,86
360	8,49	8,34	8,39	8,41	0,99	0,97	0,99	0,99
400	9,50	9,32	9,67	9,49	1,12	1,10	1,13	1,12
440	10,48	10,38	10,58	10,48	1,23	1,22	1,24	1,23
480	11,40	11,36	11,45	11,40	1,34	1,33	1,36	1,35

A partir dos dados mostrados na Tabela 7.5, foi possível traçar a curva de regressão linear entre os valores de corrente elétrica no freio e a tensão proporcional recebida pelo dsPIC após passar pelo circuito de proteção. A Figura 7.31 mostra a curva de regressão obtida, a equação desta curva e o coeficiente de correlação. A equação obtida foi implementada no código do firmware do dsPIC para a conversão das leituras.

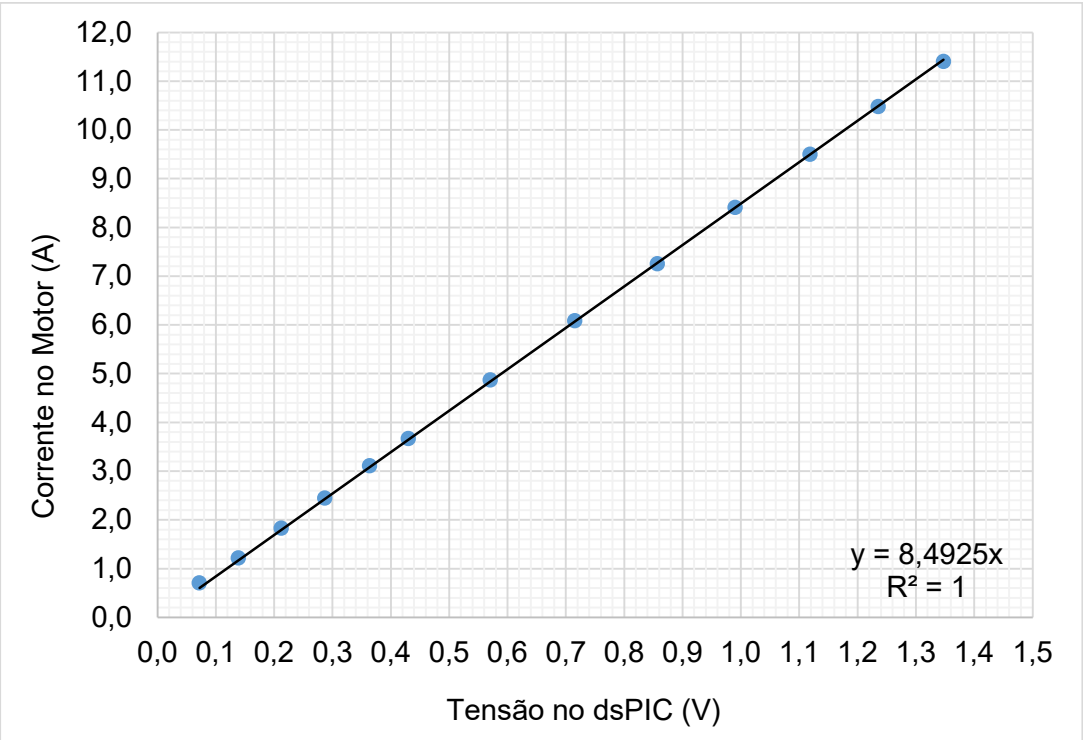


Figura 7.31 – Curva de regressão linear para calibração do sensor de corrente.

Juntamente com os dados do sensor de corrente e tensão, foram adquiridos novamente os dados de torque resistivo do motor para obtenção da curva que relaciona corrente elétrica e torque do motor. Esta curva é necessária para converter o *set point* de torque escolhido pelo usuário em valor de corrente elétrica para ser passado ao PID.

Os dados de torque adquiridos podem ser vistos na Tabela 7.6. Nesta tabela há dois conjuntos de dados, sendo um de torque resistivo do motor de corrente contínua em modo gerador e outro do torque de inércia do motor de indução. Este torque de inércia foi somado ao valor de torque resistivo do motor de corrente contínua para composição do valor total de torque de frenagem. Os valores vistos na coluna do torque de frenagem total correspondem ao resultado da soma anterior multiplicado por quatro, devido ao sistema de transmissão por correias utilizado que possui relação de transmissão 1:4.

Tabela 7.6 – Dados obtidos para levantamento da curva de ajuste do torque resistivo com relação à corrente no motor.

Velocidade Angular (RPM)	Corrente no Freio (A)	Torque Inercia Motor Indução (N.m)	Torque Motor CC (N.m)	Torque Frenagem Total (N.m)
100	0,71	0,23	0,21	1,78
120	1,22	0,20	0,26	1,85
140	1,83	0,19	0,37	2,25
160	2,45	0,17	0,52	2,76
180	3,11	0,21	0,70	3,63
200	3,67	0,22	0,63	3,39
240	4,87	0,21	0,97	4,71
280	6,08	0,20	1,14	5,36
320	7,26	0,20	1,39	6,39
360	8,41	0,13	1,55	6,74
400	9,49	0,23	1,85	8,33
440	10,48	0,14	1,99	8,52
480	11,40	0,13	2,17	9,21

A Figura 7.32 mostra a curva de ajuste obtida para conversão do torque resistivo em corrente elétrica juntamente com sua equação e coeficiente de correlação. A partir dos dados da Tabela 7.6 também foi traçada a curva de conversão de corrente elétrica em torque resistivo para que o valor de torque durante o ensaio possa ser calculado. A Figura 7.33 mostra a curva em questão com sua equação e coeficiente de correlação. As equações das curvas de ajuste obtidas foram implementadas no código da interface do sistema.

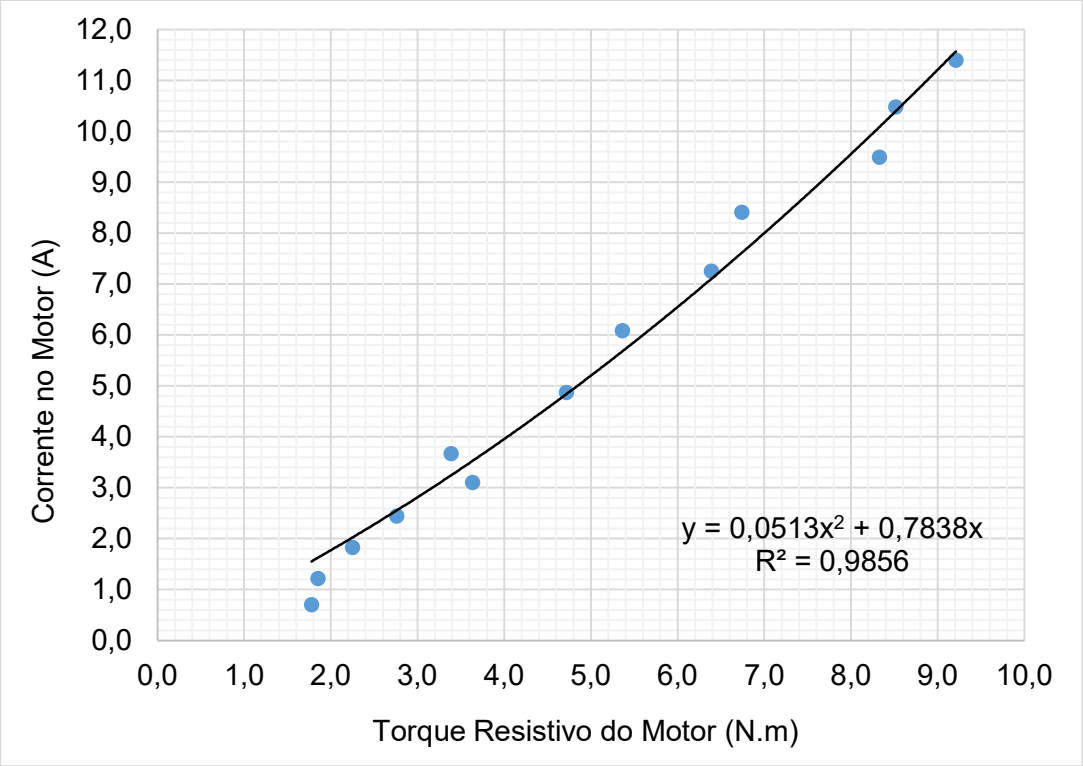


Figura 7.32 – Curva do polinômio de ajuste para conversão do torque resistivo em valor de corrente.

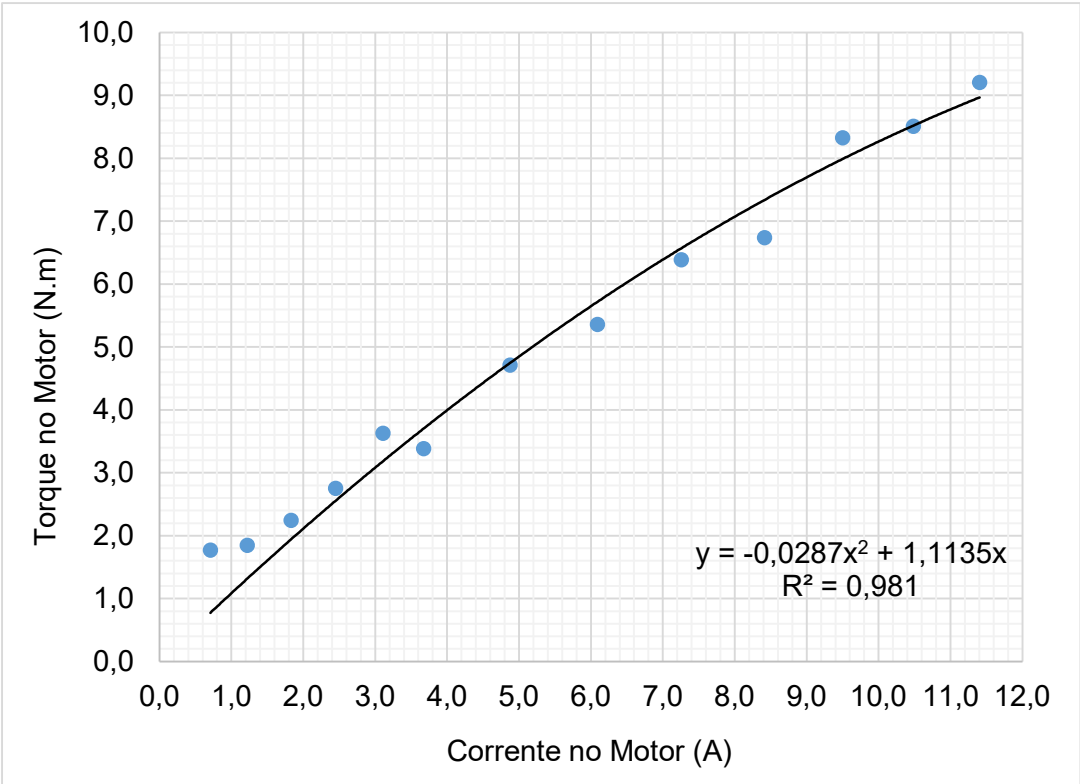


Figura 7.33 – Curva do polinômio de ajuste para conversão de corrente elétrica em torque resistivo.

7.5. Teste dos Módulos PWMs e Calibração dos Controladores PIDs

O sistema de controle do freio eletromagnético foi testado utilizando uma montagem experimental semelhante à de calibração do sensor de corrente por efeito Hall. As diferenças são que no lugar do gerador de funções agora está o módulo central microcontrolado e as alimentações são feitas utilizando as fontes de tensões definitivas do projeto.

O freio eletromagnético utilizado na montagem experimental deste teste foi o motor de corrente contínua em modo gerador. Este motor foi conectado ao conjunto de motor de indução com inversor de frequência para que pudesse haver geração de corrente elétrica e, consequentemente, torque resistivo. A corrente elétrica foi monitorada utilizando a ponteira de corrente e osciloscópio citados anteriormente na seção 7.4.

Adicionalmente, mais duas pontas de prova do osciloscópio foram utilizadas. Uma foi conectada no pino de *gate* do MOSFET para monitoramento do sinal do PWM realizando o chaveamento do mesmo. A outra foi conectada ao pino de *dreno* deste mesmo componente para acompanhamento da tensão de entrada. A Figura 7.34 mostra as ponteiras de corrente conectadas à placa de circuito do módulo periférico do freio eletromagnético e a placa contendo o dsPIC conectada a este módulo.

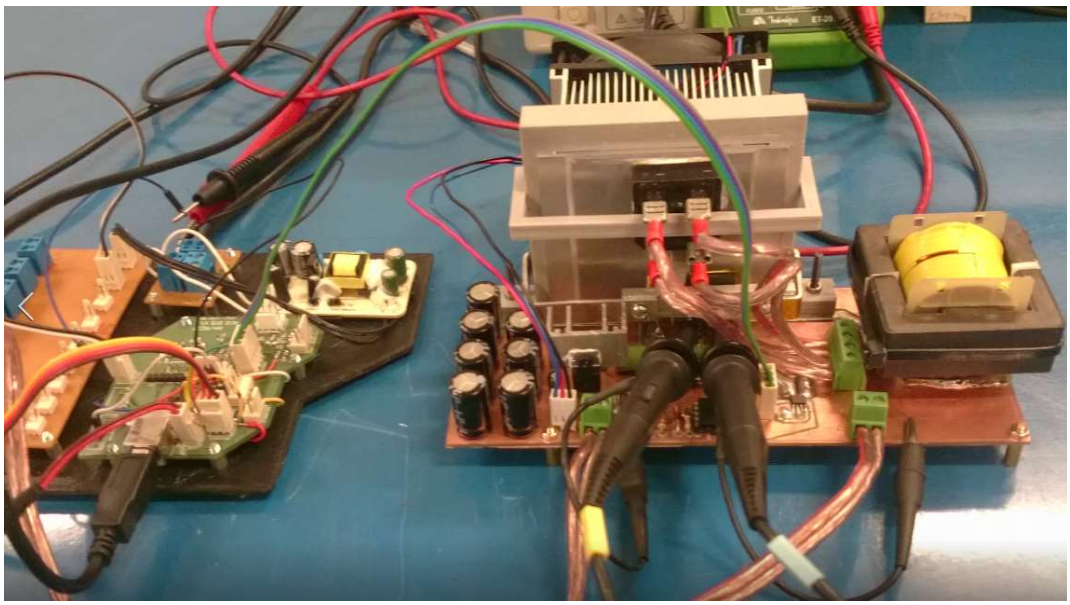


Figura 7.34 – Ponteiras de corrente conectadas à placa de controle do freio eletromagnético.

Inicialmente testou-se somente a ativação do PWM e mudança de razão cíclica através da janela de teste de PWMs no item ferramentas do menu da interface. Nesta etapa apenas variou-se a razão cíclica para acompanhar a subida e descida do valor de corrente elétrica no circuito. A Figura 7.35 mostra o teste realizado.

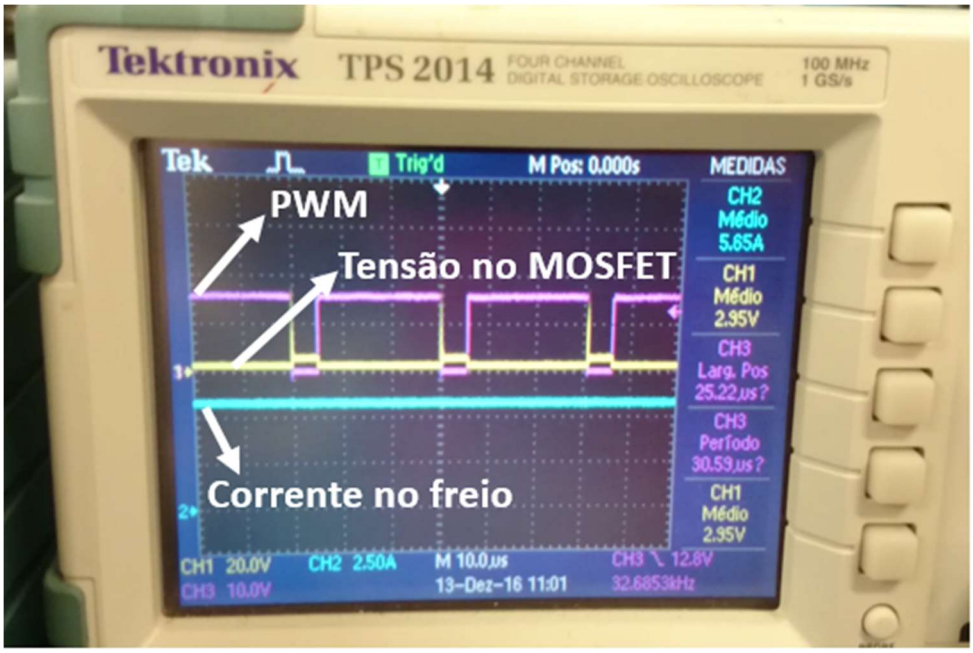


Figura 7.35 – Controle PWM da razão cíclica de chaveamento do freio eletromagnético.

Na Figura 7.35, a forma de onda em amarelo, ligada ao canal 1 do osciloscópio, é a tensão no pino de *dreno* do MOSFET e a forma de onda em rosa, ligada ao canal 3, é a operação de chaveamento do PWM no pino de *gate*. A forma de onda em azul, ligada ao canal 2, é a corrente gerada no freio eletromagnético.

Posteriormente, foi realizado o teste do controle PID e calibração do mesmo, de forma experimental. A calibração dos PIDs utilizou a janela específica para esta função presente na interface. Para isto o sinal de corrente foi monitorado pelo osciloscópio enquanto se altera as constantes do PID. Estas constantes foram adicionadas uma por vez, verificando-se a estabilidade do controle através do sinal de corrente. Quando o valor arbitrado para a constante produzia um sinal estável, esta constante era aumentada em metade de seu valor atual. Caso o valor arbitrado resultasse em um sistema instável, o valor da constante era reduzido em metade de seu valor atual. Esta operação foi realizada até se encontrar uma combinação satisfatória das três constantes. Nesta etapa, fez-se o monitoramento apenas da forma de onda da corrente. A Figura 7.36 mostra o tempo de resposta para uma mudança de *set point* e a estabilidade do sinal após a mudança do mesmo.

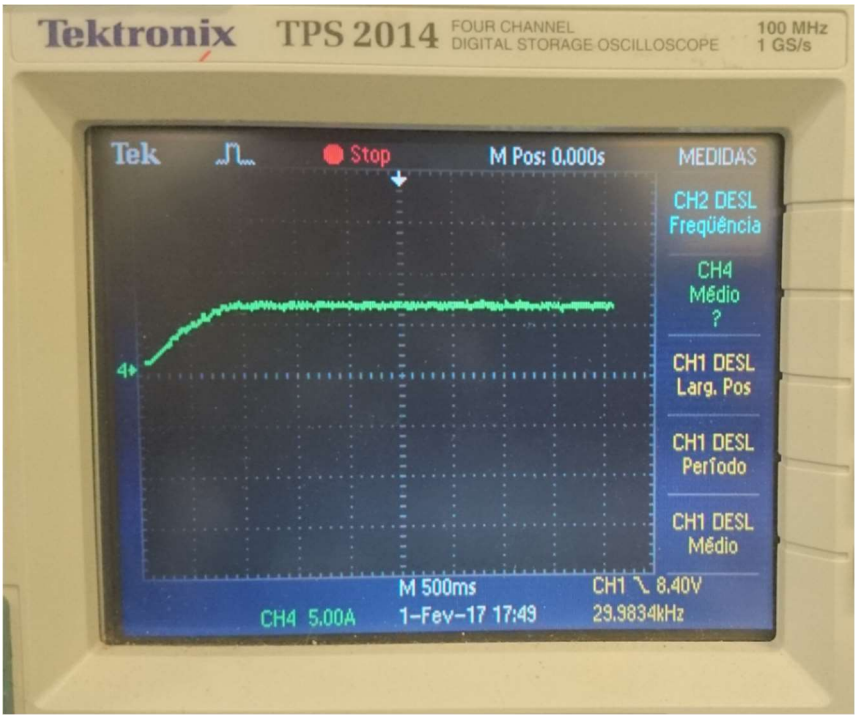


Figura 7.36 – Tempo de resposta e estabilidade do PID.

O tempo de resposta mostrado na Figura 7.36 aproxima-se de 1 segundo, porém, este tempo possui influência da curva de aceleração do motor de indução utilizado. Quando retirada a influência da aceleração do motor, o tempo de resposta do sistema fica em torno de 0,5 s.

Os valores das constantes que resultaram no sistema descrito são $K_p = 0{,}65$, $K_i = 10$ e $K_d = 0{,}001$.

7.6. Armazenamento do Sistema Microcontrolado

O sistema microcontrolado projetado e seus módulos periféricos necessitam de um armazenamento adequado para serem instalados no ergômetro, fornecendo proteção e facilidade para conexão dos diferentes equipamentos necessários ao seu funcionamento. Com este intuito foi projetada uma caixa que consiste em três níveis diferentes, separando as funções principais do sistema de controle e aquisição de sinais. Estes níveis unem-se por meio de trilhos que se encontram no topo das paredes laterais de cada parte e também na base das mesmas, sendo que o trilho superior do último nível serve para encaixe da tampa. Desta forma, o sistema pode ser facilmente montado e desmontado para manutenção caso

necessário. O projeto destas caixas foi desenvolvido em um software CAD e a fabricação utilizou manufatura aditiva através da impressora 3D destacada anteriormente.

O primeiro nível armazena toda a parte de alimentação dos sistemas. Como visto, são necessárias duas classes de alimentação diferentes, sendo uma de 5 V para alimentação do sistema microcontrolado e outra de 24 V para os sistemas de potência, como atuadores e freio eletromagnético. Estas fontes são ligadas cada uma em uma placa de circuito que distribui a respectiva alimentação de entrada para várias saídas, permitindo a alimentação de diversos dispositivos. Há também neste nível o botão para ligar e desligar o sistema de controle, o conector para cabo de energia e um fusível de proteção. Uma pequena placa de circuito faz a divisão da tensão de entrada da tomada para cada uma das fontes de alimentação.

Acima do nível anterior, encontra-se o nível responsável pelos módulos periféricos dos sinais como a placa do módulo periférico do freio eletromagnético e do módulo periférico dos atuadores lineares. Neste nível há 3 conectores para os atuadores lineares, 4 conectores para os dois freios eletromagnéticos, um conector para o módulo periférico de controle dos atuadores lineares e duas ventoinhas para refrigeração dos circuitos

O nível superior acondiciona o módulo central do sistema microcontrolado. Nesta parte da caixa há a saída para o conector USB, um led e os conectores para os encoders. Por fim, são colocadas as tampas que fecham a parte traseira e superior da caixa. A tampa traseira possui duas aberturas, sendo uma para ventilação do nível inferior onde encontram-se as fontes de energia e uma para o conjunto de ventoinha e dissipador de calor do freio esquerdo no nível intermediário.

Adicionalmente, há ainda o projeto da caixa para a placa de circuito dos botões que controlam os atuadores lineares. Esta caixa possui apenas uma entrada para o cabo que vêm do módulo do dsPIC. A tampa da caixa possui apenas as aberturas para encaixe dos botões de avanço e retorno dos atuadores lineares.

As caixas para armazenamento dos sistemas foram fabricadas utilizando a impressora 3d modelo CL2 Pro+ da fabricante Cliever descrita anteriormente. As configurações utilizadas na impressão foram as mesmas vistas para a fabricação do encoder. As partes citadas podem ser vistas a partir da Figura 7.37 à Figura 7.44.



Figura 7.37 – Nível inferior das fontes de alimentação.



Figura 7.38 – Botões e conexões do nível inferior das fontes de alimentação.



Figura 7.39 – Lateral direita do nível dos módulos de controle dos atuadores e freios.



Figura 7.40 – Lateral esquerda do nível dos módulos de controle dos atuadores e freios.

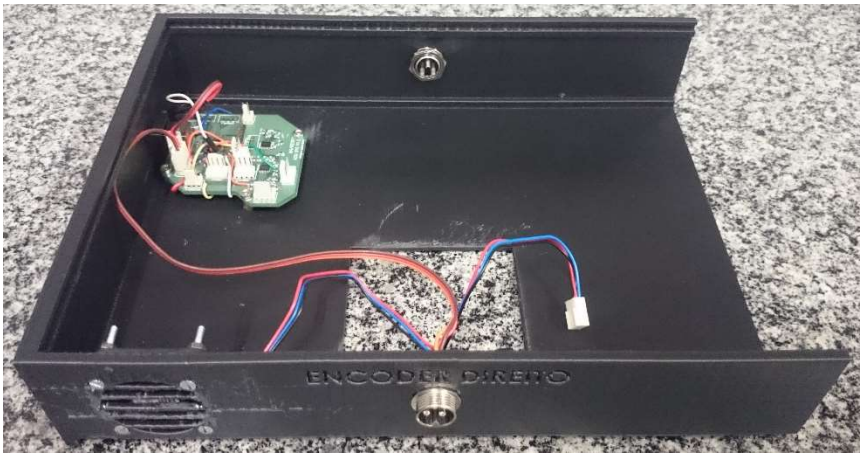


Figura 7.41 – Lateral direita do nível do microcontrolador.



Figura 7.42 – Frente do nível do microcontrolador.




Figura 7.43 – Caixa completa montada.



Figura 7.44 – Caixa completa dos botões montada.

CAPÍTULO VIII

8.t

PROGRAMAÇÃO DO DISPOSITIVO dsPIC E INTERFACE HOMEM-MÁQUINA

A programação necessária para que o sistema microcontrolado seja utilizado é dividida em duas partes. A primeira é relativa ao código gravado no microcontrolador, denominada de firmware, e responsável pelas operações de aquisição dos sinais, conversão dos mesmos e cálculos necessários de controle. A segunda parte consiste no desenvolvimento da interface homem-máquina, ou seja, o programa de computador que permitirá ao usuário a inserção dos parâmetros de teste desejados e exibirá as informações de execução dos protocolos de avaliação de condicionamento físico.

8.1. Firmware

O desenvolvimento do código a ser gravado no microcontrolador é feito em um programa de computador gratuito denominado MPLAB® X IDE, produzido pela própria empresa fabricante do microcontrolador escolhido. Esta ferramenta consiste em um ambiente integrado de desenvolvimento para construção de código, depuração e gravação de microcontroladores da Microchip. Seu ambiente de programação é baseado em outra IDE gratuita denominada NetBeans IDE da fabricante Oracle. A versão do MPLAB® utilizada neste projeto foi a 3.61 e pode ser encontrada disponível para *download* no site do fabricante (http://www.microchip.com/mplab/mplab-x-ide).

Os códigos básicos a serem implementados para funcionamento do dsPIC, como, por exemplo, seleção do oscilador, comunicação USB, inicialização do dispositivo e afins são fornecidos pelo fabricante, prontos para serem usados, nos manuais de referência do chip escolhido. Por este motivo, não serão discutidos em detalhes neste documento, sendo

abordados apenas os pontos principais de cada tópico, visto que, cada projeto individual deve fazer sua escolha de configurações e dispositivos do microcontrolador que serão usados.

8.1.1. Inicialização do dsPIC

O código a ser gravado no dsPIC possui uma função principal, denominada *main*, onde a inicialização do dsPIC e definição das principais operações são feitas. As primeiras configurações dizem respeito à registradores internos que definem a operação do dsPIC, sendo:

- FGS – registrador de proteção de memória de programa;
- FOSCSEL – registrador de seleção de fonte do oscilador;
- FOSC – registrador de configuração do oscilador;
- FWDT – registrador de configuração do *timer watchdog*;
- FPOR – registrador de configuração *Power-on Reset*;
- FICD – registrador de configuração do depurador *In-Circuit*;
- FAS – registrador de configuração de segmento auxiliar;

Os registradores que pertencem ao FGS configuram a proteção à memória de programa. Se a memória de programa é configurada como protegida, a memória de programa do dispositivo não pode ser lida por circuitos de gravação ICSP e códigos adicionais não podem ser gravados no dispositivo sem antes apagar todo o código pré-existente. Os bits que fazem parte deste registrador são o GWRP, que configura a proteção contra escrita, o GSS, que configura uma proteção geral ao código do usuário e GSSK, que configuram uma proteção adicional contra violação das proteções anteriores. Para o dispositivo em questão, todas estas proteções foram configuradas como desligadas.

Os registradores pertencentes ao grupo FOSCSEL determinam qual oscilador será utilizado no dsPIC. O bit IESO configura com qual oscilador o dispositivo será iniciado e foi definido para que sempre se inicie utilizando o oscilador externo implementado no circuito. Já o bit FNOSC foi configurado para determinar que o cristal externo de oscilação está instalado no oscilador primário e será utilizado com a opção PLL (*Phase-Locked Loop*) que permite obter velocidades maiores de operação com o cristal.

Os registradores do grupo FOSC estão diretamente ligados ao do grupo anterior e são responsáveis por determinar as configurações do oscilador primário. O bit POSCMD foi configurado para trabalhar no modo XT que significa cristal externo oscilador entre 3,5 MHz e 10 MHz. O bit OSCIOFNC configura a função do pino OSC2 do dsPIC e não é utilizada quando em modo XT, portanto, foi configurado como desabilitado. O bit IOL1WAY oferece um nível

adicional de proteção contra reconfiguração dos pinos de entrada e saída e, para operação normal, deve ser configurado como desativado.

O grupo de registradores FWDT configuram as funções do timer *watchdog* que é um timer responsável por reiniciar o dispositivo no caso de um problema na execução do código de programa. Pode ser utilizado também para tirar o dispositivo do estado de repouso ou do estado de espera. O tempo máximo de espera deste timer é feito pela multiplicação de dois divisores que são determinados pelos bits WDTPRE e WDTPOST. O bit WDTPRE configura a taxa do divisor pré-escalador e foi configurado para 128. Já o bit WDTPOST configura a taxa do divisor pós-escalador, permitindo a utilização de até 16 valores e, para o dispositivo em questão, foi configurado para 32768. Há ainda três outros bits que foram configurados como desabilitados: PLLKEN que determina se o timer esperará pelo sinal do PLL, WINDIS que permite reiniciar o dispositivo em execuções inesperadas de porções do código e FWDTEN que permite ao usuário controlar a ativação do timer dentro de seu código de aplicação.

Os registradores FPOR configura o *Power-on Reset* que tem como função impedir que qualquer código de programa seja executado enquanto a inicialização do dispositivo não estiver completada. Pode influenciar também em algumas configurações internas para que o hardware opere adequadamente. O bit FPWRT configura o tempo da função executada pelo POR e foi ajustado para 128 ms. O bit BOREN foi configurado como ativado, o que aciona o *Brown Out Reset* (BOR) que mantém o dispositivo em estado de reset caso haja uma queda na tensão de alimentação. O bit ALTI2C1 alterna o endereçamento dos pinos I2C para I2C1 e foi configurado como desativado.

O grupo FICD é responsável pela configuração das operações de depuração e programação do dispositivo via ICSP. O bit ICS configura quais portas serão utilizadas para comunicação do gravador com o dispositivo e foi configurado para PGD1, o que fará com que o gravador tenha acesso para programação pelos pinos PGEC1 e PGED1 do dsPIC. O bit RSTPRI configura o modo de reset do ICSP e foi definido como PF (*primary flash*). O bit JTAGEN configura um modo de depuração que utiliza portas adicionais do dispositivo para esta função e foi configurado como desativado.

Os registradores pertencentes ao grupo FAS configuram as operações de proteção da memória auxiliar. O bit AWRP habilita a proteção contra escrita; o bit APL habilita uma proteção geral para os códigos na memória auxiliar; e o bit APLK habilitam uma proteção adicional contra violação das proteções anteriores. Todos estes bits foram configurados como desativados.

É necessário também declarar no início deste arquivo a frequência de oscilação do cristal instalado na placa de circuito – no projeto em questão, 8 MHz – e a frequência interna obtida após ativação do PLL – neste caso, 120 MHz.

8.1.2. Comandos

Antes de iniciar o código em si do firmware é interessante ter em mente as operações que o dispositivo executará para criação dos comandos do mesmo. Estes comandos podem ser definidos no cabeçalho da função principal ou em um arquivo separado importado na função principal. Cada comando recebe um nome, que será utilizado para sua chamada ao longo do programa, e um código hexadecimal que o identificará na memória do microcontrolador.

No dispositivo em questão, o arquivo possui os comandos para:

- Solicitação de informações de identificação do dsPIC;
- Leitura de corrente elétrica dos sensores;
- Ativação do PWM, atualização da razão cíclica e desativação;
- Ativação dos encoders, leitura e desativação;
- Ativação dos PIDs, atualização de calibração e desativação;
- Atualização dos *set points* de corrente elétrica dos PIDs;
- Leitura dos dados de corrente elétrica e velocidade angular com os PIDs em operação;

8.1.3. Configuração do dsPIC

A primeira função executada pelo código do firmware diz respeito a configuração principal do dsPIC e seus pinos. Primeiramente é feita configuração do clock do microcontrolador, ou seja, qual a frequência de processamento do dispositivo. Esta operação é feita através de operações matemáticas com as constantes de operação do PLL ativado anteriormente. O clock auxiliar também precisa ser configurado pois é através dele que a comunicação USB é processada.

Para definição das funções dos pinos é preciso definir um nome para o mesmo e associar este nome aos bits dos registradores do dsPIC. Os registradores utilizados foram:

- TRISx – identifica se o pino tem função de entrada (bit com valor 1) ou saída (bit com valor 0);
- LATx – controla as operações de leitura e escrita de dados no pino.

O caractere “x” dos registrados deve ser substituído pela numeração adequada de identificação do pino nas portas do dsPIC. Esta numeração pode ser consultada no manual de referência do fabricante.

Ao final desta função, são chamadas as funções:

- Inicialização do dispositivo USB;
- Configuração dos PWMs;
- Configuração dos encoders;

Todas as funções relativas à USB podem ser obtidas prontas para uso na página de internet do fabricante do microcontrolador. As funções de configuração dos PWMs e encoders serão apresentadas nas seções posteriores.

8.1.4. Status de conexão

Após as configurações anteriores, o código executado pelo microcontrolador inicia a execução de uma função que mostra ao usuário o estado de conexão do dispositivo. Esta função faz com que um led na placa de circuito pisque enquanto o dispositivo está energizado e desconectado do computador. Quando o cabo USB é conectado ao dispositivo e ao computador o led passa a ficar aceso constantemente, identificando que a comunicação com o dsPIC foi estabelecida com sucesso. Caso a conexão não ocorra, o led continuará piscando.

É importante destacar que, até este ponto, a comunicação feita entre o dsPIC e o computador foi apenas de reconhecimento do dispositivo pelo computador. Para que se inicie o processo de troca de dados de aquisição, é necessário que o programa de interface seja iniciado e o pedido de conexão interno desta interface seja feito ao dsPIC.

8.1.5. Recebimento de comandos e envio de dados

A próxima função chamada para execução pela função principal tem o nome de *trabalhar* e é responsável por organizar o *buffer* da USB com os dados que devem ser enviados. *Buffer* neste caso é uma região de memória de armazenamento temporário de

dados para transferência de informações entre dispositivos que apresentem taxas de transferência diferentes. Esta função verifica se há dados de solicitação na porta USB. Caso existam, ela executa o comando correspondente ao pedido vindo da interface e prepara o envio de informações de retorno caso o comando executado tenha de passar alguma informação para algum processo da interface. Caso contrário, a função prepara o envio de apenas um byte de identificação para indicar à interface que o pedido feito foi executado com sucesso.

A Figura 8.1 mostra o fluxograma dos passos executados pela função em questão e a Figura 8.2 o fluxograma da função complementar chamada pela *trabalhar* durante sua execução.

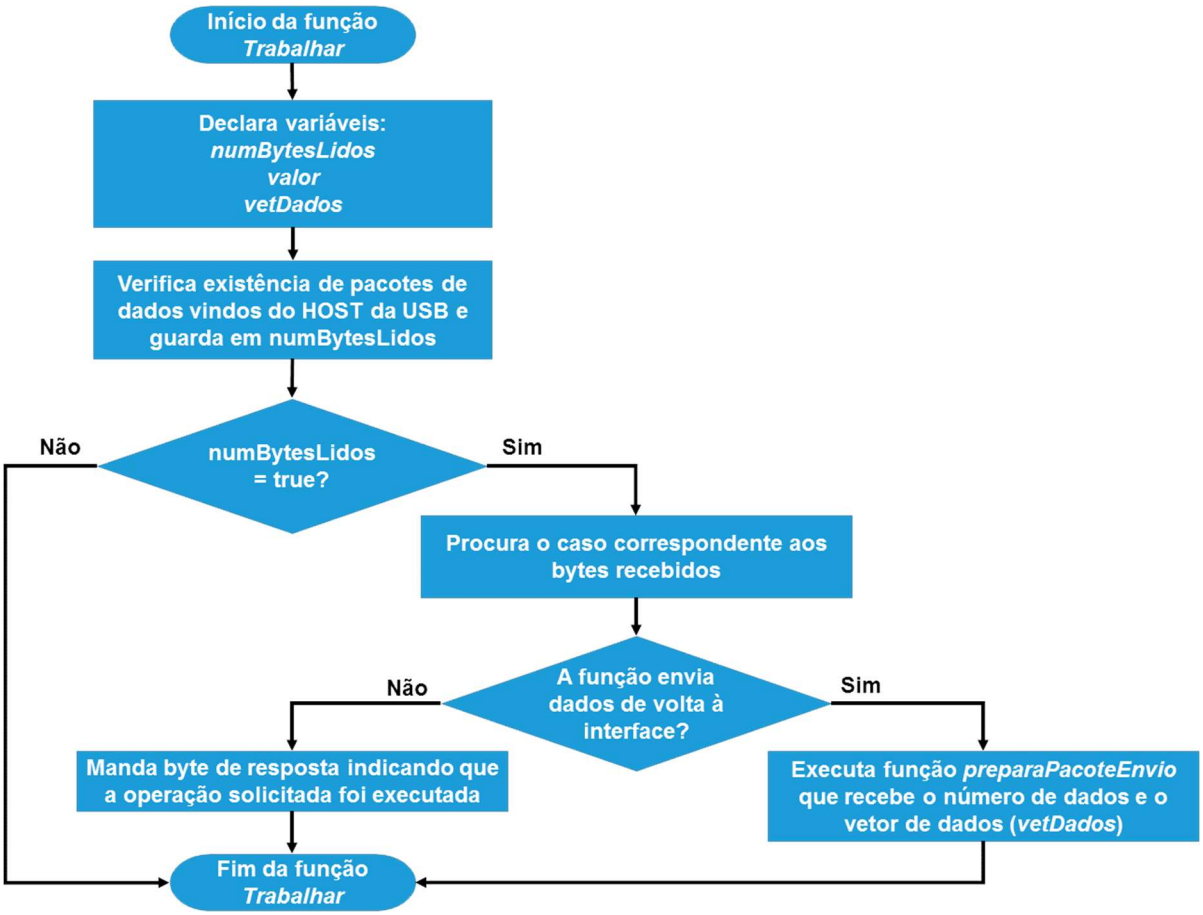


Figura 8.1 – Fluxograma de execução da função *trabalhar*.

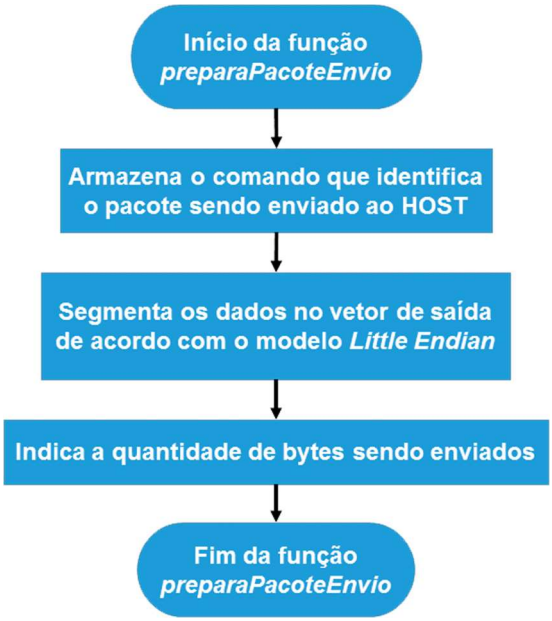


Figura 8.2 – Fluxograma de execução da função *preparaPacoteEnvio*.

Após execução da função *trabalhar*, a função principal verifica se há pacotes de dados a serem enviados e se o processo de transferência da USB está disponível. Caso as duas opções sejam verdadeiras, a função da USB que faz envio de dados é executada e os dados enviados à interface.

8.1.6. Funções relativas ao funcionamento dos encoders

O funcionamento dos encoders faz uso de um dispositivo no do dsPIC chamado de interrupções. De um modo geral, as interrupções servem para que o dsPIC não fique preso varrendo as entradas o tempo todo a procura de um determinado evento. A interrupção atua como um desvio de execução das instruções, fazendo com que o microcontrolador execute determinado código somente quando o evento associado a ela ocorre. Outra função do microcontrolador utilizada são os *timers*, que são tipos especiais de interrupção formados por registrados contadores que recebem sinal do clock do dispositivo e realizam a contagem.

A configuração do encoder, portanto, começa com a configuração das interrupções e *timers* do dsPIC. Não são todos os pinos do microcontrolador que possuem esta função, então, esta utilização tem que ser prevista desde o projeto do circuito que receberá os sinais. A configuração a ser feita para as interrupções e *timers* está documentada nos manuais de referência do dispositivo que possui seções específicas para estes assuntos.

Para habilitação da leitura do encoder, primeiro verifica-se para qual aro de propulsão a medição está sendo solicitada. Após esta identificação, a interrupção daquele encoder é habilitada, uma variável é preparada para identificar o primeiro pulso, os *timers* são zerados e ativados e os bits de *flag* são zerados para que uma nova interrupção possa ocorrer. A Figura 8.3 mostra o fluxograma de execução da função de habilitação do encoder.

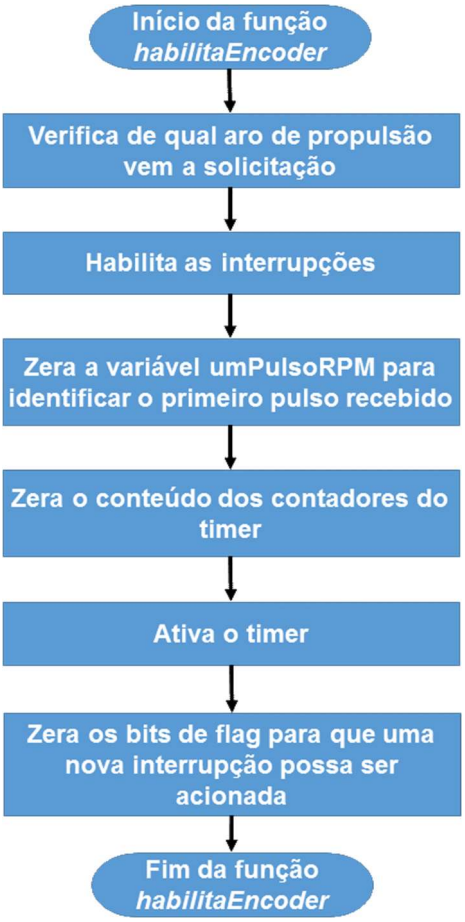


Figura 8.3 – Fluxograma de execução da função que habilita o encoder.

Para desabilitar o encoder, basta desabilitar as interrupções – o que é feito passando o valor zero para o bit de controle utilizado na ativação – e desativar o timer – procedimento feito da mesma que para as interrupções.

Por fim, resta adquirir os pulsos gerados pelo encoder para cálculo da velocidade angular. A sequência de operações da função para obtenção destes pulsos e cálculo da velocidade, em RPMs, pode ser vista na Figura 8.4.

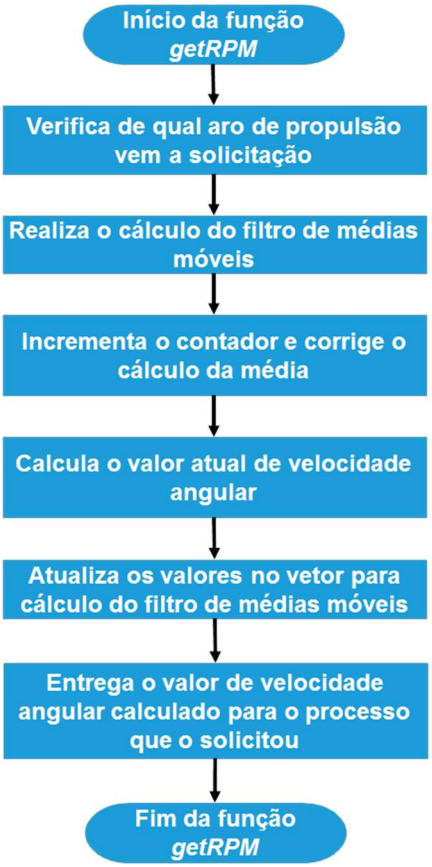


Figura 8.4 – Fluxograma da função que faz aquisição dos pulsos para cálculo da velocidade angular.

8.1.7. Funções para execução do PWM

O uso de PWMs com o dsPIC escolhido também deve ser programado ainda na etapa de projeto do hardware pois há pinos dedicados para esta função. O manual de referência do dispositivo possui uma seção dedicada ao uso e configuração de PWMs, com as explicações do funcionamento de cada modo e os blocos de código necessários para configuração. A função de configuração dos PWMs utilizada no projeto, portanto, utiliza o código disponibilizado pelo fabricante. Para habilitar ou desabilitar os PWMs basta modificar o bit de registro das portas utilizadas para 0 (desativado) ou 1 (ativado).

Para ajuste da largura de pulso da forma de onda do PWM duas funções auxiliares são utilizadas, sendo uma para cálculo da frequência e outra para cálculo da razão cíclica. A função para cálculo da frequência apenas identifica o lado para o qual o ajuste será feito e realiza o cálculo da frequência da onda dividindo o valor da frequência de ciclo do dsPIC pelo valor de frequência desejado.

A função para cálculo da razão cíclica também identifica para qual lado a modificação será feita e realiza o cálculo multiplicando a frequência obtida pela equação anterior pelo valor de razão cíclica desejado.

Definidas as funções anteriores, tem-se a função de atualização do PWM que é a função chamada pelo código principal do dispositivo quando se deseja alterar seus parâmetros. Esta função por sua vez chama as duas funções anteriores. A Figura 8.5 mostra o fluxograma de funcionamento da função de atualização.

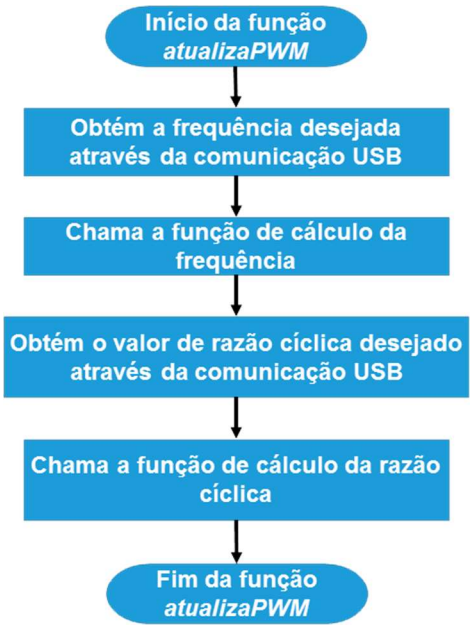


Figura 8.5 – Fluxograma da função que realiza a atualização do PWM.

Por fim, os valores calculados pela função *atualizaPWM* são colocados em funcionamento através da função *incDecPWM* que transfere estes novos valores para os registradores de memória do PWM.

8.1.8. Funções para execução do controle PID

Um controlador do tipo PID faz uso de uma parcela proporcional, uma integrativa e uma derivativa para cálculo da variável de saída desejada. Ele combina as características de estabilidade conferidas pelo controle proporcional derivativo com as características de eliminação de erro oferecidas pelo controle proporcional integrativo. A equação discretizada para implementação digital utilizada no dispositivo em questão é dada por

$$u(t) = K_p(t)[e(t) - e(t-1)] + K_i(t)T_s e(t) + K_d \frac{[e(t) - 2e(t-1) - e(t-2)]}{T_s} \quad (8.1)$$

e seu desenvolvimento pode ser encontrado no trabalho de Haugen (2010). Na equação anterior, $e(t)$ é o erro do sistema em um dado momento *t*, T_s é o período de amostragem, $K_p(t)$ o ganho proporcional, $K_i(t)$ o ganho integral e K_d o ganho derivativo.

A função de ativação do PID possui apenas três operações. A primeira zera as variáveis de erro; a segunda chama a função de atualização da frequência do PWM para ambos os freios eletromagnéticos com o valor máximo de frequência de chaveamento; e a última transforma em verdadeira uma variável booleana para identificação do pedido de ativação do PID.

A função de desativação do PID é ainda mais simples que a de ativação. As duas operações executadas por ela são chamar a função de desativação do PWM para ambos os freios eletromagnéticos e transformar em falsa a variável booleana de identificação de ativação do PID.

Para calibração dos PIDs, foi implementada uma função de atualização das constantes proporcional, integral e derivativa. Desta forma, a calibração dos PIDs com novas constantes pode ser feita pelo usuário através da interface, sem necessidade de reprogramação do *firmware*. Esta função de atualização recebe os novos valores de constantes vindos da USB em um vetor de dados. Os valores deste vetor de dados são extraídos e montados novamente como valores numéricos. Por fim, estes valores são passados para as respectivas variáveis de destino das constantes dos PIDs.

O funcionamento dos PIDs ocorre dentro da função principal do microcontrolador e são ativados quando as variáveis booleanas da função de ativação do PID tornam-se verdadeiras. Quando isto ocorre, a sequência de operações vista na Figura 8.6 é executada e os PIDs realizam o controle da razão cíclica do PWM mantendo a corrente elétrica do freio eletromagnético, resultando em um torque resistente também constante.

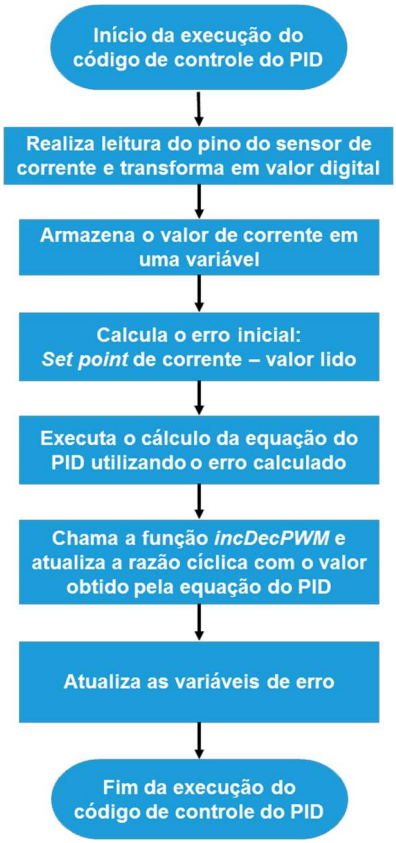


Figura 8.6 – Operações executadas para cálculo da equação do PID.

8.2. Interface Homem-Máquina

A interface homem-máquina corresponde ao programa que executado no computador para entrada de dados e exibição de informações. A linguagem escolhida para esta implementação foi a Java pois é uma linguagem orientada a objetos e portável, ou seja, pode ser executada em computadores com diferentes sistemas operacionais de maneira mais simples que outras linguagens.

A orientação a objetos é organizada por meio de classes, métodos e objetos. A classe descreve as propriedades – ou atributos – de um objeto e também quais as funcionalidades que o mesmo pode ter. Estas, por sua vez, são descritas pelos métodos da classe, que são funções com permissão para manipulação apenas de suas variáveis locais e atributos da classe que estão inseridos. Por fim, os objetos podem ser definidos como instâncias das classes e é onde o processamento do código implementado ocorre (RICARTE, 2001).

Como plataforma de desenvolvimento foi utilizada a NetBeans IDE, desenvolvida pela Oracle e distribuída gratuitamente. Esta plataforma tem como característica a modularidade permitindo que diversos módulos menores e simples sejam utilizados em conjunto para

construção de aplicações complexas. Tarefas básicas como conexão de ações a menus, barra de ferramentas, atalhos, gerenciamento de janelas e outros já estão implementadas na plataforma prontas para uso, o que economiza tempo de desenvolvimento e permite que o programador se concentre nas tarefas principais de seu código.

Outra vantagem da IDE escolhida é que ela permite o rápido desenvolvimento de interface através de seu editor, que conta com ferramentas do tipo arraste-e-solte e itens já programados como botões, painéis, caixas de texto, menu de seleções, gráficos e outros. Para uso desta IDE é necessário ter o Java instalado no computador, porém a própria Oracle já fornece um pacote de instalação completo com a NetBeans e Java.

Para que o programa em questão possa executar as funções de controle, transmissão de informação ao microcontrolador e exibição de dados ao usuário, é necessário que o mesmo seja capaz de executar operações paralelamente ou, como é mais comum em linguagens de programação, concorrentemente. A linguagem Java disponibiliza esta função nativamente, sem necessidade de bibliotecas extras, acessada pela declaração das *threads* – ou linhas de execução – do aplicativo. Cada uma destas *threads* possui sua própria pilha de chamada de métodos e seu contador, podendo ser executada simultaneamente com outras *threads* e, inclusive, compartilhando informações entre si (DEITEL; DEITEL, 2010). Uma *thread* possui os seguintes estados durante seu ciclo de vida:

- Novo e executável – a *thread* assume o estado novo quando é criada;
- Executável – este é o estado assumido quando o aplicativo inicia a execução do código da *thread*;
- Espera – a thread pode passar para este estado enquanto aguarda a execução de alguma tarefa de outra *thread*, retornando para o estado executável quando recebe a devida notificação deste outro processo;
- Espera sincronizada – este estado é similar ao anterior, porém há um intervalo de tempo especificado pelo qual a *thread* esperará e, quando este tempo for atingido, há o retorno para o estado executável;
- Bloqueado – a *thread* assume este estado quando tenta realizar uma tarefa que não pode ser realizada imediatamente, retornando ao estado executável quando a tarefa solicitada é encerrada;
- Terminado – a *thread* assume este estado quando a execução de seu código é encerrada, tanto por sucesso quanto por algum erro.

8.2.1. Janela principal

A janela principal do programa corresponde a tela inicial executada quando o usuário abre o aplicativo. Esta tela possui apenas uma imagem de fundo e um menu superior com as opções possíveis para o aplicativo. Todas as funções a serem executadas no programa são acessadas através deste menu e abertas em subjanelas dentro desta janela principal.

O primeiro item do menu é chamado de Conexão e abre a janela para que a comunicação da interface com o módulo de controle microcontrolado seja iniciada. O segundo item é chamado Protocolos e abre a janela para execução dos protocolos de avaliação física. O terceiro e último item é chamado de Ferramentas e é utilizado para as operações de teste e calibração do equipamento. As operações executadas pelo código da janela principal podem ser vistas na Figura 8.7 e a janela em si na Figura 8.8.

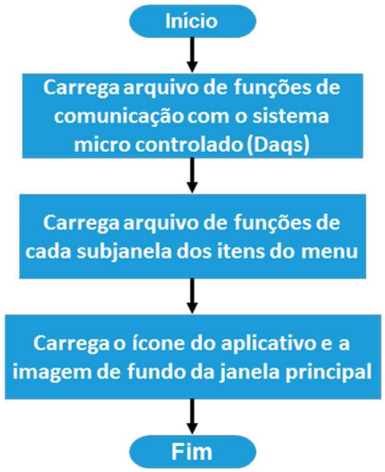


Figura 8.7 – Fluxograma da janela principal.



Figura 8.8 – Janela principal da interface.

8.2.2. Conexão

Quando a opção Conexão é selecionada, um submenu com as opções Conectar e Desconectar é aberto. Selecionando a primeira opção uma subjanela será aberta onde há o botão para execução da conexão com o módulo microcontrolado e campos de informação do mesmo. Quando a conexão é feita com sucesso, estes campos de informação exibem as informações de identificação contidas no dsPIC. Caso haja algum problema, uma mensagem de erro é exibida informando que a conexão não pôde ser feita e um código de erro referente ao comando não executado. A Figura 8.9 mostra o item em questão do menu principal e as subjanelas descritas. Caso seja selecionada a opção Desconectar no submenu, a conexão com o microcontrolador é interrompida.

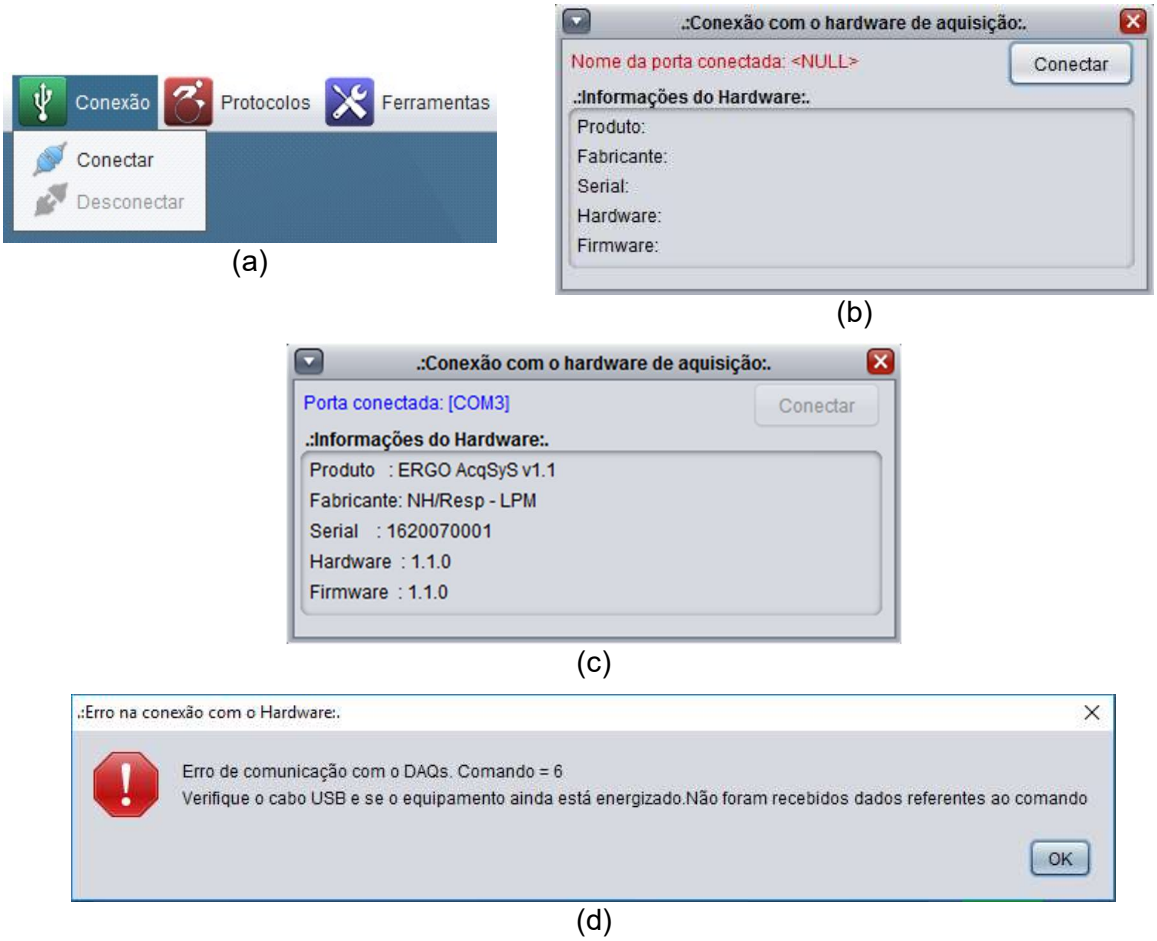


Figura 8.9 – Item Conexão do menu principal e seus desdobramentos (a) Item Conexão selecionado e submenu aberto (b) Janela aberta quando a opção Conexão é selecionada (c) Estado da janela de Conexão quando a operação é bem sucedida (d) Mensagem de erro.

A Figura 8.10 mostra o fluxograma das operações executadas para conexão e desconexão com o equipamento.

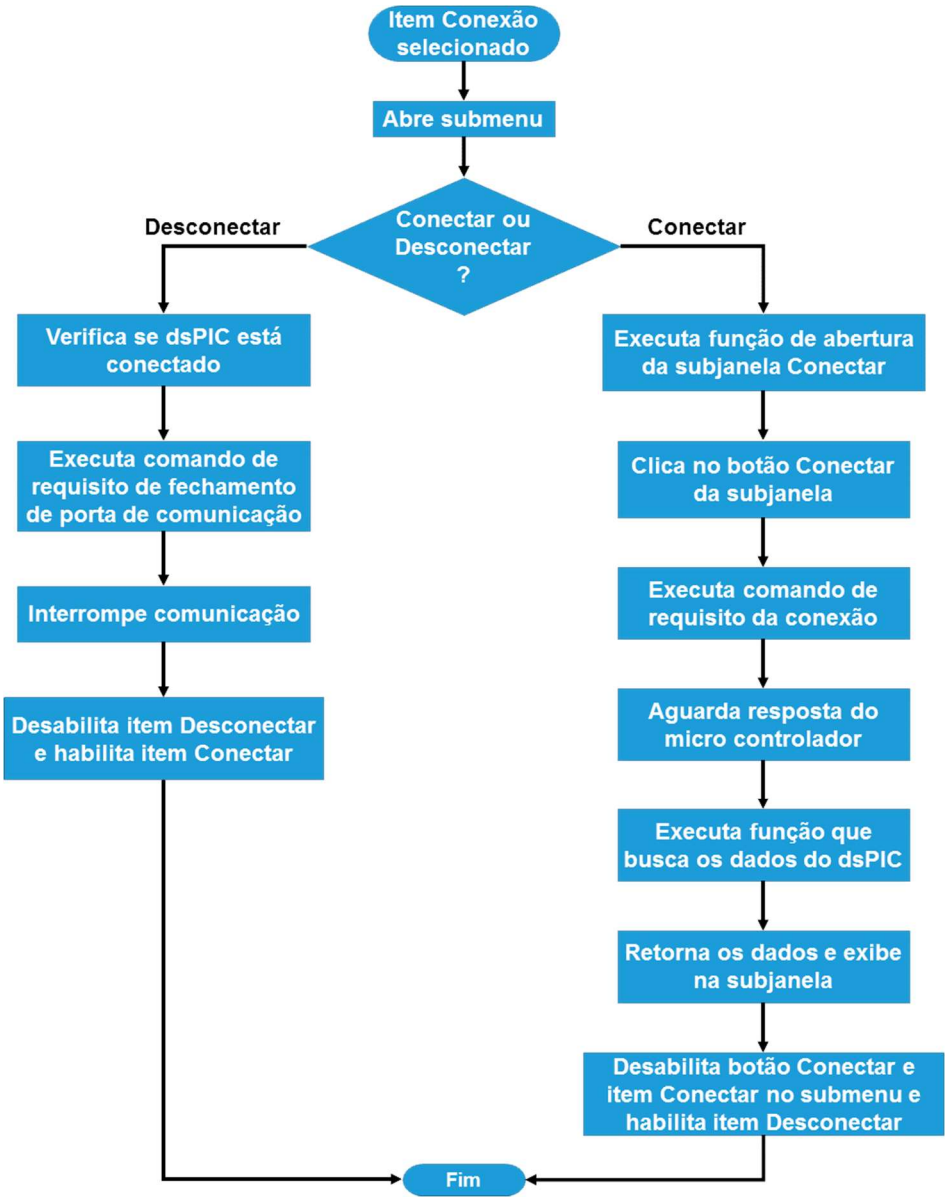


Figura 8.10 – Fluxograma da operação de conexão e desconexão.

8.2.3. Protocolos

Ao selecionar no menu principal a opção Protocolos, um submenu com o item Novo Protocolo é aberto. Ao clicar neste item, uma subjanela para execução de um protocolo de avaliação é aberta. Apesar de ser possível executar apenas um protocolo de avaliação por

vez, não há limite para o número de subjanelas de protocolo que podem ser abertas. A Figura 8.11 mostra o item selecionado e o submenu aberto.



Figura 8.11 – Item Protocolos selecionado e submenu aberto.

A subjanela de execução de protocolo de teste possui três abas, sendo uma referente a entrada de dados do usuário e parâmetros de execução do protocolo de avalição, a segunda corresponde ao controle de execução do protocolo e a terceira refere-se à visualização dos resultados obtidos.

8.2.3.1. Entrada de Dados

A aba de entrada de dados é exibida logo que a subjanela de protocolo de avaliação é aberta. Os campos disponíveis para preenchimento dos dados pessoais do usuário que será avaliado são:

- Nome do avaliado;
- Idade;
- Gênero;
- Peso;
- Atleta? – caixa de seleção para indicar se o usuário é atleta profissional ou não;
- Modalidade – modalidade de esporte caso o usuário seja atleta;
- Tempo de atividade – tempo que o usuário pratica a modalidade informada caso seja atleta;
- Possui lesão? – caixa de seleção para indiciar se o usuário possui lesão ou não;
- Tipo de lesão;
- Tempo de lesão;
- Nome do avaliador – nome da pessoa responsável pela execução do protocolo de avaliação;
- Data de realização – este campo é preenchido automaticamente.

Os campos disponíveis para preenchimento dos dados do protocolo a ser executado pelo usuário são:

- Novo Protocolo – botão que mantém os dados do usuário inseridos mas apaga os dados do protocolo, gráficos e variáveis para início de um novo protocolo;
- Tipo de Protocolo – caixa de seleção para escolha entre protocolo de Wingate ou incremental;
- Tempo do Protocolo – caixas de seleção para o tempo de duração do protocolo;
- Carga recomendada – exibição da carga resistiva recomendada para o usuário;
- Carga selecionada – caixas de seleção da carga resistiva para execução do protocolo de Wingate;
- Carga inicial – caixas de seleção da carga resistiva para início da execução do protocolo incremental;
- Tempo incremental – caixas de seleção para tempo no qual a carga resistiva do protocolo incremental será aumentada;
- Carga incremental – caixas de seleção para carga a ser adicionada no protocolo incremental após o tempo incremental;
- Pasta para salvar os dados do protocolo executado;

Como existem duas opções de protocolo a serem executadas que exigem configurações diferentes, a exibição destes itens é feita de maneira dinâmica e controlada pela caixa de seleção Tipo de Protocolo. A Figura 8.12 mostra a aba de entrada de dados para execução do protocolo de Wingate e a Figura 8.13 os campos que são modificados quando o protocolo escolhido é o incremental.

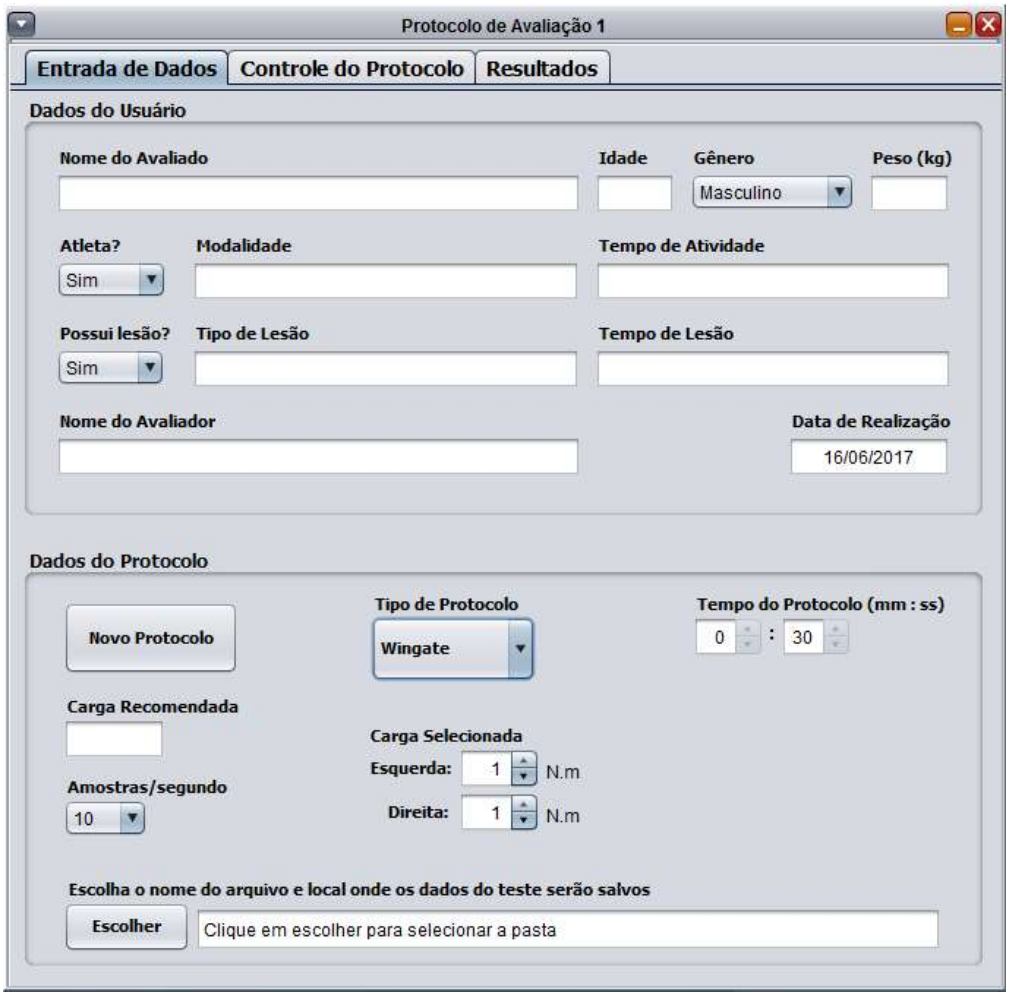


Figura 8.12 – Aba de entrada de dados da subjanela de protocolo de avaliação.

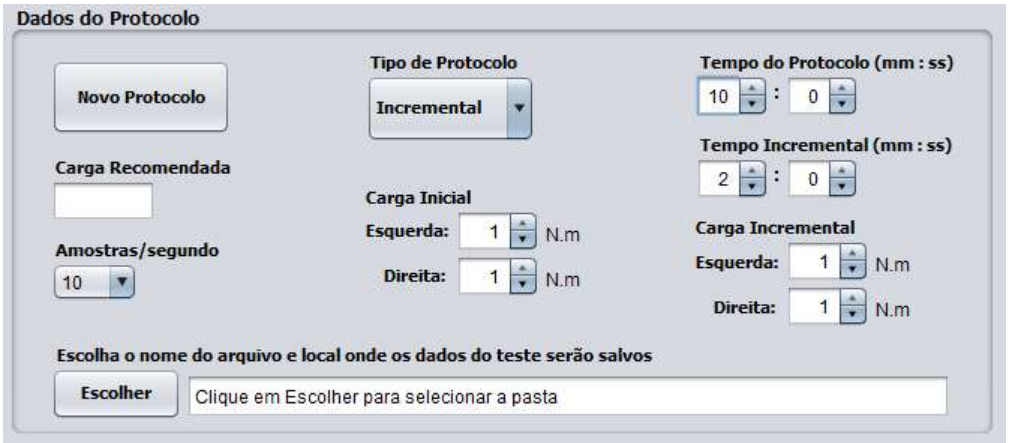


Figura 8.13 – Campos dos dados do protocolo para configuração de um protocolo incremental.

8.2.3.2. Controle do Protocolo

A segunda aba é referente ao controle da execução do protocolo. Ela possui um cronômetro para indicar o tempo decorrido, dois velocímetros para indicar a velocidade de cada um dos aros de propulsão do ergômetro e um gráfico que é atualizado em tempo real com a potência desenvolvida pelo usuário ao longo da avaliação realizada. Há um botão para iniciar a execução do protocolo e outro para interrompê-lo, caso seja necessário. Para protocolo incremental é possível acompanhar também qual a carga atual dos freios eletromagnéticos em cada aro de propulsão e quanto tempo falta para o próximo incremento de carga ocorrer. A Figura 8.14 mostra a aba de controle do protocolo.

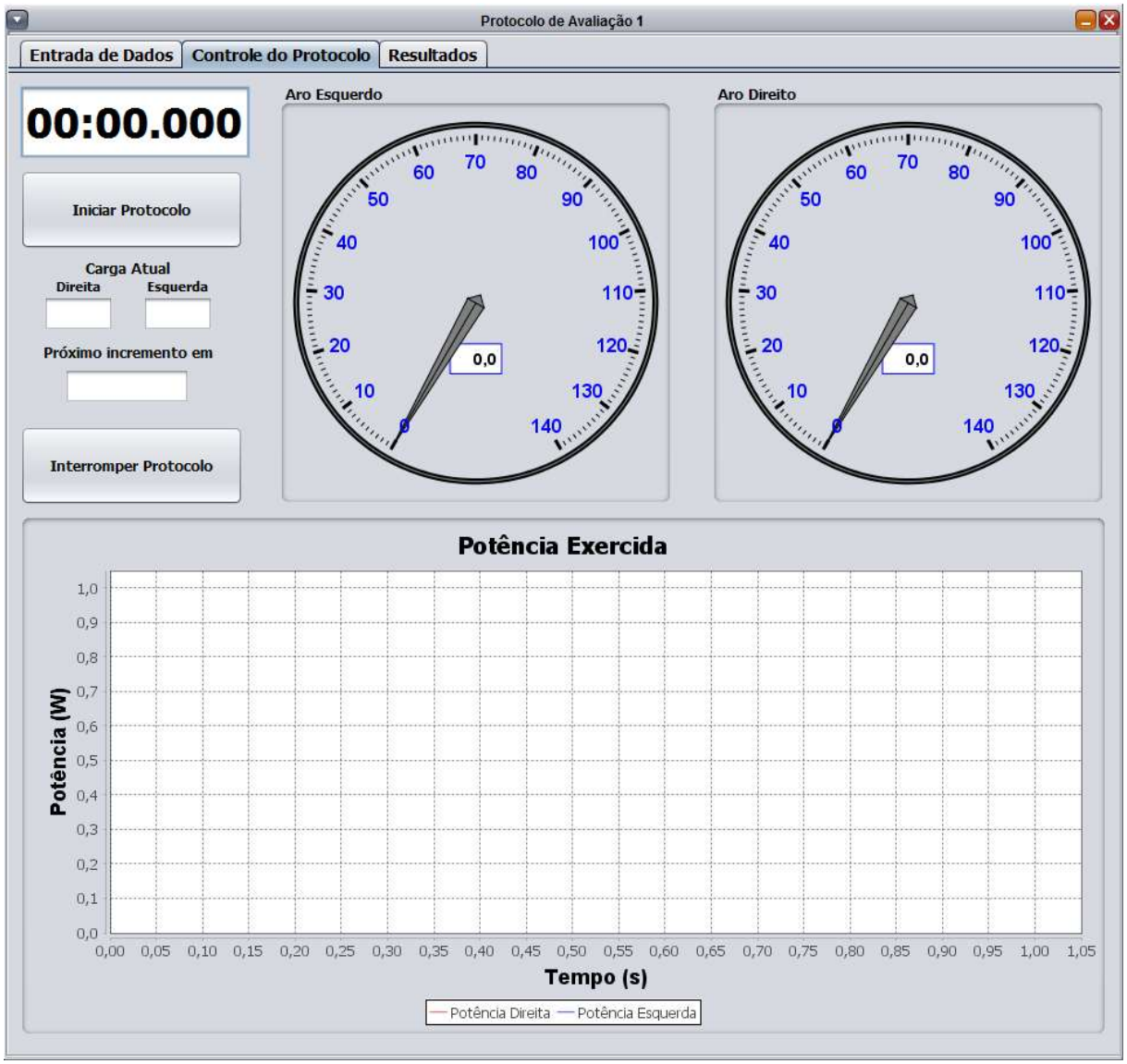


Figura 8.14 – Aba de controle da execução do protocolo de avaliação.

É importante destacar que, apesar dos gráficos serem parte de uma biblioteca com funções prontas, são necessárias algumas configurações para uso dos mesmos. Os passos discutidos a seguir são executados logo que a subjanela do protocolo de avaliação é criada.

Primeiramente, é necessário criar uma série de dados que contém os pontos a serem plotados. Estes pontos podem ser adicionados à série dinamicamente durante a execução do programa – como mencionado nos fluxogramas anteriores – ou podem ser adicionados todos de uma vez caso já se tenha um vetor completo com os dados. Para realizar a adição de pontos, basta executar a função *add(variável eixo x, variável eixo y)* da biblioteca de códigos do gráfico.

A série criada é então adicionada a uma coleção de séries e esta coleção de séries é, por sua vez, adicionada a um objeto denominado *dataset*, que representa os dados do gráfico. Esta operação é feita desta forma pois é possível adicionar várias séries a uma mesma coleção e várias coleções a um mesmo *dataset*, porém, quando plotados no gráfico, as séries que pertencem a mesma coleção estarão sujeitas as mesmas condições de exibição e as coleções pertencentes ao mesmo *dataset* terão o mesmo eixo vertical em comum. Portanto, para se usar em um mesmo gráfico exibições de tipos diferentes de dados, é necessário utilizar mais de um *dataset* para que mais de um eixo vertical possa ser exibido.

Por fim, o *dataset* é adicionado ao objeto gráfico onde deseja-se exibir as informações para o usuário e o objeto gráfico ao painel onde o gráfico será montado. A Figura 8.15 mostra o fluxograma dos passos de configuração para utilização de um gráfico.

A Figura 8.16 mostra o fluxograma do código executado pelo botão de comando para iniciar o protocolo de execução. Os fluxogramas das *threads* citadas na Figura 8.16 que complementam o funcionamento do código são mostrados a partir da Figura 8.17 à Figura 8.19.

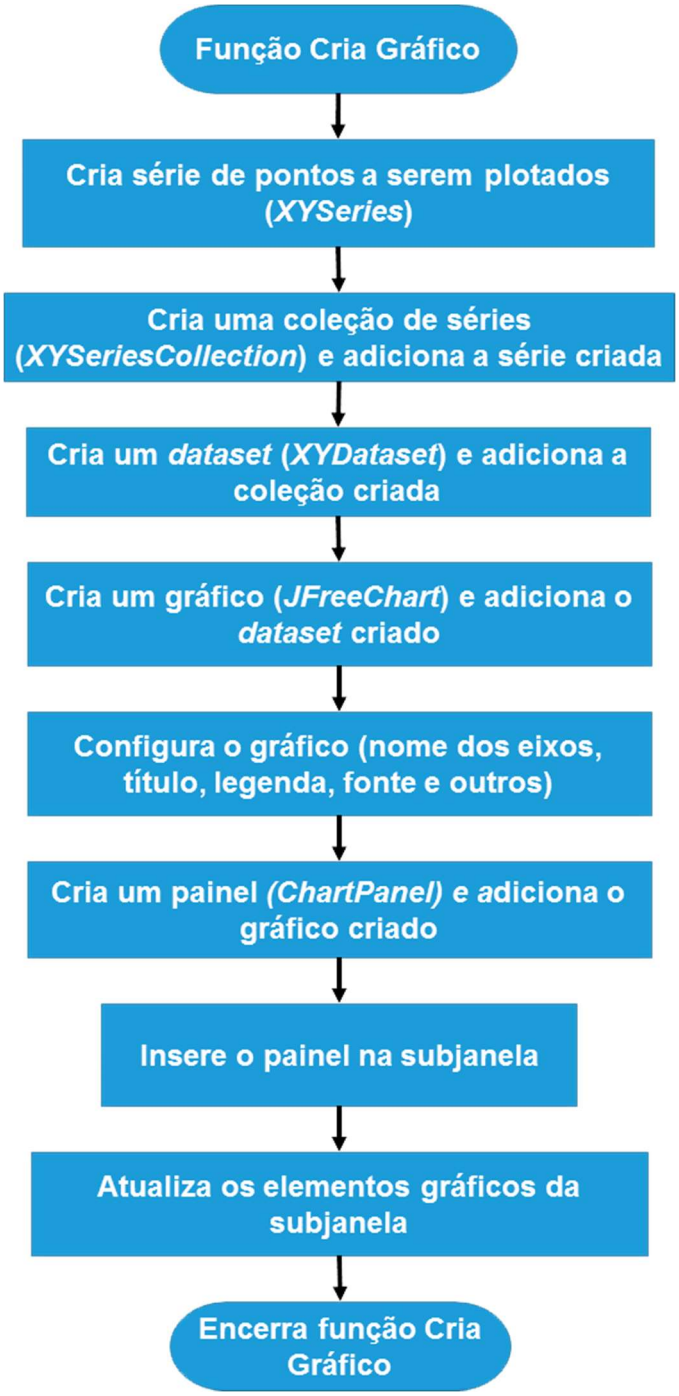


Figura 8.15 – Fluxograma para configuração de um gráfico.

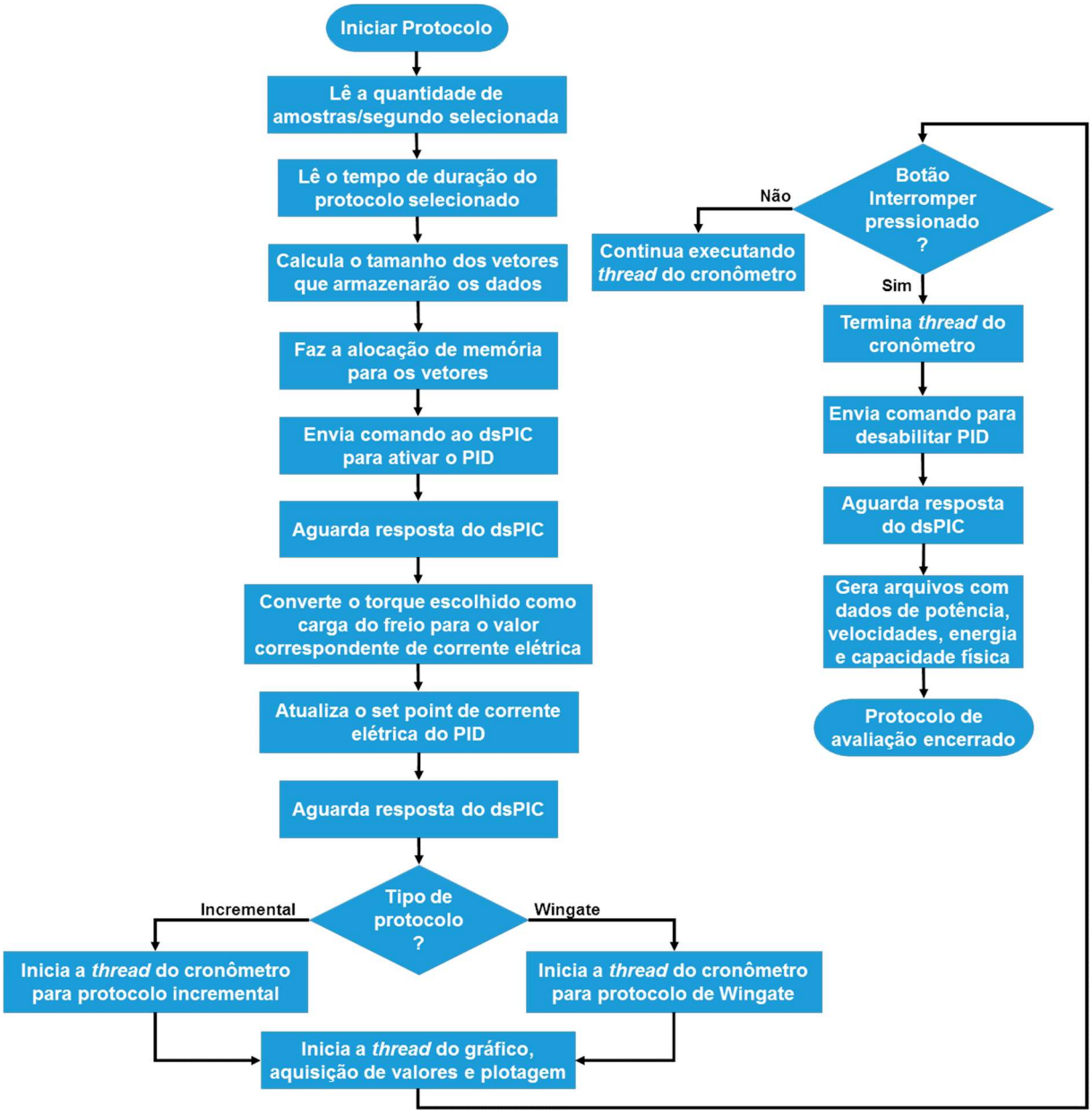


Figura 8.16 – Fluxograma do comando da aba de controle do protocolo.

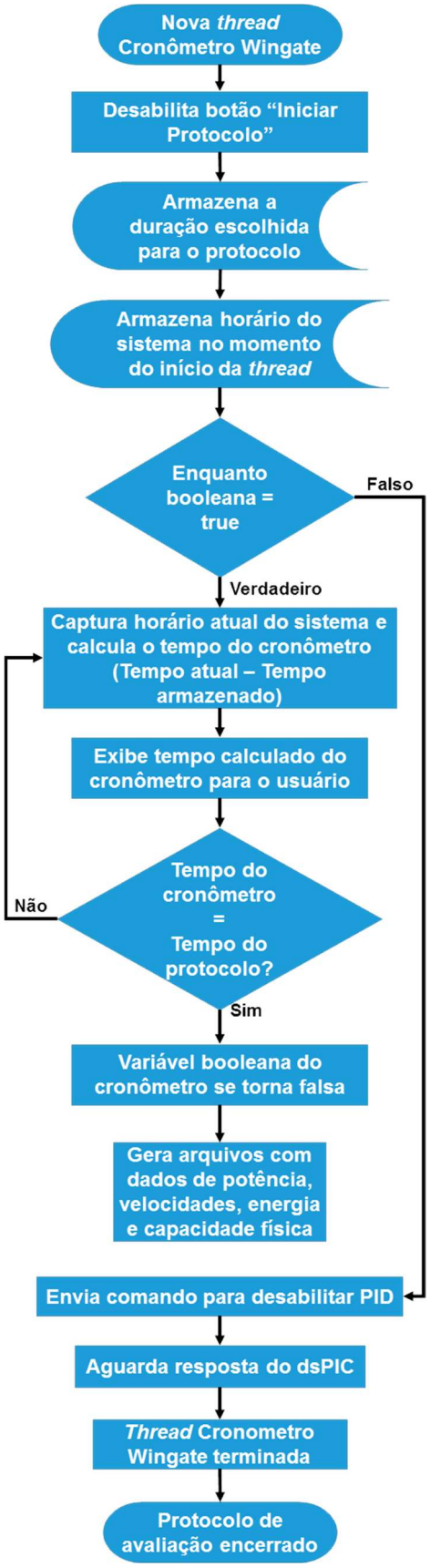


Figura 8.17 – Fluxograma da *thread* do cronômetro para protocolo de Wingate.

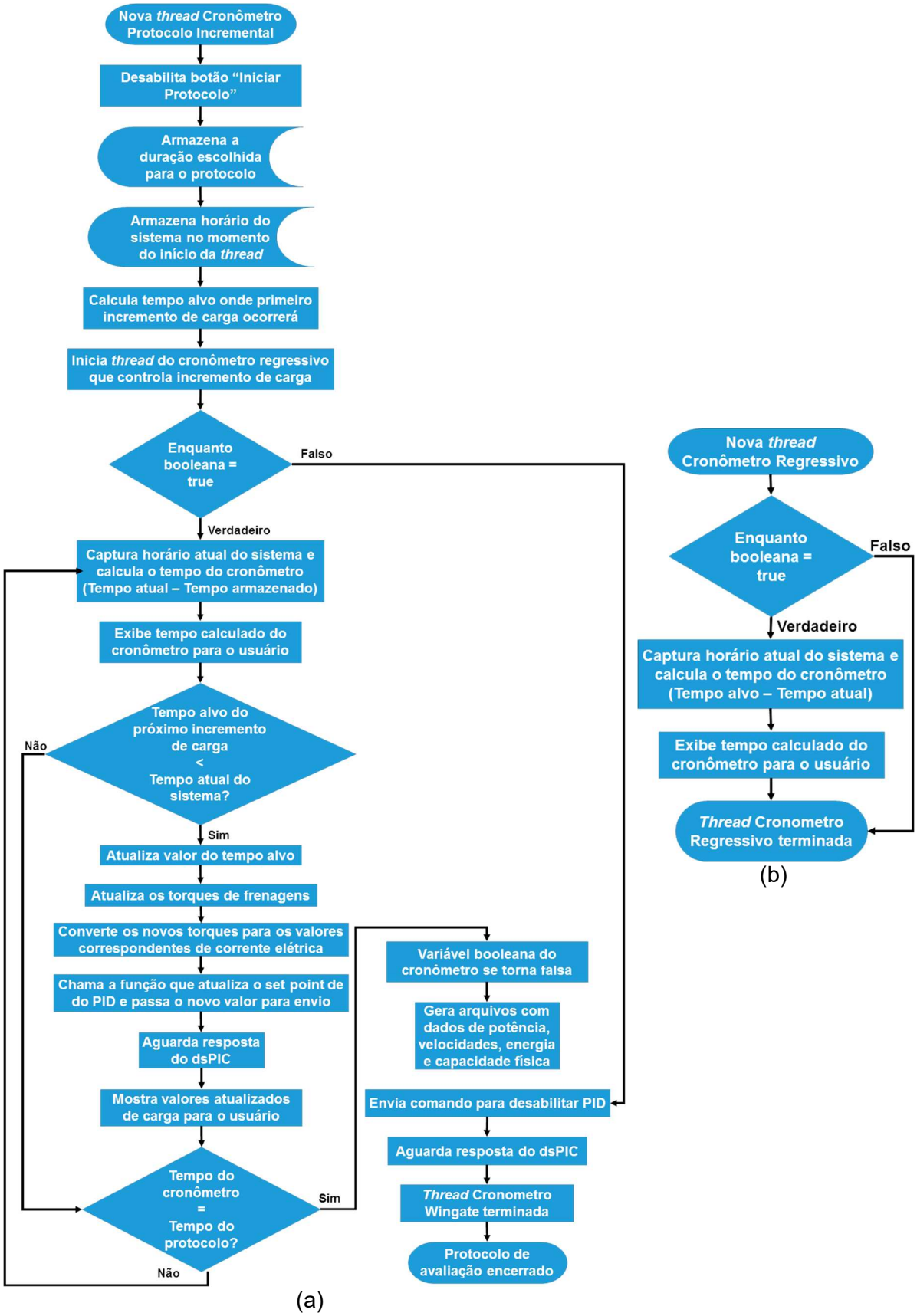


Figura 8.18 – Protocolo incremental (a) Fluxograma da *thread* do cronômetro do protocolo incremental (b) Fluxograma da *thread* do cronômetro regressivo.

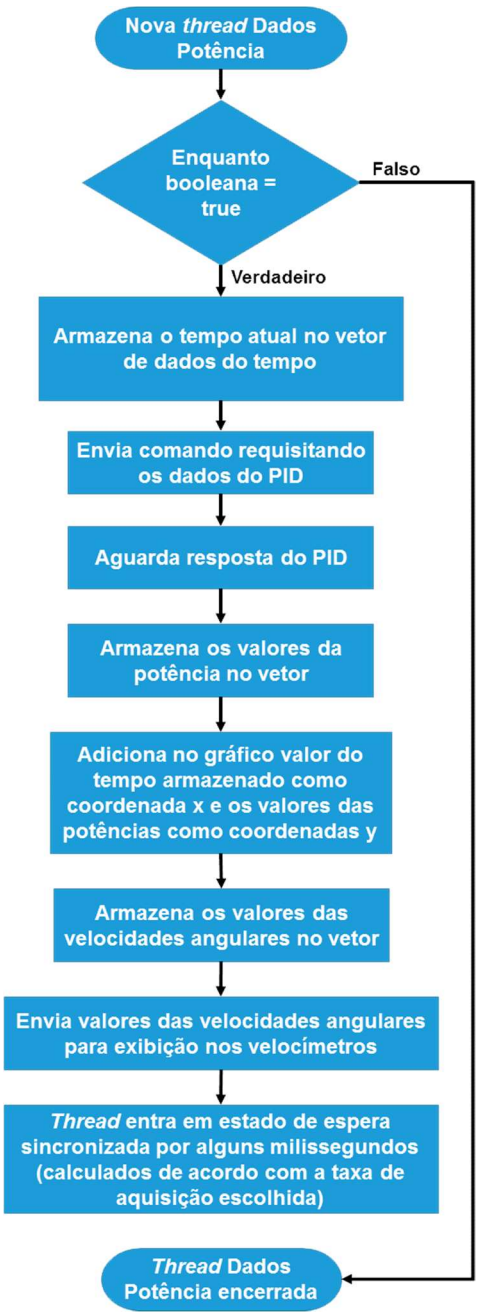


Figura 8.19 – Fluxograma para aquisição dos dados de potência e plotagem do gráfico em tempo real.

8.2.3.3. Resultados

A aba de resultados permite a visualização dos principais valores atingidos pelo usuário ao longo do protocolo, como potência máxima, potência mínima, índice de fadiga, energia máxima e energia mínima.

É também possível visualizar os gráficos para as variáveis descritas, com exceção da fadiga, e também para as velocidades dos aros e capacidade física. A configuração feita para os gráficos desta aba permite que mais de uma curva seja visualizada ao mesmo tempo, permitindo assim que diferentes informações sejam cruzadas para análise. Esta configuração foi feita conforme descrito anteriormente utilizando um *dataset* para tipo de variável desejada no gráfico, assim foi possível criar um eixo vertical correspondente para cada uma.

Outra opção para visualização dos resultados é utilizar o botão presente para gerar um relatório em formado PDF com todas estas informações e gráficos. Este relatório é salvo na mesma pasta escolhida na aba Entrada de Dados onde os dados das variáveis do protocolo serão guardados. A Figura 8.20 mostra a aba de resultados.

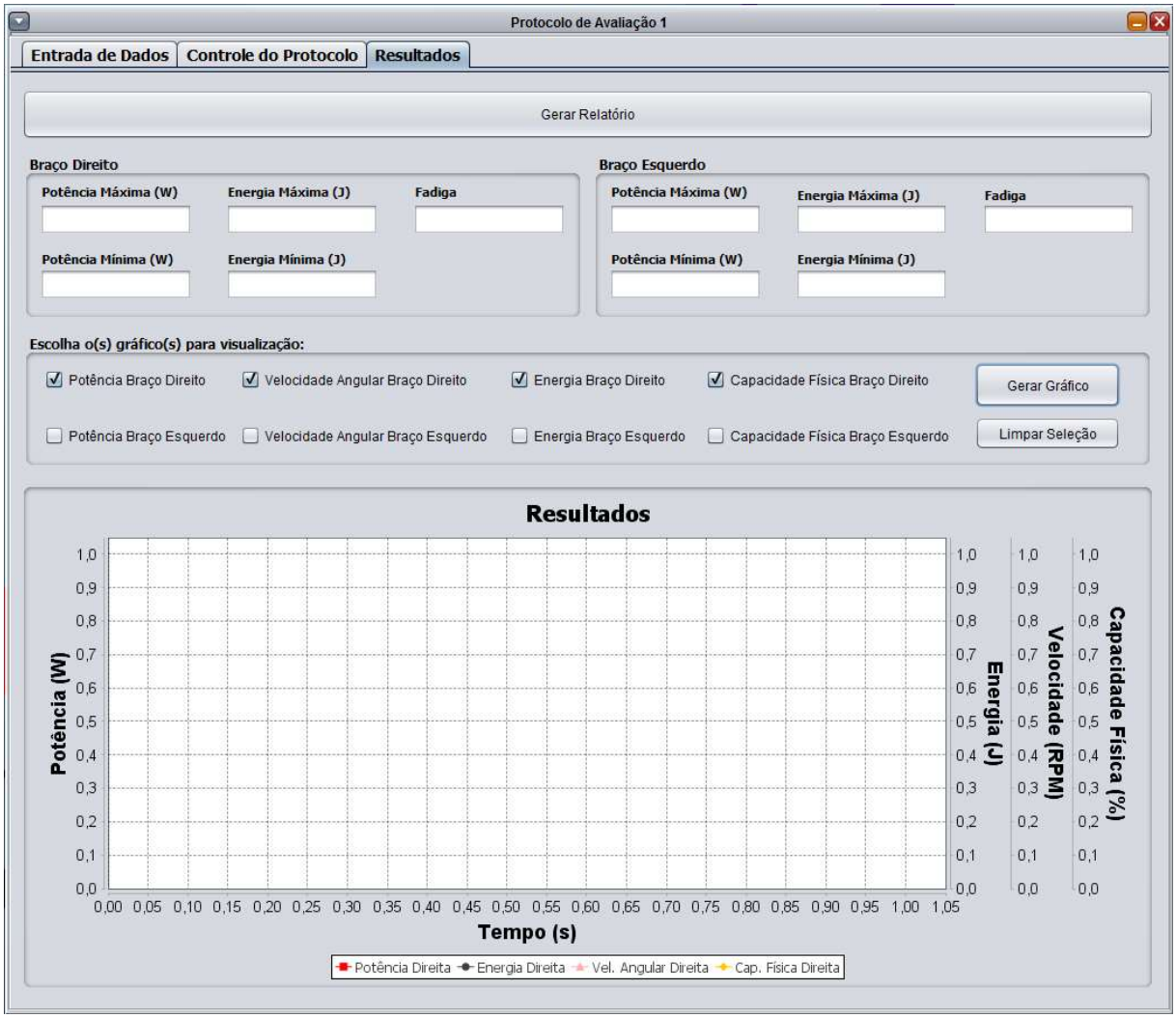


Figura 8.20 – Aba de resultados do protocolo de avaliação.

8.2.4. Ferramentas

O item ferramentas do menu principal dá acesso a três itens que podem ser utilizados para aferição e calibração do equipamento. São eles:

- Calibrar PIDs
- Monitorar RPM e Correntes
- Teste PWMs

A Figura 8.21 mostra o item de ferramentas e seu submenu em detalhes.



Figura 8.21 – Item Ferramentas selecionado e submenu de opções aberto.

8.2.4.1. Calibrar PIDs

O primeiro item do submenu tem como função auxiliar na calibração do PID que controla o freio eletromagnético. A subjanela que é aberta ao selecionar este item possui duas abas, uma para o PID do freio eletromagnético do lado direito e outra para o lado esquerdo, com os mesmos itens. Os parâmetros que podem ser definidos pelo usuário são modificados por quatro campos de entrada de texto, onde três correspondem a cada uma das constantes do PID e um corresponde ao valor de *set point* da corrente elétrica desejado. Dois outros campos de texto exibem os valores atuais de corrente e velocidade angular.

Por fim, há três botões para executar as operações de ajuste. O primeiro ativa e desativa o controle PID do freio eletromagnético, o segundo serve para atualizar o valor das constantes que o algoritmo de controle está utilizando pelos que o usuário digitou e o terceiro serve para atualizar o *set point* de corrente. A Figura 8.22 mostra a subjanela em questão e os fluxogramas do código executado em cada botão são mostrados da Figura 8.23 à Figura 8.25.

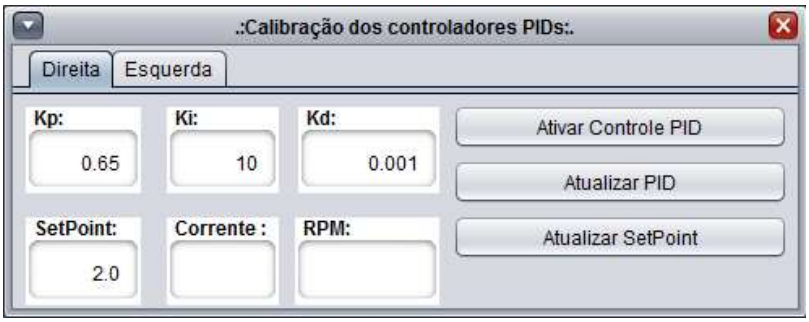


Figura 8.22 – Subjanela de calibração dos PIDs.

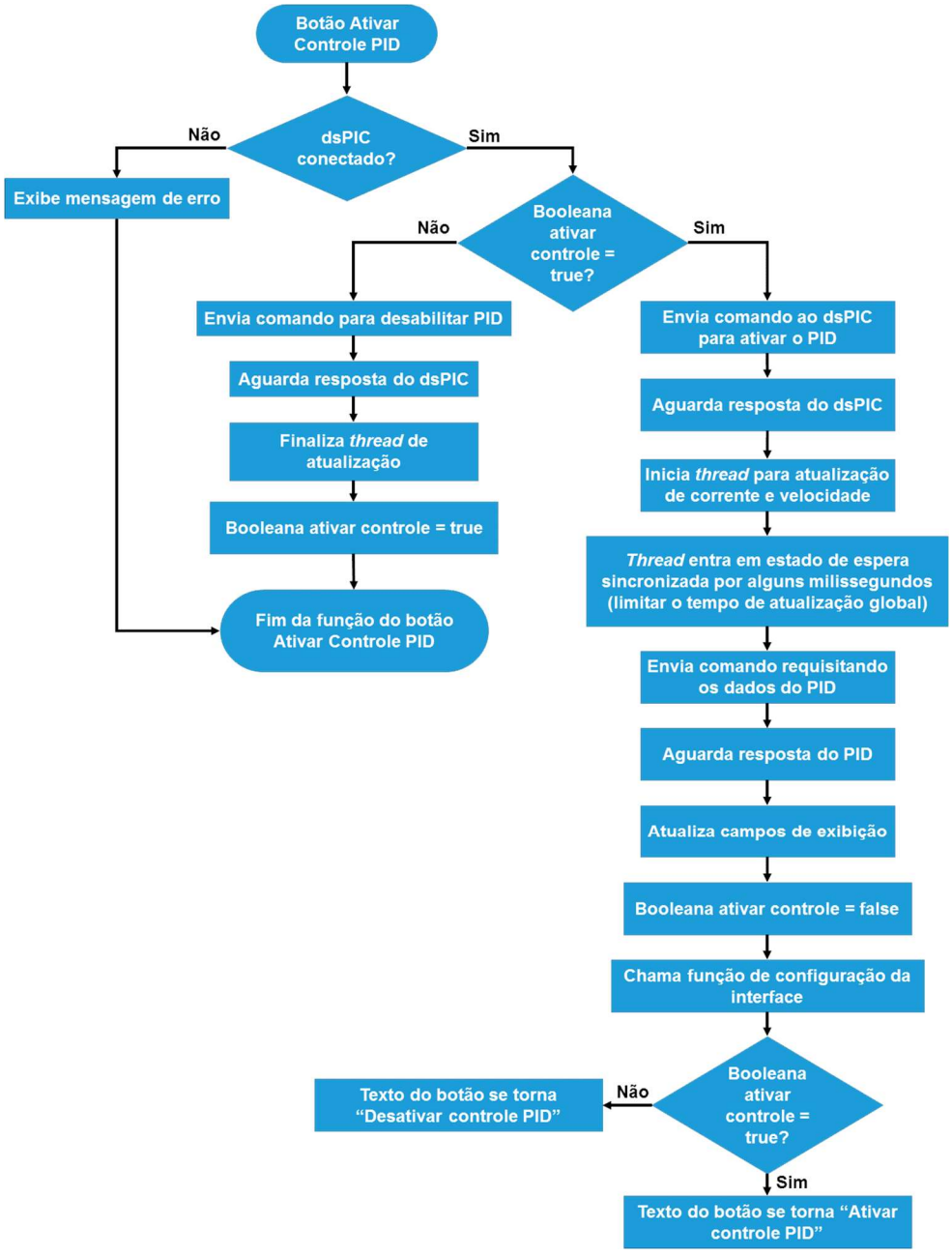


Figura 8.23 – Fluxograma da função do botão de ativação do controle PID.

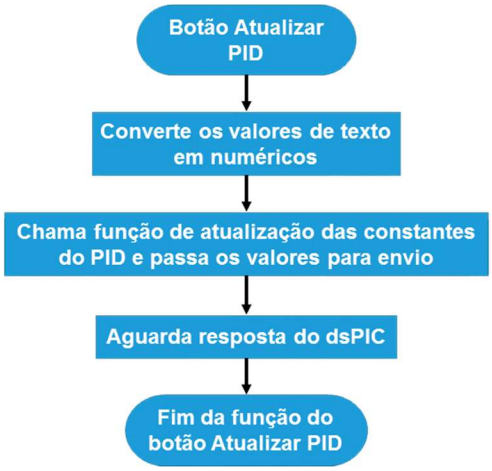


Figura 8.24 – Fluxograma da função do botão de atualização do PID.

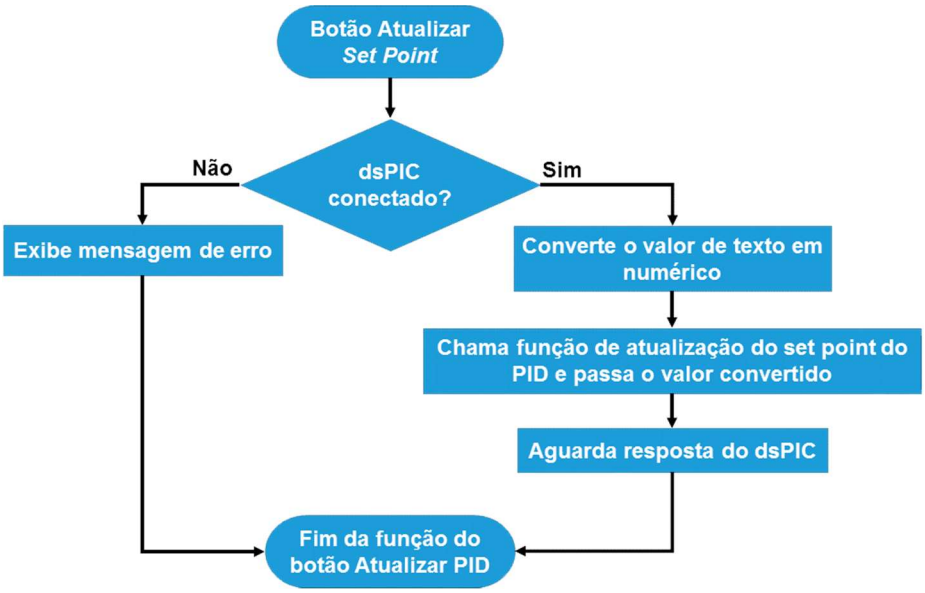


Figura 8.25 – Fluxograma da função do botão de atualização do *set point*.

8.2.4.2. Monitorar RPMs e Correntes

Este item do submenu tem função apenas de exibir os valores de corrente e velocidade angular atual dos aros, possibilitando a verificação do sistema e aferição das medidas realizadas pelo sistema microcontrolado. A Figura 8.26 mostra a subjanela em questão e a Figura 8.27 o fluxograma de funcionamento da função dos botões.



Figura 8.26 – Subjanela de monitoramento das velocidades angulares e correntes.

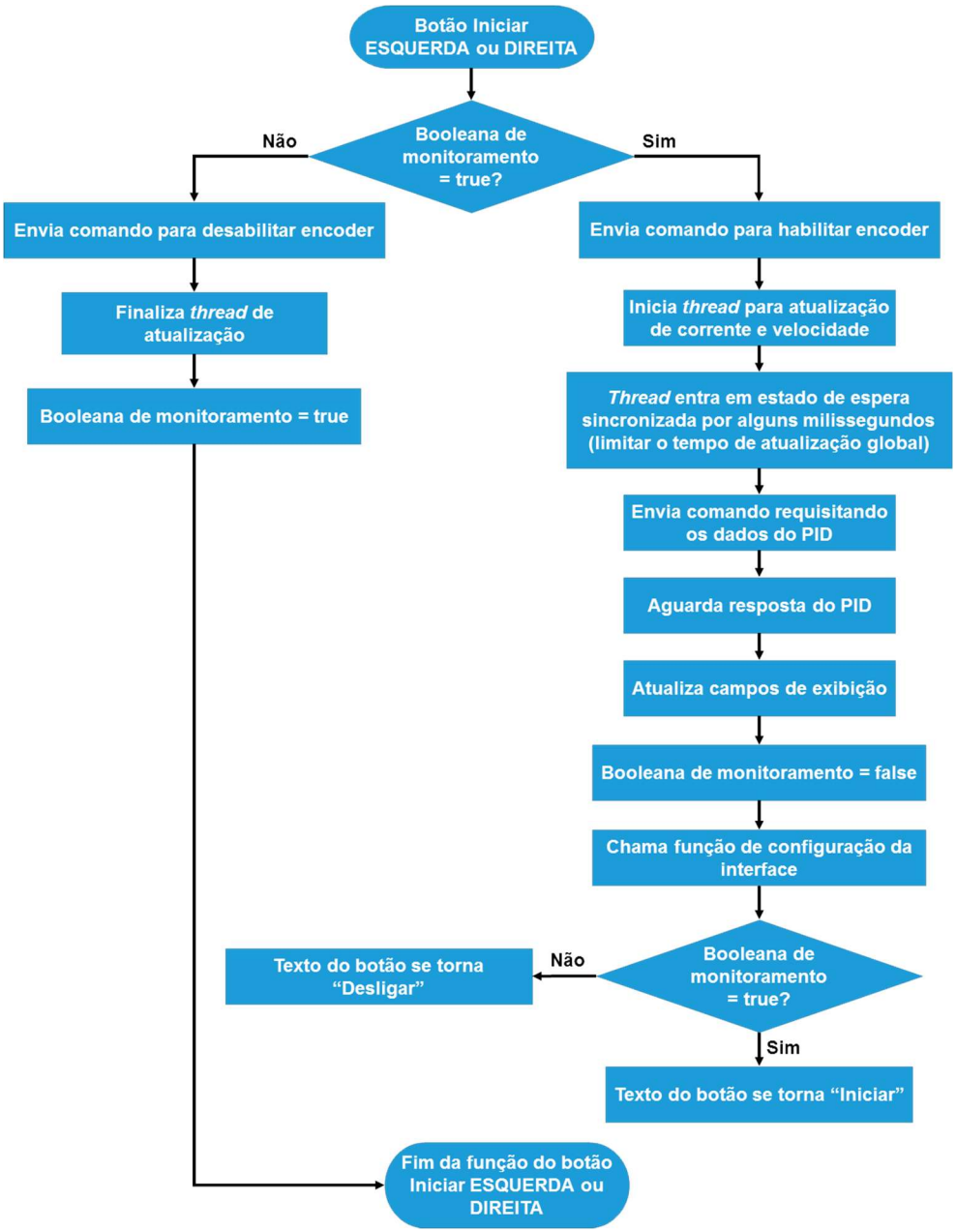


Figura 8.27 – Fluxograma do botão de iniciar ou desligar o monitoramento.

8.2.4.3. Teste PWMs

O último item do submenu de ferramentas tem como função testar o funcionamento dos módulos PWMs, que realizam o chaveamento do MOSFET do freio eletromagnético, através da escolha da razão cíclica dos mesmos. O usuário tem a opção de realizar a escolha digitando o valor de frequência de chaveamento desejado ou utilizando um controle deslizante para escolha do valor em termos de porcentagem. Um botão *Ligar* habilita ou desabilita o PWM para que o teste possa ocorrer. A Figura 8.28 mostra a subjanela da função em questão, a Figura 8.29 o fluxograma da função dos botões e a Figura 8.30 o fluxograma da função do controle deslizante.

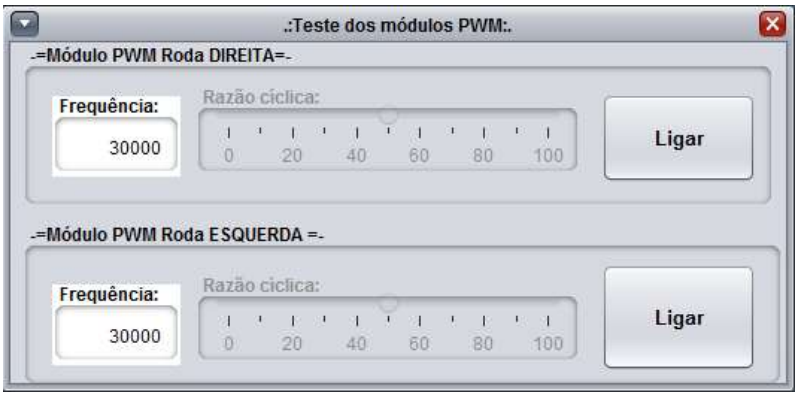


Figura 8.28 – Subjanela de teste dos módulos PWM.

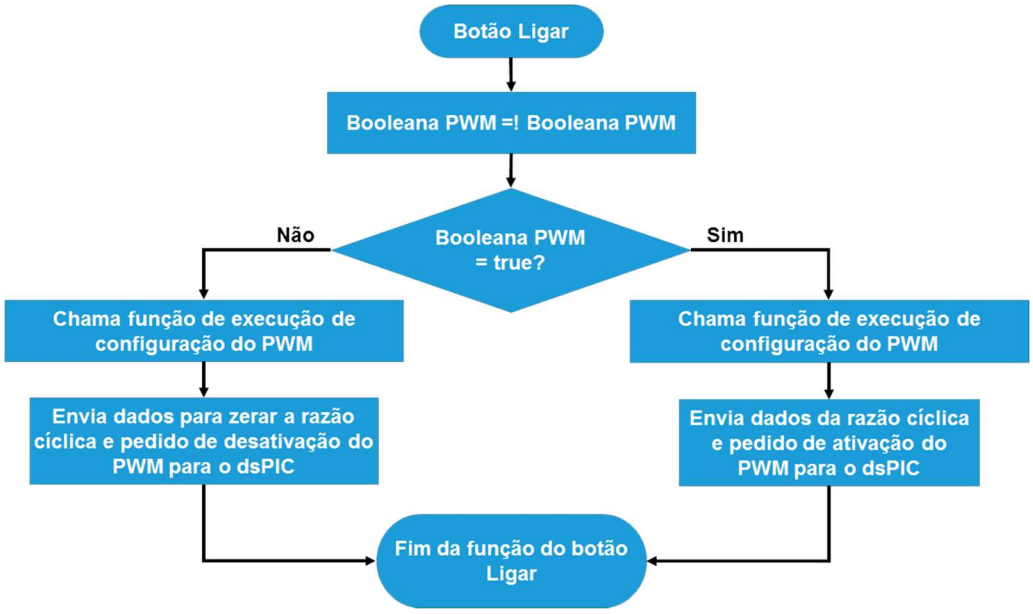


Figura 8.29 – Fluxograma da função executada pelos botões da subjanela.

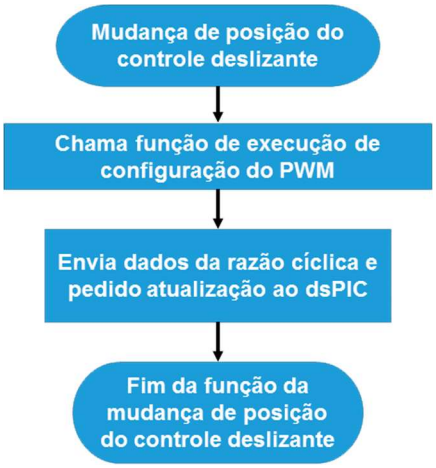


Figura 8.30 – Fluxograma da função executada pelo controle deslizante.

CAPÍTULO IX

9.

AVALIAÇÃO DO CONDICIONAMENTO FÍSICO

A validação do novo sistema de resistência eletromagnético, sistema de controle microprocessado e interfaces foram testadas como um todo a partir da execução de alguns protocolos de avaliação de condicionamento físico. O protótipo do ergômetro para cadeirantes conta com comitê de ética registrado (CEP/UFU 045/06).

9.1. Metodologia para Aplicação do Protocolo de Avaliação de Condicionamento Físico

O teste geral dos equipamentos desenvolvidos foi executado na segunda versão do ergômetro para cadeirantes (ERGO1) visto que a estrutura do novo ergômetro não ficou pronta a tempo para montagem dos sistemas. Este fato não prejudica a avaliação dos sistemas projetados pois estes têm como objetivo serem modulares para uso em diferentes versões do ergômetro para cadeirantes. O novo sistema de resistência eletromagnético foi acoplado por meio de uma transmissão por corrente com relação 1:1 ao sistema de polias com relação de transmissão 1:4 que transferem o torque resistivo ao eixo dos aros de propulsão. Como este protótipo anterior possui apenas um eixo onde os dois aros de propulsão estão fixados, apenas um freio eletromagnético e um encoder foram utilizados.

O protocolo utilizado para os testes em questão foi o de Wingate. Foram avaliados 4 voluntários, atletas de halterofilismo, possuidores de algum tipo de limitação motora e 6 voluntários, não-atletas, sem qualquer tipo de limitação motora. Os dados destes voluntários podem ser vistos na Tabela 9.1.

O procedimento adotado para realização do protocolo foi:

- Medição da pressão arterial inicial;
- Dois minutos de aquecimento no ergômetro sem utilizar carga resistente;
- Dois minutos de descanso;
- Execução do teste com duração de 30 segundos em um nível de resistência fixa determinada através de uma relação com o peso do usuário;
- Acompanhamento da frequência cardíaca a partir do início da aplicação do protocolo com a carga e após o final da aplicação da mesma;
- Medição da pressão arterial final.

Tabela 9.1 – Dados dos voluntários para validação do equipamento desenvolvido.

Voluntário	Idade (anos)	Peso (kg)	Gênero	Limitação	Tempo
1	23	78	Feminino	Acondroplasia	Congênita
2	34	75,9	Masculino	Lesão na L1	15 anos
3	26	55	Feminino	Mielomeningocele	Congênita
4	36	62	Masculino	Acondroplasia	Congênita
5	20	76	Masculino	-	-
6	29	51	Feminino	-	-
7	27	52,5	Feminino	-	-
8	18	86	Masculino	-	-
9	21	95	Masculino	-	-
10	27	93	Feminino	-	-

Para acompanhamento da frequência cardíaca e medições da pressão arterial foi utilizado um equipamento monitor de pacientes modelo PM-7000 da fabricante Mindray. O tempo de aquecimento e repouso foi medido com a ajuda de um crônometro. A Figura 9.1 mostra os equipamentos preparados para realização dos protocolos de avaliação.

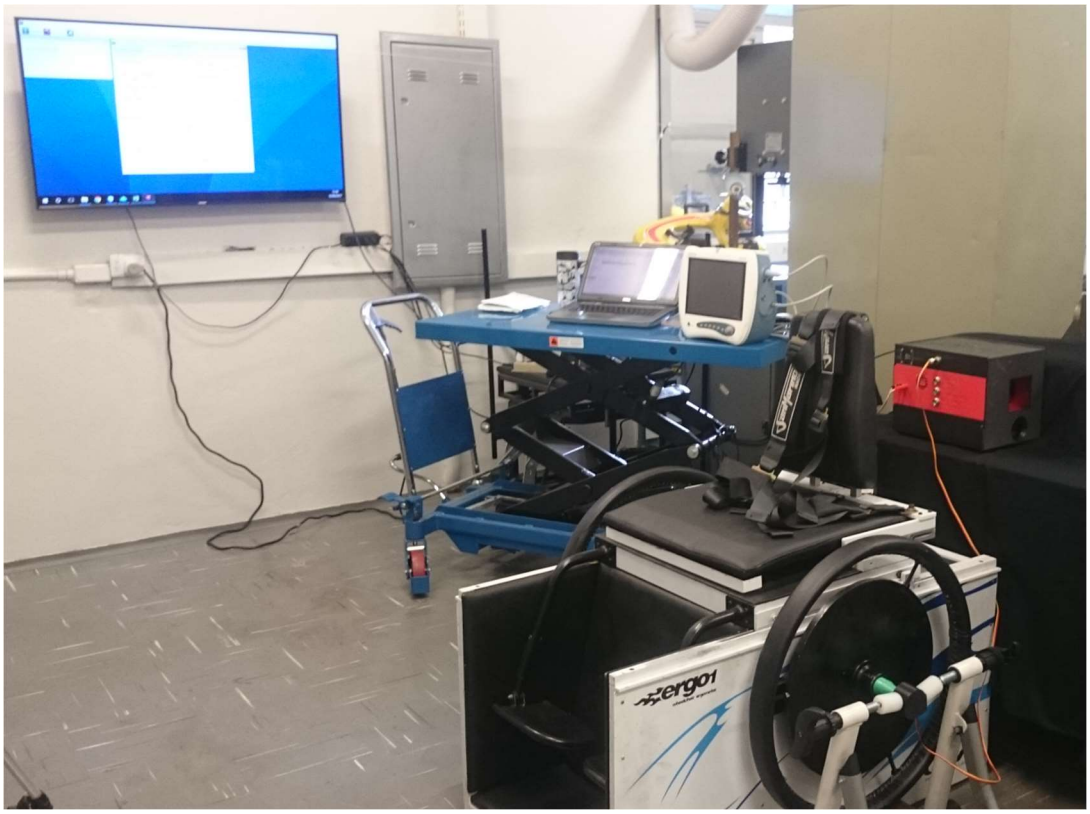


Figura 9.1 – Montagem completa para execução dos protocolos de avalição física.

A carga recomendada para utilização no protocolo de Wingate para membros superiores possui diferentes indicações na literatura. Dotan e Bar-Or (1980) utilizam uma relação de 0,06 kp/kg para homens e 0,048 kp/kg para mulheres para exercícios em cicloergômetros para membros superiores. Já Guedes e Guedes (2006) sugerem 0,055 kp/kg tanto para homens quanto para mulheres. Segundo Franchini (2002) há trabalhos que sugerem 0,09 kp/kg e até 0,1 kp/kg. Para este trabalho, optou-se por utilizar uma relação de 0,05 kp/kg para todos os usuários.

9.2. Resultados dos Testes Executados

Para os voluntários avaliados, os dados de potência, energia e fadiga são mostrados na Tabela 9.2. A Tabela 9.3 exibe os dados referentes a pressão arterial e valor máximo da frequência cardíaca. Os gráficos da potência ao longo da execução do protocolo para cada usuário podem ser vistos da Figura 9.2 à Figura 9.11. Os resultados completos para cada voluntário podem ser vistos no APÊNDICE H.

Tabela 9.2 – Dados de potência, energia e fadiga obtidos para cada voluntário.

Voluntário	Carga (N.m)	Potência Absoluta (W)		Energia Média Equivalente (J)		Índice de Fadiga (%)
		Máxima	Mínima	Máxima	Mínima	
1	3	41,71	29,34	5,79	2,14	63,03
2	4	52,04	35,77	7,19	3,29	54,24
3	3	57,59	35,89	8,07	2,17	73,11
4	4	74,28	13,15	8,68	0,90	89,63
5	4	42,31	29,53	5,84	3,64	37,67
6	3	19,52	8,70	2,41	1,19	50,62
7	3	27,23	15,03	3,51	1,85	47,29
8	4	35,77	28,01	5,01	3,44	31,34
9	5	52,29	28,19	7,08	3,62	48,87
10	5	49,20	23,90	6,68	3,15	52,84

Tabela 9.3 – Dados obtidos para pressão arterial e frequência cardíaca.

Voluntário	Pressão Arterial (mmHg)		Frequência Cardíaca Máxima (BPM)
	Inicial	Final	
1	141 x 84	135 x 82	172
2	134 x 98	166 x 100	129
3	128 x 88	135 x 93	175
4	115 x 76	127 x 86	160
5	121 x 73	117 x 64	140
6	93 x 61	88 x 61	134
7	94 x 64	109 x 56	145
8	133 x 71	138 x 89	150
9	139 x 87	154 x 85	190
10	158 x 113	169 x 108	169

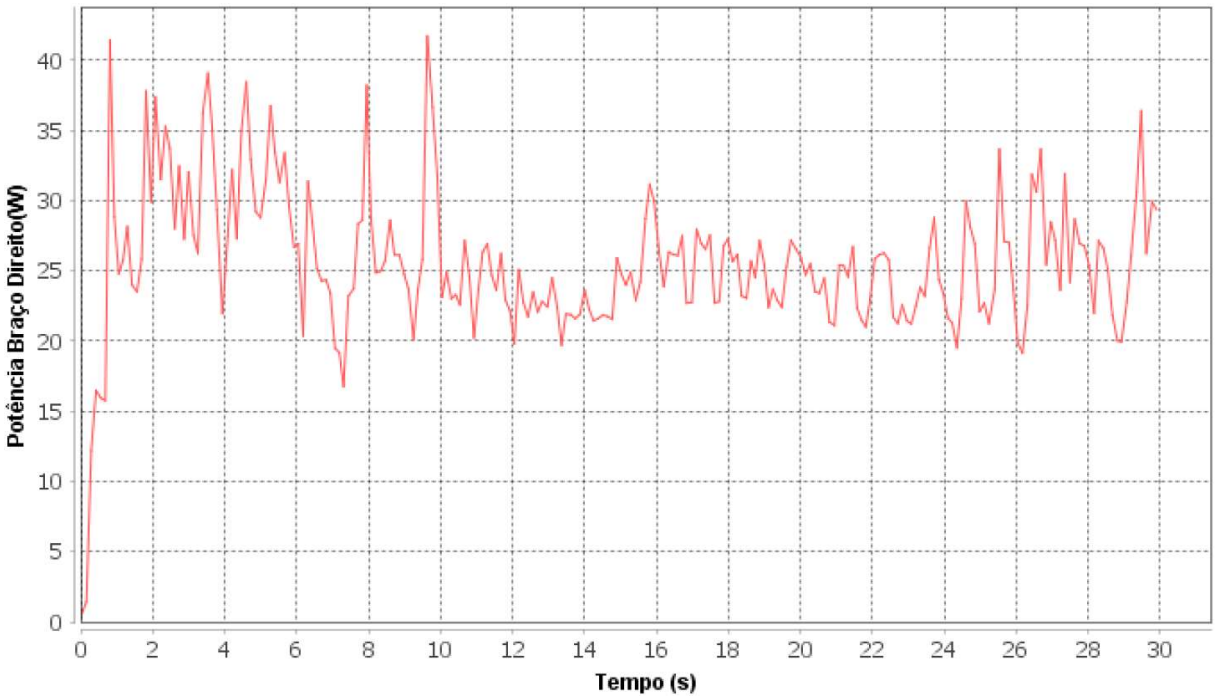


Figura 9.2 – Potência medida para o voluntário 1.

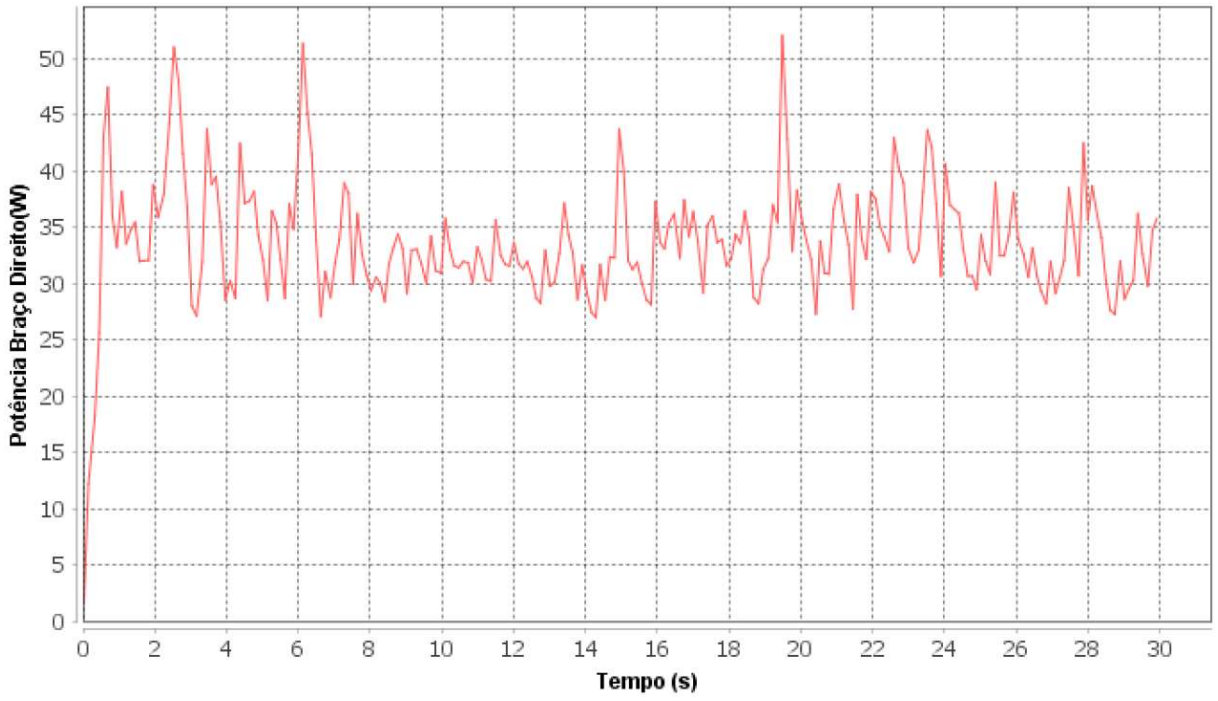


Figura 9.3 – Potência medida para o voluntário 2.

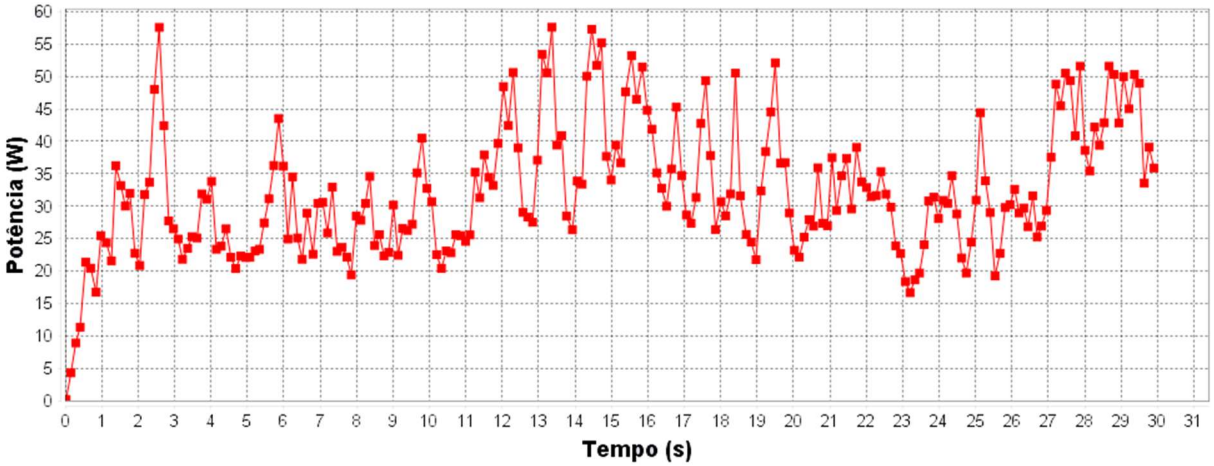


Figura 9.4 – Potência medida para o voluntário 3.

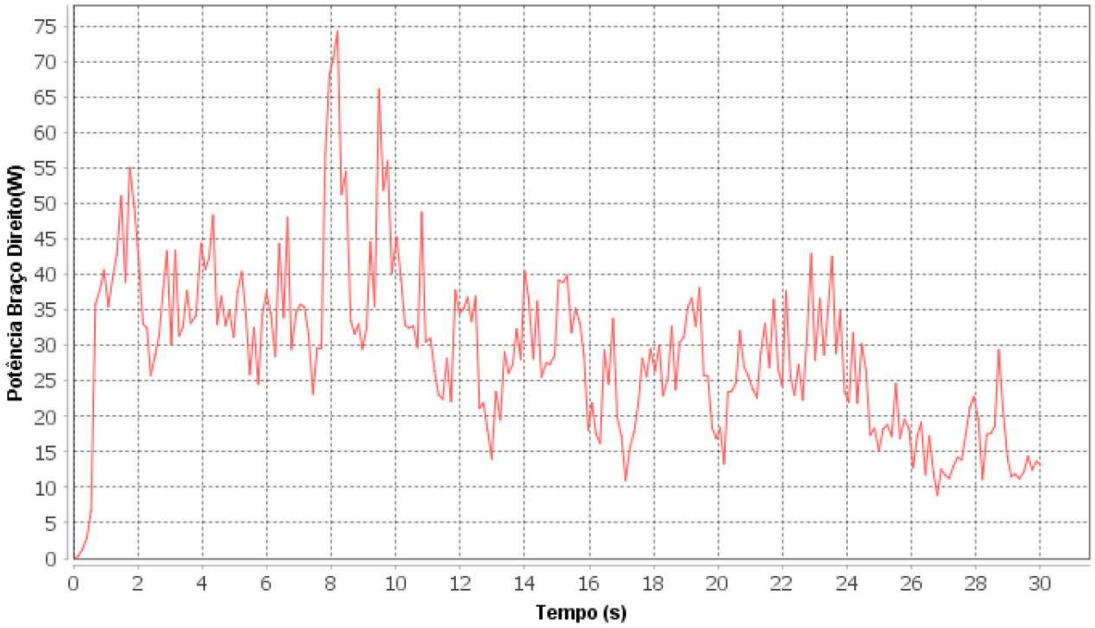


Figura 9.5 – Potência medida para o voluntário 4.

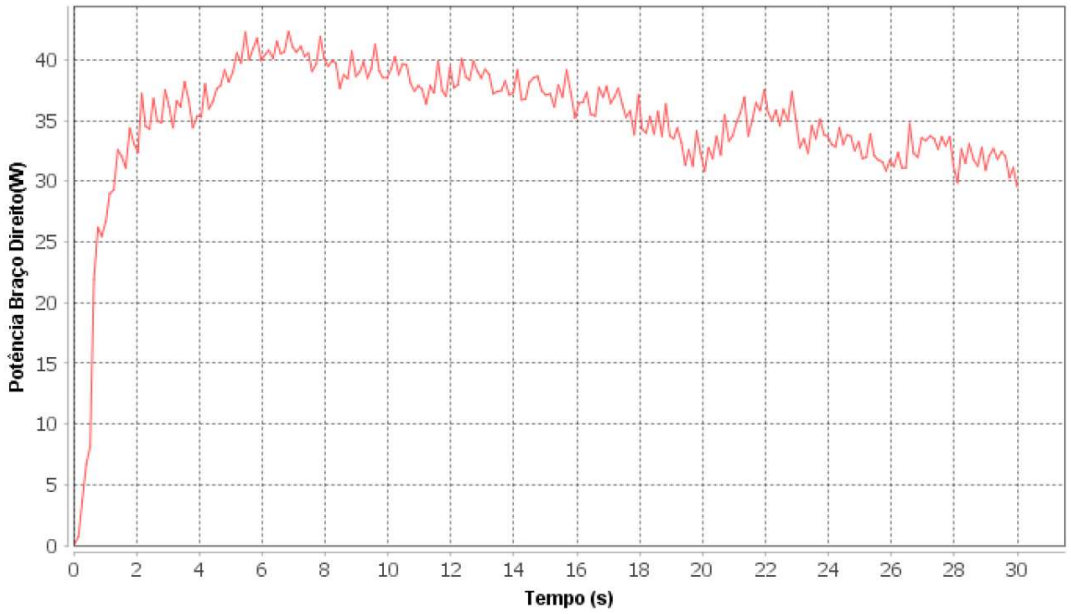


Figura 9.6 – Potência medida para o voluntário 5.

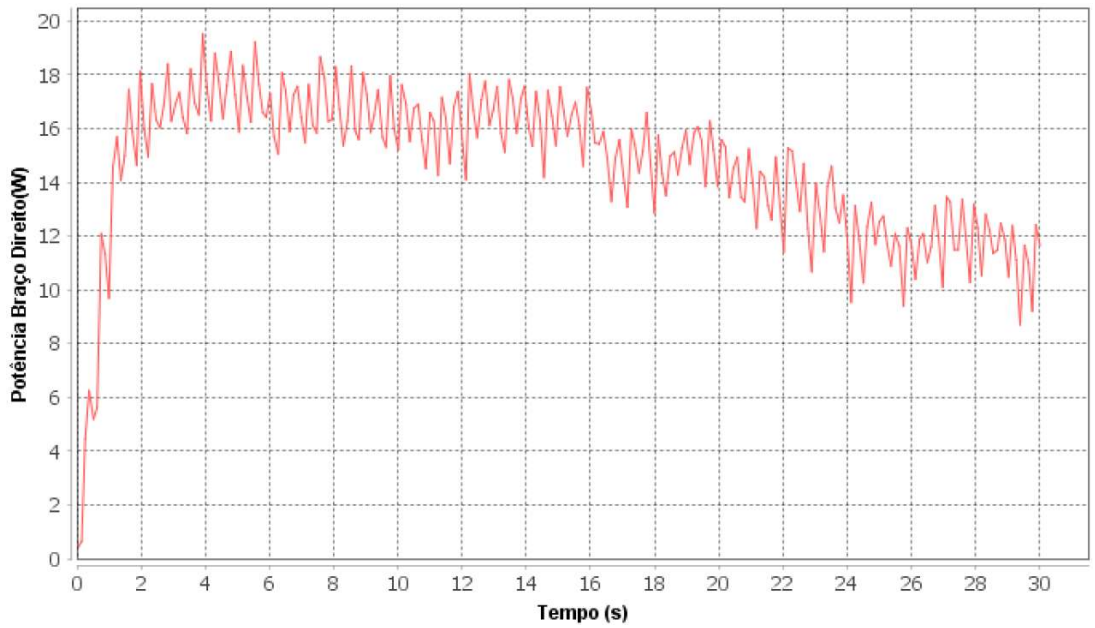


Figura 9.7 – Potência medida para o voluntário 6.

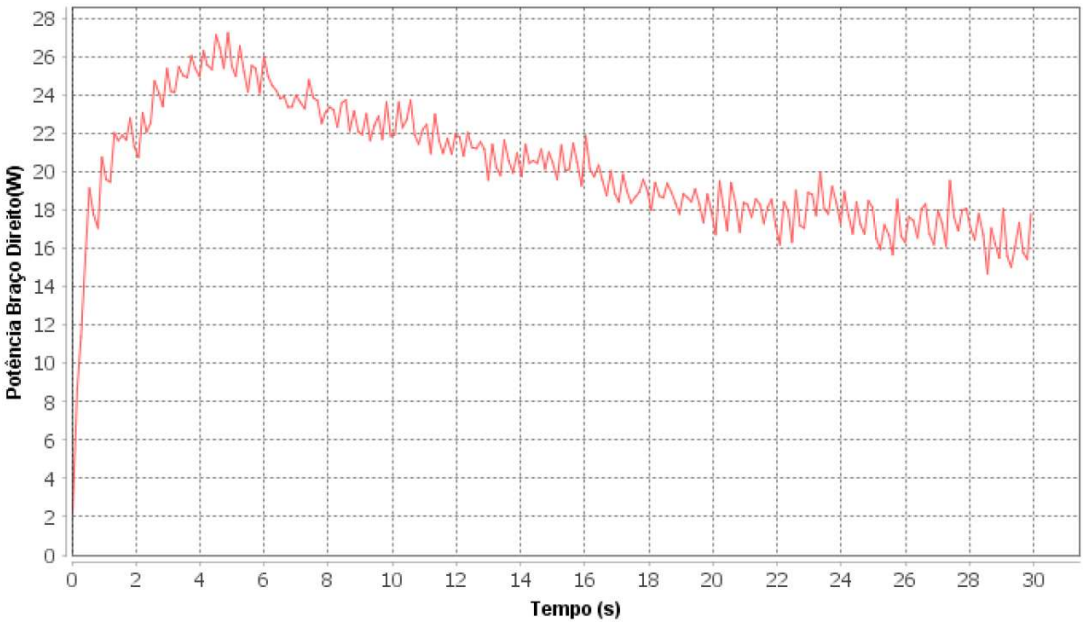


Figura 9.8 – Potência medida para o voluntário 7.

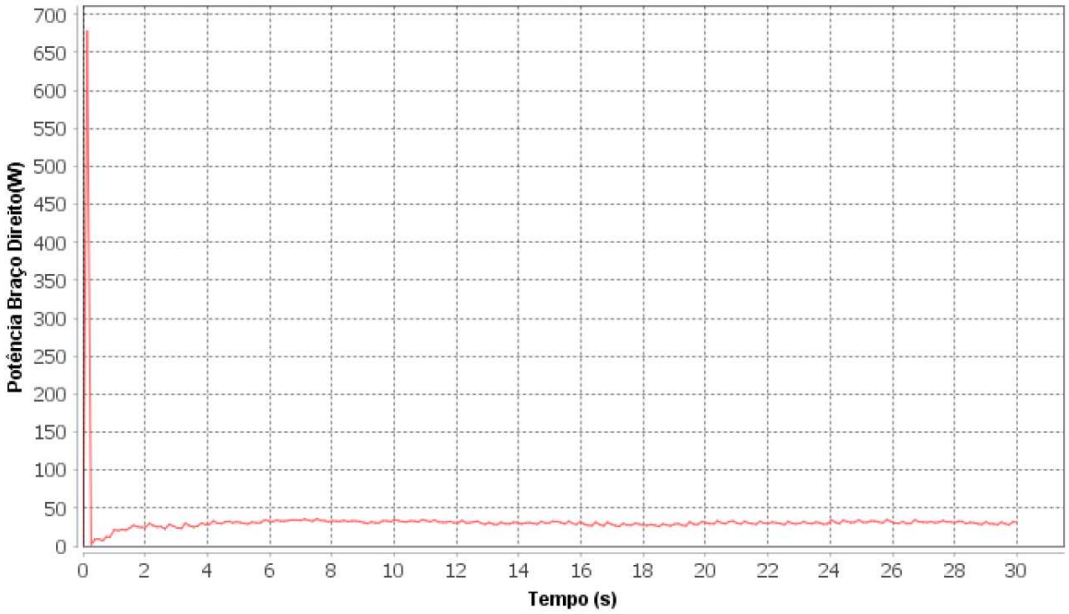


Figura 9.9 – Potência medida para o voluntário 8.

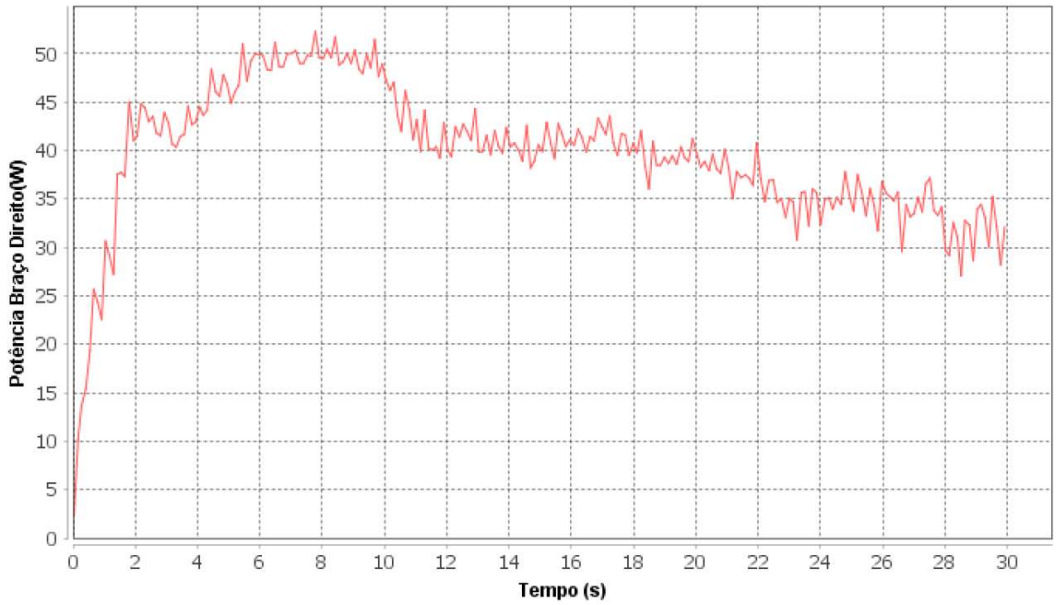


Figura 9.10 – Potência medida para o voluntário 9.

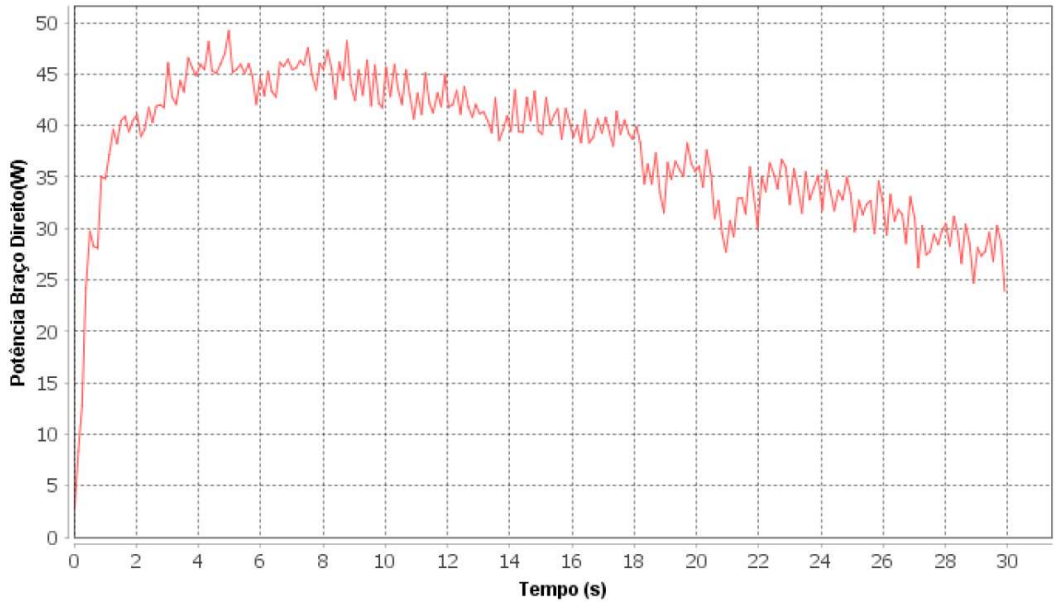


Figura 9.11 – Potência medida para o voluntário 10.

Quanto ao controle do protocolo, os dados da Tabela 9.4 mostram que o equipamento de controle desenvolvido foi capaz de manter o *set point* de carga desejado.

Tabela 9.4 – Dados obtidos para o controle de torque durante os protocolos executados.

Voluntário	***Set point* da Carga (N.m)**	**Torque Resistivo Medido (N.m)**	**Tempo para atingir o *set point* (s)**
1	3	2,94	0,58
2	4	3,90	0,47
3	3	2,92	0,52
4	4	3,93	0,51
5	4	3,94	0,26
6	3	2,73	0,62
7	3	2,89	0,53
8	4	3,92	0,49
9	5	4,90	0,64
10	5	4,80	0,48

CAPÍTULO X

10.

DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

10.1. Torquímetro

Embora os resultados da seção 5.1.2 mostrem que o torquímetro projetado é linear para a faixa projetada e efetivo na medição do torque durante a operação de calibração estática, testes preliminares do torquímetro no protótipo ERGO1 mostraram falta de sensibilidade do elemento sensor para detecção de torque de baixa amplitude. A faixa de trabalho pretendida para o novo freio eletromagnético é de 0 a 20 N.m e o torquímetro projetado mostrou-se efetivo dinamicamente a partir de 30 N.m até o limite de 100 N.m estabelecido no projeto.

Uma das causas desta ocorrência pode ter origem na espessura escolhida para a parede do tubo onde estão fixados os extensômetros que pode não estar sofrendo deformação suficiente para detecção de torque de baixa amplitude. Outra possível causa é a fixação dos extensômetros no tubo que, caso esteja falha em apenas um dos elementos, afeta o sinal captado do torque.

Por este motivo, o torquímetro não foi utilizado no novo protótipo para o ergômetro para cadeirantes. No entanto, para outras aplicações onde seja necessário avaliar o torque dentro da faixa efetiva citada, o equipamento desenvolvido pode ser utilizado.

10.2. Encoder

Segundo os resultados obtidos na seção 5.2.2, o erro de medição do encoder projetado com relação ao tacômetro é da ordem de até 1,6% na faixa de utilização do

protótipo, resultando em valores satisfatórios para a aplicação, conforme confirmado pelo baixo desvio padrão.

Em velocidades abaixo de 40 RPM o erro mostra-se com maior amplitude devido ao funcionamento do motor de indução utilizado como fonte de movimento que apresenta pequenos travamentos em seu eixo, resultando em um movimento irregular. Um aspecto que pode ser melhorado em futuras versões é a tolerância de encaixe entre as partes, o que reduziria a oscilação das peças do conjunto e teria efeito positivo na leitura da velocidade angular. Outra melhoria seria aumentar o número de ranhuras do disco responsável por permitir que o sinal luminoso passe ou não, permitindo assim um maior número de aferições.

10.3. Freio Eletromagnético por Efeito de Correntes de Foucault

Analisando as tabelas e gráficos da seção 6.1.3, nota-se que os valores obtidos de torque resistivo para os ensaios são bem menores que os valores esperados, de acordo com os resultados da simulação do modelo computacional vistos na Tabela 6.2. O motivo desta diferença encontra-se na bancada de teste montada para execução dos ensaios.

O sistema de ajuste da distância entre as bobinas do freio e o disco de alumínio apresenta algumas folgas excessivas no sistema de corrente e parafuso utilizados e há também alguns problemas de alinhamento nas barras que sustentam os discos de aço onde as bobinas estão posicionadas. Estes erros ocasionaram um erro total de posicionamento das bobinas de até 3 mm em cada lado, ou seja, quando as barras eram colocadas à distância de 1 mm do disco de alumínio, o *gap* real provido podia chegar a até 4 mm dependendo da movimentação do suporte. Para verificar o efeito do *gap* no valor do torque resistivo, o modelo computacional foi reavaliado utilizando o valor de 4 mm. O resultado obtido é uma densidade de fluxo de 0,2296 T que segundo os cálculos geraria um torque de 4,63 N.m, valor que ainda é mais alto que os obtidos nos testes.

Outro fator notado durante os ensaios é que o disco de alumínio estava atingindo seu ponto de saturação magnético. Esta situação, ocasionada pela pequena espessura do disco, impede que as correntes induzidas continuem a ser geradas e, portanto, o torque resistivo esperado não é alcançado.

Desta forma, não foi possível validar a modelagem matemática proposta com o aparato experimental construído. Os valores de torque atingidos também tornam este freio impróprio para utilização no ergômetro em desenvolvimento.

10.4. Freio Eletromagnético utilizando Motor CC de Ímãs Permanentes

Como visto na seção 6.2.2, os valores de torque obtidos para este sistema de resistência foram maiores do que para o sistema com bobinas por efeito de correntes de Foucault, considerando a mesma faixa de velocidade. Apesar disso há uma desvantagem no uso deste sistema que consiste no valor de torque resistente ser dependente da velocidade angular imprimida no eixo do motor. Ou seja, se a velocidade angular no eixo do motor tornar-se muito baixa e o *set point* de torque resistivo escolhido for muito alto, a geração de corrente no motor não será suficiente para entregar o torque resistivo desejado. O ideal, portanto, seria utilizar um sistema de transmissão de polias cônicas por correias (CVT) que mantivesse a velocidade no eixo do motor a mais próxima possível do valor máximo permitido para qualquer que seja a velocidade dos aros de propulsão.

No caso deste motor, o valor máximo permitido de velocidade angular de entrada no eixo do mesmo é de 480 RPM. Nesta velocidade a corrente elétrica gerada atinge 12 A, valor de corrente nominal suportado segundo o fabricante. Mantendo então a rotação do motor a 480 RPM e utilizando uma relação de transmissão de 1:4, o torque resistivo disponível nos aros de propulsão seria de 13,54 N.m aproximadamente. Este motor foi então escolhido para ser utilizado como freio eletromagnético para a validação do novo protótipo, sendo utilizado também nos testes de avaliação física realizados neste trabalho.

10.5. Calibração do Sensor de Corrente por Efeito Hall

Como pôde ser visto no gráfico da Figura 7.31 da seção 7.4, o sensor de corrente utilizado possui um comportamento linear adequado para a operação projetada, conforme confirmado pelo índice de correlação de 99,99%.

A partir dos dados da Tabela 7.6 é possível observar que o valor de torque resistivo gerado pelo motor em modo gerador sofreu uma queda de aproximadamente 1,08 N.m com relação à ensaios anteriores com este motor. Esta queda ocorre, pois, nos primeiros ensaios o motor estava conectado em curto-circuito interno, ou seja, a corrente elétrica circulava apenas entre seus terminais e bobinas. Quando a corrente elétrica passa a circular pelo sistema de controle projetado, há uma série de perdas dissipativas nas operações realizadas que terminam por diminuir a corrente disponível para geração do torque resistivo.

10.6. Teste dos Módulos PWMs e Calibração dos Controladores PIDs

Como pôde ser visto na Figura 7.35 da seção 7.5, a introdução do indutor e do banco de capacitores no circuito de controle cumpriram sua função conforme projetado. A corrente no freio eletromagnético possui característica constante ao longo do tempo e a tensão que surge no pino de *dreno* devido ao chaveamento possui baixa amplitude. Ou seja, o sistema conseguirá manter um torque resistivo constante durante a execução do protocolo de condicionamento físico enquanto mantém as variáveis que percorrem o circuito dentro dos limites de operação dos componentes.

Quanto à resposta do controlador PID, vista na Figura 7.36, o tempo de estabilização de 0,5 s atingido pelas constantes determinadas é satisfatório para a operação do ergômetro. Este tempo, porém, pode ser melhorado com a implementação de outro modelo discretizado de controle PID que não dependa dos passos temporais e utilizando um algoritmo diferente para o cálculo desta nova equação dentro do dispositivo dsPIC que faça uso de timers e interrupções dedicadas para esta função.

10.7. Atuadores Lineares

Como a nova estrutura da terceira versão do ergômetro para cadeirantes não ficou pronta, não foi possível testar o controle das modificações dimensionais do ergômetro no próprio protótipo. Os atuadores lineares foram então conectados ao sistema de controle e testados fora da estrutura apenas para conferência dos circuitos projetados para controle do avanço e retorno. Do ponto de vista das operações de controle, o sistema funcionou conforme esperado e projetado no circuito eletrônico.

10.8. Protocolos de Avaliação de Condicionamento Físico

Através dos valores de potência medidos pelo sistema projetado e apresentados na seção 9.2, pode ser visto uma diferença de comportamento das curvas dos 4 primeiros voluntários e dos 6 últimos. Isto ocorreu pois os protocolos foram executados em dias diferentes e, após o primeiro dia, analisando-se os dados, foi percebido que havia algum tipo de ruído no sinal. Foi identificado que o ruído estava no cabo do encoder e ocasionou medições imprecisas da velocidade angular. Portanto, os dados dos quatro primeiros voluntários tornaram-se inválidos. Para a correção deste problema, o cabo do encoder foi

trocado para um cabo blindado e um filtro passivo passa-baixa, formado por um capacitor de 1000 µF e um resistor de 2,2 kΩ que foram adicionados à entrada do sinal do encoder.

Outra ocorrência incomum ocorreu no sinal da potência do voluntário 8. Há um pico de potência que foge da evolução da curva característica logo no início do protocolo. Este problema teve origem na inicialização da série de dados do gráfico da interface que recebe os valores de potência para plotagem. Alguns gráficos de resultados que podem ser vistos no APÊNDICE H também apresentam problemas na plotagem das curvas. Este problema ocorreu quando o próximo protocolo de avaliação era feito com a mesma janela do anterior, utilizando o botão “Novo Teste” para começo de um novo protocolo. Desta forma, esta ocorrência está ligada à função que reinicia as variáveis de plotagem do gráfico que não estão sendo apagadas devidamente, visto que os arquivos de dados não sofreram qualquer influência.

Analisando as curvas dos voluntários 5 a 10 pode-se perceber que há uma tendência geral de comportamento, com a potência atingindo um pico no ponto de maior desempenho do voluntário e depois diminuindo conforme aumenta a fadiga física. A razão dos níveis de fadiga obtidos para os voluntários estarem em níveis baixos pode ser explicada pela escolha da carga do exercício. Como mencionado anteriormente, a escolha para a carga de exercício de membros superiores em ergômetros de braço possui diferentes opiniões na literatura. Por ser crucial na execução do protocolo, é um dos fatores que precisam de maior estudo para determinação e padronização de uma faixa ideal de aplicação para membros superiores.

10.9. Custos

Como mencionado no início deste documento, é importante que os dispositivos projetados para este ergômetro, e o próprio ergômetro como um todo, sejam de baixo custo. Os custos para produção dos sistemas eletrônicos descritos com suas respectivas caixas para acomodação podem ser vistos no APÊNDICE I. A Tabela 10.1 apresenta os custos totais para cada parte do projeto. É importante destacar que os custos descritos neste documento correspondem apenas à aquisição dos componentes e insumos necessários para fabricação dos sistemas. Ou seja, não estão inclusos nesta avaliação o custo de desenvolvimento, maquinário, mão de obra e propriedade intelectual, o que significa que o produto final deve ter um preço maior.

Como pode ser visto, o custo do sistema de aquisição projetado utilizando dsPIC foi de R$ 228,17. Os sistemas da National Instruments que poderiam atender o sistema custariam no mínimo R$2227,96 – que seria o preço aproximado para aquisição de mais uma placa

modelo USB-6009 – ou até R$16205,00 – que seria o preço do modelo USB-6356 voltado para processamento e aquisição simultânea de sinais. Portanto, o sistema projetado mostra-se vantajoso economicamente para o desenvolvimento do protótipo do ergômetro.

Tabela 10.1 – Custo total das partes do projeto considerando a utilização de dois freios eletromagnéticos e três atuadores lineares.

Item	Preço
Módulo central do dsPIC	R$ 228,17
Módulo periférico do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault	R$ 359,18
Módulo periférico do freio eletromagnético por motor de corrente contínua	R$ 356,42
Módulo periférico dos atuadores	R$ 423,90
Módulo de controle dos atuadores	R$ 81,84
Placa de circuito do encoder e rolamentos	R$ 161,98
Alimentação dos dispositivos	R$ 292,43
Caixa do módulo central de controle	R$ 330,51
Caixa do módulo de controle dos atuadores lineares por botões	R$ 43,02
Caixa e peças impressas do encoder	R$ 18,13
Motor Leroy Somer MTB86VL	R$ 998,00
Atuador linear Hiwin LAN5-11-1-200-24G	R$ 5785,68

A comparação foi feita com o sistema de aquisição pois, como dito anteriormente, não há equipamentos similares ao protótipo desenvolvido para avaliação de condicionamento físico de cadeirantes. Assim, o mais próximo que se encontra no mercado do sistema microprocessado desenvolvido são as placas de aquisição. Estas, no entanto, possuem programação de funcionalidades gerais para atender aos mais diversos tipos de aplicações. Já o sistema desenvolvido, além de realizar a aquisição dos sinais desejados dedicados ao protótipo, pode ser reprogramado para aquisição de outros sinais e ainda executa o processamento de controle internamente, tornando possível também a opção de desenvolver uma versão do sistema que funcione sem a necessidade de um computador.

O custo total de todos os sistemas para montagem do novo protótipo, com freios eletromagnéticos independentes e três atuadores lineares para regulagem automática das dimensões da estrutura, é de R$ 8720,08, sem considerar o frete das partes compradas em lojas online nacionais e internacionais. Considerando apenas os sistemas de controle, o preço total é de R$ 1936,40. Deve-se destacar que este trabalho representa o desenvolvimento dos sistemas eletrônicos e de protótipos que envolvem estudos científicos e, portanto, exigem custos iniciais elevados. A adaptação do ergômetro para o mercado consumidor, com certeza, reduzirá os custos totais do equipamento.

CAPÍTULO XI

11.

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O novo protótipo de ergômetro para cadeirantes desenvolvido no Laboratório de Projetos Mecânicos e Núcleo de Habilitação e Reabilitação em Esportes Paralímpicos foi projetado com diversos ajustes voltados para melhorar a adequação postural e novos dispositivos de controle e geração de resistência. A nova estrutura onde os dispositivos de controle, sensores e sistema de resistência serão instalados foi comentada neste trabalho e, atualmente, encontra-se em fase de fabricação. Para avaliar todos os novos sistemas e interface projetados foi utilizada a segunda versão do ergômetro para cadeirantes, cujo projeto do novo eixo também foi executado nesta tese. Esta escolha comprova uma das características do sistema projetado de ser modular, permitindo que o mesmo seja instalado facilmente em diferentes versões do ergômetro para cadeirantes e até outros equipamentos similares.

As principais conclusões a respeito do projeto desenvolvido são:

- O torquímetro projetado apresentou problemas relacionados à sensibilidade, o que impossibilitou a aquisição de torques resistivos até 20 N.m. Isto fez com que não fosse possível utilizá-lo no protótipo do ergômetro. No entanto, seu uso é possível para torques na faixa de 30 N.m à 100 N.m. Por ser modular, pode ser utilizado para outras aplicações;
- O sensor de velocidade angular projetado mostrou-se efetivo para as medições em tempo real. Sua precisão pode ser melhorada aumentando o nível de ranhuras no disco central do conjunto fotointerruptor e também mudando a tolerância das peças fixadas por encaixe mecânico para que a montagem seja

feita com interferência. Sua construção é simples e pode ser realizada por outros métodos de fabricação;

- O freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault não atingiu o comportamento esperado, porém contribuiu para o desenvolvimento do projeto ao evidenciar os fatores críticos que podem alterar seu desempenho;
- O freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua em modo gerador pode ser utilizado com sucesso para geração da carga de frenagem do equipamento, atingindo um torque máximo resistivo de 9,21 N.m. No entanto, sua operação depende da velocidade de impulso nos aros o que pode impossibilitar a escolha de valores altos de *set points* se a rotação for reduzida. Uma solução para esta característica é o uso de um sistema de transmissão CVT que mantenha a velocidade angular no eixo do motor em torno de 480 RPM independente da rotação dos aros de propulsão;
- Os circuitos e softwares projetados para controle do protótipo atingiram o objetivo desejado, regulando a razão cíclica dos PWMs e mantendo a corrente elétrica constante, atingindo assim uma operação de carga resistiva constante nos aros de propulsão. A placa de controle do módulo periférico do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua em modo gerador ainda oferece a possibilidade de tonar o sistema regenerativo ao substituir o banco de capacitores do projeto pelo circuito de carregamento de uma bateria, aproveitando a energia elétrica;
- Os protocolos de avaliação executados não atingiram os valores de fadiga esperados na execução de um protocolo de Wingate, evidenciando o que foi encontrado na literatura, que são necessários mais estudos para determinação da carga resistiva. No entanto, ainda foi possível observar o padrão de comportamento esperado para um protocolo de Wingate, o que reforça a hipótese de que o problema está na seleção da carga;
- A interface necessita de algumas revisões no código que cuida da exibição de resultados para o usuário para permitir a reutilização da mesma janela;
- Quanto aos custos, o equipamento indica que poderá ser viável comparativamente às alternativas presentes no mercado. Outra vantagem deste sistema desenvolvido é que o módulo dsPIC não realiza apenas aquisição dos sinais, mas também condicionamento e processamento dos mesmos, executando ações de controle em tempo real sem a necessidade de interferência de uma interface externa;

Como sugestões para trabalhos futuros pode-se citar:

- Reavaliação do freio eletromagnético com bobinas por efeito de correntes de Foucault para validação do modelo matemático;
- Projeto e construção de um sistema de transmissão com polias cônicas (CVT) que permitam manter o eixo do motor usado como freio em rotação máxima mesmo em baixas rotações dos aros de propulsão;
- Projeto de um novo módulo periférico de controle para o freio eletromagnético que utiliza motor de corrente contínua em modo gerador para inclusão de um sistema de regeneração de energia;
- Estudo de novos métodos para seleção de carga resistiva em protocolos de avaliação de membros superiores;
- Integração de módulos de mapeamento de pressão ao assento para monitoramento da distribuição de peso do usuário ao longo do exercício para correção postural;
- Integração dos sistemas de aquisição com um novo dispositivo de avaliação cardiovascular utilizando o ergômetro para cadeirantes;

CAPÍTULO XII

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALLEGRO MICROSYSTEMS LLC. **Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**. p. 1–15, 2017.

ANDREWS, J. R.; HARRELSON, G. L.; WILK, K. E. **Reabilitação física das lesões desportivas**. 2. ed. [s.l.] Guanabara Koogan, 2000.

AVAGO TECHNOLOGIES. **High CMR, High Speed TTL Compatible Optocouplers**. p. 1–21, 2014.

BAR-OR, O. The Wingate Anaerobic Test An Update on Methodology, Reliability and Validity. **Leading Article Sports Medicine**, v. 4, p. 381–394, 1987. https://doi.org/10.2165/00007256-198704060-00001

BARAN, W. Influence of different magnetic field profiles on eddy- current braking. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 6, n. 2, p. 260–263, jun. 1970. https://doi.org/10.1109/TMAG.1970.1066758

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis: INEP-UFSC, 2002.

BARNES, L.; HARDIN, J.; GROSS, C. A.; WASSON, D. An eddy current braking system. 1993. **1993 (25th) Southeastern Symposium on System Theory**. IEEE Computer Society Press, p. 58–62.

BAŞAR, S.; ERGÜN, N.; YIĞITER BAYRAMLAR, K. A Comparative Study of Muscle Strength and Anaerobic Power of the Young National and National Junior Wheelchair Basketball

Players. **Turkish Journal of Physical Medicine & Rehabilitation / Turkiye Fiziksel Tip ve Rehabilitasyon Dergisi**, v. 59, n. 4, p. 325–329, 2013.

BELLEY, A. F.; GAGNON, D. H.; ROUTHIER, F.; ROY, J.-S. Ultrasonographic measures of the acromiohumeral distance and supraspinatus tendon thickness in manual wheelchair users with spinal cord injury. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, jul. 2016.

BENEDICT, F. G.; CADY, W. G. **A bicycle ergometer witth an electric brake**. Washington, D.C.: The Carnegie Institution of Washington, 1912.

BENGHANEM, M. Measurement of meteorological data based on wireless data acquisition system monitoring. **Applied Energy**, v. 86, n. 12, p. 2651–2660, 2009. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2009.03.026

BERTUCCI, W. M.; GRAPPE, F.; CREQUY, S. Original characteristics of a new cycle ergometer. **Sports Engineering**, v. 13, n. 4, p. 171–179, 2011. https://doi.org/10.1007/s12283-011-0063-6

BJERKEFORS, A.; JANSSON, A.; THORSTENSSON, A. Shoulder muscle strength in paraplegics before and after kayak ergometer training. **European Journal of Applied Physiology**, v. 97, n. 5, p. 613–618, 2006. https://doi.org/10.1007/s00421-006-0231-8

BONINGER, M. L.; BALDWIN, M.; COOPER, R. A.; KOONTZ, A.; CHAN, L. Manual wheelchair pushrim biomechanics and axle position. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, v. 81, n. 5, p. 608–613, maio 2000. https://doi.org/10.1053/mr.2000.1455

BONINGER, M. L.; SOUZA, A. L.; COOPER, R. A.; FITZGERALD, S. G.; KOONTZ, A. M.; FAY, B. T. Propulsion patterns and pushrim biomechanics in manual wheelchair propulsion. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, v. 83, n. 5, p. 718–723, maio 2002. https://doi.org/10.1053/apmr.2002.32455

BOSSCHE, A. VAN DEN; VALCHEV, V. C. **Inductors and Tranformers for Power Electronics**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2005.

BOUGENOT, M.-P.; TORDI, N.; BETIK, A. C.; MARTIN, X.; LE FOLL, D.; PARRATTE, B.; LONSDORFER, J.; ROUILLON, J. D. Effects of a wheelchair ergometer training programme on spinal cord-injured persons. **Spinal Cord**, v. 41, n. 8, p. 451–456, 2003. https://doi.org/10.1038/sj.sc.3101475

BOYLESTAD, R. L. **Introdução à Análise de Circuitos**. 12. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2012.

BULTHUIS, Y.; DROSSAERS-BAKKER, W.; OOSTERVELD, F.; VAN DER PALEN, J.; VAN DE LAAR, M. Arm crank ergometer is reliable and valid for measuring aerobic capacity during

submaximal exercise. **Journal of strength and conditioning research / National Strength & Conditioning Association**, v. 24, n. 10, p. 2809–15, 2010. https://doi.org/10.1519/JSC.0b013e3181e31242

CALABRIA, M. F.; DEZA, R. R. Modular system for data acquisition and control of experiments with digital output. **Review of Scientific Instruments**, v. 81, n. 11, p. 114702, 2010. https://doi.org/10.1063/1.3465309

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

CHOW, J. W.; MILLIKAN, T. A.; CARLTON, L. G.; MORSE, M. I.; CHAE, W. S. Biomechanical comparison of two racing wheelchair propulsion techniques. **Medicine and science in sports and exercise**, v. 33, n. 3, p. 476–84, mar. 2001. https://doi.org/10.1097/00005768-200103000-00022

COOPER, R. A.; FLETCHER-SHAW, T. L.; ROBERTSON, R. N. Model reference adaptive control of heart rate during wheelchair ergometry. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 6, n. 4, p. 507–514, jul. 1998. https://doi.org/10.1109/87.701345

COSTA, A. S. DE L.; NASCIMENTO, B. C. DO; VIMIEIRO, C. B. S.; DIAS, J. M. D.; SZMUCHROWSKI, L. A.; BARBOSA, M. P. **Ciclo ergômetro com controle de torque e velocidade**. Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI). PI1000583-8, 18 out. 2011. 28p.

CUBIDES, G. L. A. S. **Análise de um sistema de geração de resistência eletromagnético utilizado em um ergômetro para cadeirantes**. Uberlândia, 2010. 144p. Dissertação de Mestrado - Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia.

CURTIS, K. A.; TYNER, T. M.; ZACHARY, L.; LENTELL, G.; BRINK, D.; DIDYK, T.; GEAN, K.; HALL, J.; HOOPER, M.; KLOS, J.; LESINA, S.; PACILLAS, B. Effect of a standard exercise protocol on shoulder pain in long-term wheelchair users. **Spinal Cord**, v. 37, n. 6, p. 421–429, 15 jun. 1999. https://doi.org/10.1038/sj.sc.3100860

DABONNEVILLE, M.; KAUFFMANN, P.; VASLIN, P.; DE SAINT RÉMY, N.; COUÉTARD, Y.; CID, M. A self-contained wireless wheelchair ergometer designed for biomechanical measures in real life conditions. **Technology and Disability**, v. 17, n. 2, p. 63–76, 2005. https://doi.org/10.3233/TAD-2005-17203

DALLMEIJER, A. J.; KAPPE, Y. J.; VEEGER, D. H. E. J.; JANSSEN, T. W. J.; VAN DER WOUDE, L. H. V. Anaerobic power output and propulsion technique in spinal cord injured subjects during wheelchair ergometry. **Journal of Rehabilitation Research and Development**, v. 31, n. 2, p. 120–128, 1994.

DANAEI-BOROUMAND, S. **Upper extremity and spinal exercise apparatus**. United States Patent and Trademark Office (USPTO). US7491158, 17 fev. 2009. 15p.

DAVIES, E. An Experimental and Theoretical Study of Eddy-Current Couplings and Brakes. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 82, n. 67, p. 401–419, ago. 1963. https://doi.org/10.1109/TPAS.1963.291434

DE GROOT, S.; VEEGER, H. E. J.; HOLLANDER, A. P.; VAN DER WOUDE, L. H. V. Effect of Wheelchair Stroke Pattern on Mechanical Efficiency. **American Journal of Physical Medicine & Rehabilitation**, v. 83, n. 8, p. 640–649, ago. 2004. https://doi.org/10.1097/01.PHM.0000133437.58810.C6

DEITEL, H. M.; DEITEL, P. J. **Java Como Programar**. 8. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

DEVILLARD, X.; CALMELS, P.; SAUVIGNET, B.; BELLI, A.; DENIS, C.; SIMARD, C.; GAUTHERON, V. Validation of a new ergometer adapted to all types of manual wheelchair. **European Journal of Applied Physiology**, v. 85, n. 5, p. 479–485, 1 set. 2001. https://doi.org/10.1007/s004210100407

DEVILLARD, X.; RIMAUD, D.; ROCHE, F.; CALMELS, P. Effects of training programs for spinal cord injury. **Annales de Réadaptation et de Médecine Physique**, v. 50, n. 6, p. 490–498, 2007. https://doi.org/10.1016/j.annrmp.2007.04.013

DICARLO, S. E.; SUPP, M. D.; TAYLOR, H. C. Effect of arm ergometry training on physical work capacity of individuals with spinal cord injuries. **Physical therapy**, v. 63, n. 7, p. 1104–7, jul. 1983. https://doi.org/10.1093/ptj/63.7.1104

DOTAN, R.; BAR-OR, O. Climatic heat stress and performance in the Wingate Anaerobic Test. **European Journal of Applied Physiology and Occupational Physiology**, v. 44, n. 3, p. 237–243, set. 1980. https://doi.org/10.1007/BF00421623

DROUET, J.-M.; CHAMPOUX, Y.; BERGERON, F. A user-friendly calibration system for bicycle ergometers, home trainers and bicycle power monitoring devices. **Sports Engineering**, v. 11, n. 1, p. 15–22, 16 set. 2008. https://doi.org/10.1007/s12283-008-0003-2

FALCÃO, A. P. S. T.; LIMA FILHO, G. L. DE; CARVALHO, M. V. N. DE; CATTUZZO, M. T.; OLIVEIRA, P. C. DE; MELO, W. V. DE C. **Sistema de adaptação de cadeira de rodas a cicloergômetro**. Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI). BRMU8902297, 1 out. 2013. 9p.

FAUPIN, A.; GORCE, P.; THEVENON, A. A wheelchair ergometer adaptable to the rear-wheel camber. **International Journal of Industrial Ergonomics**, v. 38, n. 7–8, p. 601–607, jul. 2008.

https://doi.org/10.1016/j.ergon.2008.01.008

FELCE, D.; PERRY, J. Quality of life: Its definition and measurement. **Research in Developmental Disabilities**, v. 16, n. 1, p. 51–74, jan. 1995. https://doi.org/10.1016/0891-4222(94)00028-8

FLECK, M. P. A.; LOUSADA, S.; XAVIER, M.; CHACHAMOVICH, E.; VIEIRA, G.; SANTOS, L.; PINZON, V. Aplicação da versão em português do instrumento de avaliação de qualidade de vida da Organização Mundial da Saúde (WHOQOL-100). **Revista de Saúde Pública**, v. 33, n. 2, p. 198–205, abr. 1999. https://doi.org/10.1590/S0034-89101999000200012

FLORES, L. J. F.; CAMPOS, L. F. C. C. DE; GOUVEIA, R. B.; SILVA, A. DE A. C. E; PENA, L. G. DE S.; GORLA, J. I. Avaliação da potência aeróbia de praticantes de Rugby em Cadeira de Rodas através de um teste de quadra. **Motriz: Revista de Educação Física**, v. 19, n. 2, p. 368–377, jun. 2013. https://doi.org/10.1590/S1980-65742013000200014

FRANCHINI, E. Teste anaeróbico wingate: conceitos e aplicações. **Revista Mackenzie de Educação Física e Esporte**, v. 1, n. 1, p. 11–27, 2002.

GOOSEY-TOLFREY, V. L.; KIRK, J. H. Effect of push frequency and strategy variations on economy and perceived exertion during wheelchair propulsion. **European Journal of Applied Physiology**, v. 90, n. 1–2, p. 154–158, 9 set. 2003. https://doi.org/10.1007/s00421-003-0875-6

GORDON, R. S.; FRANKLIN, K. L.; BAKER, J.; DAVIES, B. Accurate assessment of the brake torque on a rope-braked cycle ergometer. **Sports Engineering**, v. 7, n. 3, p. 131–138, set. 2004. https://doi.org/10.1007/BF02844051

GRIGGS, K. E.; LEICHT, C. A.; PRICE, M. J.; GOOSEY-TOLFREY, V. L. Thermoregulation during Intermittent Exercise in Athletes with a Spinal-Cord Injury. **International Journal of Sports Physiology and Performance**, v. 10, n. 4, p. 469–475, maio 2015. https://doi.org/10.1123/ijspp.2014-0361

GUEDES, D. P.; GUEDES, J. E. R. P. **Manual Prático para Avaliação em Educação Física**. 1. ed. Barueri: Manole, 2006. https://doi.org/10.5628/rpcd.06.03.265

GUIMARÃES, J. I.; STEIN, R.; VILAS-BOAS, F. Normatização de técnicas e equipamentos para realização de exames em ergometria e ergoespirometria. **Arquivos Brasileiros de Cardiologia**, v. 80, n. 4, p. 457–464, abr. 2003. https://doi.org/10.1590/S0066-782X2003000400011

HADJ DIDA, A.; BOURAHLA, M.; ERTAN, H. B.; BENGHANEM, M.; BENZINA, M. E. Three phase inverter speed control of AC drives motor using DSPic microcontroller. Side, Turquia, 2

set. 2015. **2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)**. IEEE, p. 93–101. https://doi.org/10.1109/OPTIM.2015.7426978

HAISMA, J. A.; VAN DER WOUDE, L. H. V.; STAM, H. J.; BERGEN, M. P.; SLUIS, T. A. R.; BUSSMANN, J. B. J. Physical capacity in wheelchair-dependent persons with a spinal cord injury: a critical review of the literature. **Spinal Cord**, v. 44, n. 11, p. 642–652, 14 nov. 2006. https://doi.org/10.1038/sj.sc.3101915

HARMAN, E.; KNUTTGEN, H. G.; FRYKMAN, P. Automated data collection and processing for a cycle ergometer. **Journal of applied physiology (Bethesda, Md. : 1985)**, v. 62, n. 2, p. 831–6, fev. 1987. https://doi.org/10.1152/jappl.1987.62.2.831

HAUGEN, F. **Advanced Dynamics and Control**. Skien: TechTeach, 2010.

HAYT JR., W. H.; BUCK, J. A. **Eletromagnetismo**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

HEALD, M. A. Magnetic braking: Improved theory. **American Journal of Physics**, v. 56, n. 6, p. 521–522, jun. 1988. https://doi.org/10.1119/1.15570

HIBBELER, R. C. **Resistência Dos Materiais**. 7. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2010.

HICKS, A. L.; MARTIN GINIS, K. A.; PELLETIER, C. A.; DITOR, D. S.; FOULON, B.; WOLFE, D. L. The effects of exercise training on physical capacity, strength, body composition and functional performance among adults with spinal cord injury: a systematic review. **Spinal Cord**, v. 49, n. 11, p. 1103–1127, 7 nov. 2011. https://doi.org/10.1038/sc.2011.62

HIREMATH, S. V; INTILLE, S. S.; KELLEHER, A.; COOPER, R. A.; DING, D. Estimation of Energy Expenditure for Wheelchair Users Using a Physical Activity Monitoring System. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, v. 97, n. 7, p. 1146–1153.e1, jul. 2016. https://doi.org/10.1016/j.apmr.2016.02.016

HJELTNES, N.; JANSEN, T. Physical endurance capacity, functional status and medical complications in spinal cord injured subjects with long-standing lesions. **Paraplegia**, v. 28, n. 7, p. 428–432, set. 1990. Paraplegia, v. 28, n. 7, p. 428-432, set. 1990. https://doi.org/10.1038/sc.1990.57

INTERSIL CORPORATION. **Dual Power MOSFET Driver**. p. 1–8, 1999.

JACOBS, P. L.; JOHNSON, B. M.; MAHONEY, E. T.; CARTER, A. B.; SOMARRIBA, G. A. Effect of variable loading in the determination of upper limb anaerobic power in persons with tetraplegia. **The Journal of Rehabilitation Research and Development**, v. 41, n. 1, p. 9,

2004. https://doi.org/10.1682/JRRD.2004.01.0009

JAYARAMAN, C.; MOON, Y.; SOSNOFF, J. J. Shoulder pain and time dependent structure in wheelchair propulsion variability. **Medical Engineering & Physics**, v. 38, n. 7, p. 648–655, jul. 2016. https://doi.org/10.1016/j.medengphy.2016.04.005

KARAKOC, K.; PARK, E. J.; SULEMAN, A. Improved braking torque generation capacity of an eddy current brake with time varying magnetic fields: A numerical study. **Finite Elements in Analysis and Design**, v. 59, p. 66–75, out. 2012. https://doi.org/10.1016/j.finel.2012.05.005

KATRANCIOĞLU, S.; SAVAŞ, K.; ERDAL, H. A modular and low-cost data acquisition card design with multitasking support. **Procedia - Social and Behavioral Sciences**, v. 2, n. 2, p. 5266–5270, 2010. https://doi.org/10.1016/j.sbspro.2010.03.858

KEYSER, R. E.; RODGERS, M. M.; RASCH, E. R. Reliability of cardiorespiratory measurements during wheelchair ergometry. **Journal of Rehabilitation Research and Development**, v. 38, n. 4, p. 423–430, 2001.

KHERGADE, A.; BODKHE, S. B.; RANA, A. K. Closed loop control of axial flux permanent magnet BLDC motor for electric vehicles. Nova Deli, India, 4 mar. 2016. **2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)**. IEEE, p. 1–6. https://doi.org/10.1109/ICPES.2016.7584148

KIM, D.-I.; LEE, H.; LEE, B.-S.; KIM, J.; JEON, J. Y. Effects of a 6-Week Indoor Hand-Bike Exercise Program on Health and Fitness Levels in People With Spinal Cord Injury: A Randomized Controlled Trial Study. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, v. 96, n. 11, p. 2033–2040.e1, 2015. https://doi.org/10.1016/j.apmr.2015.07.010

KLOOSTERMAN, M. G. M.; BUURKE, J. H.; SCHAAKE, L.; VAN DER WOUDE, L. H. V.; RIETMAN, J. S. Exploration of shoulder load during hand-rim wheelchair start-up with and without power-assisted propulsion in experienced wheelchair users. **Clinical Biomechanics**, v. 34, p. 1–6, maio 2016. https://doi.org/10.1016/j.clinbiomech.2016.02.016

KNECHTLE, B.; HARDEGGER, K.; MÜLLER, G.; ODERMATT, P.; ESER, P.; KNECHT, H. Evaluation of sprint exercise testing protocols in wheelchair athletes. **Spinal Cord**, v. 41, n. 3, p. 182–186, mar. 2003. https://doi.org/10.1038/sj.sc.3101416

KOWALCZEWSKI, J.; PROCHAZKA, A. **Method and apparatus for automated delivery of therapeutic exercises of the upper extremity**. United States Patent and Trademark Office (USPTO). US7837599, 23 nov. 2010. 21p.

KWARCIAK, A. M.; SISTO, S. A.; YAROSSI, M.; PRICE, R.; KOMAROFF, E.; BONINGER, M. L. Redefining the Manual Wheelchair Stroke Cycle: Identification and Impact of Nonpropulsive

Pushrim Contact. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, v. 90, n. 1, p. 20–26, jan. 2009. https://doi.org/10.1016/j.apmr.2008.07.013

LANGBEIN, W. E.; ROBINSON, C. J.; KYNAST, L.; FEHR, L. Calibration of a new wheelchair ergometer: the wheelchair aerobic fitness trainer. **IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering**, v. 1, n. 1, p. 49–58, mar. 1993. https://doi.org/10.1109/86.242408

LEE, K.; PARK, K. Optimal robust control of a contactless brake system using an eddy current. **Mechatronics**, v. 9, n. 6, p. 615–631, set. 1999. https://doi.org/10.1016/S0957-4158(99)00008-2

LEE, K.; PARK, K. Eddy currents modeling with the consideration of the magnetic Reynolds number. 2001a. **ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)**. IEEE, p. 678–683.

LEE, K.; PARK, K. Modeling of the eddy currents with the consideration of the induced magnetic flux. 2001b. **Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology. TENCON 2001 (Cat. No.01CH37239)**. IEEE, p. 762–768.

LEE, K.; PARK, K. Modeling eddy currents with boundary conditions by using Coulomb's law and the method of images. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 38, n. 2, p. 1333–1340, mar. 2002. https://doi.org/10.1109/20.996020

LENTON, J. P.; FOWLER, N. E.; VAN DER WOUDE, L.; GOOSEY-TOLFREY, V. L. Wheelchair propulsion: effects of experience and push strategy on efficiency and perceived exertion. **Applied Physiology, Nutrition, and Metabolism**, v. 33, n. 5, p. 870–879, out. 2008. https://doi.org/10.1139/H08-072

LESSARD, J.-L.; PELLAND-LEBLANC, J.-P.; MASSON, G.; RANCOURT, D.; LANGELIER, E.; BERRIGAN, F.; LAROCHE, J.; SMEESTERS, C. Racing wheelchair ergometer and configurable wheelchair validations. 2013. **7th Annual Meeting of the American Society of Biomechanics**.

LIN, C.-J.; LIN, P.-C.; SU, F.-C. Preferred elbow position in confined wheelchair configuration. **Journal of Biomechanics**, v. 42, n. 8, p. 1005–1009, maio 2009. https://doi.org/10.1016/j.jbiomech.2009.02.025

LIN, C.-J.; LIU, G.-X. Development of Wireless Torque Sensing Using Embedded Microchip. Kaohsiung, Taiwan, 21 nov. 2011. **2011 First International Conference on Robot, Vision and Signal Processing**. IEEE, p. 126–129. https://doi.org/10.1109/RVSP.2011.63

LIU, K. BIN; LIU, C. Y.; LIU, Y. H.; CHIEN, Y. C.; WANG, B. S.; WONG, Y. S. Analysis and

controller design of a universal bidirectional DC-DC converter. **Energies**, v. 9, n. 7, p. 1–23, 2016. https://doi.org/10.3390/en9070501

MARGONATO, V. Effects of training on cardiorespiratory fitness and lipidic profile of paraplegics. **Sport Sciences for Health**, v. 3, n. 1–2, p. 7–9, 1 ago. 2008. https://doi.org/10.1007/s11332-008-0055-5

MATSCH, L. W. **Capacitors, Magnetic Circuits and Transformers**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1964.

MCDOUGALL, J.; BALDWIN, P.; EVANS, J.; NICHOLS, M.; ETHERINGTON, N.; WRIGHT, V. Quality of Life and Self-Determination: Youth with Chronic Health Conditions Make the Connection. **Applied Research in Quality of Life**, v. 11, n. 2, p. 571–599, 7 jun. 2016. https://doi.org/10.1007/s11482-014-9382-7

MEDOLA, F. O. **Projeto conceitual e protótipo de uma cadeira de rodas servo-assistida**. São Carlos, 2013. 186p. Tese de Doutorado - Programa de Pós-graduação interunidades em Bioengenharia – EESC/FMRP/IQSC, Universidade de São Paulo.

MERZOUK, W.; CAGNEAU, B.; HILOUANE, K.; CHASSAGNE, L.; GARDILLOU, F. An affordable and easy-to-use interferometer with a dedicated acquisition system. Orlando, FL, EUA, 30 out. 2016. **2016 IEEE SENSORS**. IEEE, p. 1–3. https://doi.org/10.1109/ICSENS.2016.7808471

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **dsPIC33EPXXX(GP/MC/MU)806/810/814 and PIC24EPXXX(GP/GU)810/814**. p. 622, 2012.

MINAYO, M. C. DE S.; HARTZ, Z. M. DE A.; BUSS, P. M. Qualidade de vida e saúde: um debate necessário. **Ciência e Saúde Coletiva**, v. 5, n. 1, p. 7–18, 2000. https://doi.org/10.1590/S1413-81232000000100002

MOLIK, B.; LASKIN, J. J.; KOSMOL, A.; MARSZAŁEK, J.; MORGULEC-ADAMOWICZ, N.; FRICK, T. Relationships between anaerobic performance, field tests, and functional level of elite female wheelchair basketball athletes. **Human Movement**, v. 14, n. 4, p. 366–371, 1 jan. 2013. https://doi.org/10.2478/humo-2013-0045

MONORANJAN SINGH, N.; CHANDRA SARMA, K.; GOPIL SINGH, N. Design and Development of Low Cost Multi-Channel USB Data Acquisition System for the Measurement of Physical Parameters. **International Journal of Computer Applications**, v. 48, n. 18, p. 47–51, 30 jun. 2012. https://doi.org/10.5120/7452-0633

MONORANJAN SINGH, N.; SARMA, K. C. Design of PIC12F675 Microcontroller Based Data Acquisition System for Slowly Varying Signals. **Journal of Instrument Society of India (ISOI)**,

v. 40, n. 1, p. 9–11, 2012.

MORENO, J.; GÜIMIL, S.; GONZÁLES-QUIJANO, J.; SÁNCHEZ, J.; PONS, J. L.; GIL, Á. Design of a controllable wheelchair ergometer for simulation of real life conditions. **Gerontechnology**, v. 7, n. 2, p. 167, 1 abr. 2008. https://doi.org/10.4017/gt.2008.07.02.104.00

MORRISON, S. A. Guidelines for the clinician for development of fitness programs for the physically challenged. In: SOWELL, T. T. (Ed.). . **Physical Fitness: A Guide for Individuals with Spinal Cord Injury**. 1. ed. Washington, D.C.: University of Michigan Library, 1996. p. 33–44.

MORROW, M. M. B.; HURD, W. J.; KAUFMAN, K. R.; AN, K.-N. Shoulder demands in manual wheelchair users across a spectrum of activities. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, v. 20, n. 1, p. 61–67, fev. 2010. https://doi.org/10.1016/j.jelekin.2009.02.001

MORROW, M. M. B.; KAUFMAN, K. R.; AN, K.-N. Scapula kinematics and associated impingement risk in manual wheelchair users during propulsion and a weight relief lift. **Clinical Biomechanics**, v. 26, n. 4, p. 352–357, maio 2011. https://doi.org/10.1016/j.clinbiomech.2010.12.001

MÜLLER, G.; ODERMATT, P.; PERRET, C. A new test to improve the training quality of wheelchair racing athletes. **Spinal Cord**, v. 42, n. 10, p. 585–590, 27 out. 2004. https://doi.org/10.1038/sj.sc.3101611

MURAKI, S.; TSUNAWAKE, N.; TAHARA, Y.; HIRAMATSU, S.; YAMASAKI, M. Multivariate analysis of factors influencing physical work capacity in wheelchair-dependent paraplegics with spinal cord injury. **European Journal of Applied Physiology and Occupational Physiology**, v. 81, n. 1–2, p. 28–32, jan. 2000. https://doi.org/10.1007/PL00013793

NATIONAL SEMICONDUCTOR. **DM74LS123 Dual Retriggerable One-Shot with Clear and Complementary Outputs**. p. 1–6, 1991.

NIESING, R.; EIJSKOOT, F.; KRANSE, R.; DEN OUDEN, A. H.; STORM, J.; VEEGER, H. E. J.; VAN DER WOUDE, L. H. V.; SNIJDERS, C. J. Computer-controlled wheelchair ergometer. **Medical and Biological Engineering and Computing**, v. 28, n. 4, p. 329–338, jul. 1990. https://doi.org/10.1007/BF02446151

NILSSON, S.; STAFF, P. H.; PRUETT, E. D. Physical work capacity and the effect of training on subjects with long-standing paraplegia. **Scandinavian journal of rehabilitation medicine**, v. 7, n. 2, p. 51–6, 1975.

NORTON, R. L. **Projeto de máquinas: uma abordagem integrada**. 4. ed. Porto Alegre: Bookman, 2013.

NOVAIS, D. V. **Projeto e construção de um ergômetro para cadeirantes**. Uberlândia, 2010. 155p. Dissertação de Mestrado - Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia.

POPOV, E. P. **Resistência dos Materiais**. 2. ed. [s.l.] Prentice Hall, 1978.

QIAN, M.; KACHROO, P. Modeling and control of electromagnetic brakes for enhanced braking capabilities for automated highway systems. 1997. **Proceedings of Conference on Intelligent Transportation Systems**. IEEE, p. 391–396.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999.

RICARTE, I. L. M. **Programação Orientada a Objetos: Uma Abordagem com Java**. Campinas: Unicamp, 2001.

RICE, L. A.; SMITH, I.; KELLEHER, A. R.; GREENWALD, K.; BONINGER, M. L. Impact of a Wheelchair Education Protocol Based on Practice Guidelines for Preservation of Upper-Limb Function: A Randomized Trial. **Archives of Physical Medicine and Rehabilitation**, v. 95, n. 1, p. 10–19.e11, jan. 2014. https://doi.org/10.1016/j.apmr.2013.06.028

ROJAS, M. Z.; PALOMINO, J.; CHAVEZ, P.; CABALLERO, L. C. Development of a dedicated controller for a 5 MP CMOS sensor applied to a wireless image sensor network for large mammals monitoring. Arequipa, Peru, 19 out. 2016. **2016 IEEE ANDESCON**. IEEE, p. 1–4. https://doi.org/10.1109/ANDESCON.2016.7836234

SADIKU, M. N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2012.

SASAKI, M.; IWAMI, T.; OBINATA, G.; MIYAWAKI, K.; MATSUO, K.; KIGUCHI, K. Development of a new adaptation system for a manual wheelchair based on human body function. nov. 2007. **2007 International Symposium on Micro-NanoMechatronics and Human Science**. IEEE, p. 478–483. https://doi.org/10.1109/MHS.2007.4420902

SASAKI, M.; SHIMAKURA, T.; OBINATA, G.; YAMAGUCHI, M. Adaptability evaluation of wheelchair based on physical and mental load. nov. 2010. **2010 International Symposium on Micro-NanoMechatronics and Human Science**. IEEE, p. 198–202. https://doi.org/10.1109/MHS.2010.5669536

SCHIEBER, D. Braking torque on rotating sheet in stationary magnetic field. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 121, n. 2, p. 117, 1974. https://doi.org/10.1049/piee.1974.0021

SCHOCKE, M.; GREINER, A. **Ergometer suitable for use in a magnetic resonance apparatus**. United States Patent and Trademark Office (USPTO). US8267842, 18 set. 2012.

8p.

SEDGHISIGARCHI, K. A microprocessor-based controller for high temperature PEM fuel cells. Orlando, FL, EUA, 9 out. 2011. **2011 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. IEEE, p. 1–8. https://doi.org/10.1109/IAS.2011.6074415

SEIDL, E. M. F.; ZANNON, C. M. L. DA C. Qualidade de vida e saúde: aspectos conceituais e metodológicos. **Cadernos de Saúde Pública**, v. 20, n. 2, p. 580–588, abr. 2004. https://doi.org/10.1590/S0102-311X2004000200027

SHARP CORPORATION. **GP1A57HRJ00F**. p. 1–12, 2005.

SHIMADA, S. D.; ROBERTSON, R. N.; BONNINGER, M. L.; COOPER, R. A. Kinematic characterization of wheelchair propulsion. **Journal of rehabilitation research and development**, v. 35, n. 2, p. 210–218, jun. 1998.

SHINDE, N. T.; PATIL, M. D.; VYAWAHARE, V. A.; NAVANEETHAKRISHNAN P. Implementation of 2D Space Vector pulse width Modulation for inverter applications with 16-bit dsPIC Controller. Pune, 9 set. 2016. **2016 International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques (ICACDOT)**. IEEE, p. 216–221. https://doi.org/10.1109/ICACDOT.2016.7877582

SIMEU, E.; GEORGES, D. Modeling and control of an eddy current brake. **Control Engineering Practice**, v. 4, n. 1, p. 19–26, jan. 1996. https://doi.org/10.1016/0967-0661(95)00202-4

SLOWIK, J. S.; REQUEJO, P. S.; MULROY, S. J.; NEPTUNE, R. R. The influence of wheelchair propulsion hand pattern on upper extremity muscle power and stress. **Journal of Biomechanics**, v. 49, n. 9, p. 1554–1561, jun. 2016. https://doi.org/10.1016/j.jbiomech.2016.03.031

SMYTHE, W. R. On eddy currents in a rotating disk. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 61, n. 9, p. 681–684, 1942. https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1942.5058590

STEELE, C. A.; KALNINS, I. V.; ROSSEN, B. E.; BIGGAR, D. W.; BORTOLUSSI, J. A.; JUTAI, J. W. Age-related health risk behaviors of adolescents with physical disabilities. **Sozial- und Präventivmedizin/Social and Preventive Medicine**, v. 49, n. 2, p. 132–141, 1 abr. 2004. https://doi.org/10.1007/s00038-004-3056-4

TEXAS INSTRUMENTS. CD74HCT73 Dual J-K Flip-Flop with Reset Negative-Edge Trigger. p. 1–8, 2003.

THEISEN, D.; FRANCAUX, M.; FAY, A.; STURBOIS, X. A New Procedure to Determine

External Power Output During Handrim Wheelchair Propulsion on a Roller Ergometer: A Reliability Study. **International Journal of Sports Medicine**, v. 17, n. 8, p. 564–571, 9 nov. 1996. https://doi.org/10.1055/s-2007-972896

TORDI, N.; DUGUE, B.; KLUPZINSKI, D.; RASSENEUR, L.; ROUILLON, J. D.; LONSDORFER, J. Interval training program on a wheelchair ergometer for paraplegic subjects. **Spinal Cord**, v. 39, n. 10, p. 532–537, out. 2001. https://doi.org/10.1038/sj.sc.3101206

TØRHAUG, T.; BRUROK, B.; HOFF, J.; HELGERUD, J.; LEIVSETH, G. Arm Crank and Wheelchair Ergometry Produce Similar Peak Oxygen Uptake but Different Work Economy Values in Individuals with Spinal Cord Injury. **BioMed Research International**, v. 2016, p. 1–7, 2016. https://doi.org/10.1155/2016/5481843

TROPP, H.; SAMUELSSON, K.; JORFELDT, L. Power output for wheelchair driving on a treadmill compared with arm crank ergometry. **British Journal of Sports Medicine**, v. 31, n. 1, p. 41–44, 1 mar. 1997. https://doi.org/10.1136/bjsm.31.1.41

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

VAN DER WOUDE, L. H. .; VEEGER, H. E. .; DALLMEIJER, A. .; JANSSEN, T. W. .; ROZENDAAL, L. . Biomechanics and physiology in active manual wheelchair propulsion. **Medical Engineering & Physics**, v. 23, n. 10, p. 713–733, dez. 2001. https://doi.org/10.1016/S1350-4533(01)00083-2

VANDERPLAATS, G. N. **Numerical Optimization Techniques for Engineering Design**. 4. ed. Colorado Springs: Vanderplaats Research & Development, Inc., 2005.

VANLANDEWIJCK, Y. C.; DALY, D. J.; THEISEN, D. M. Field Test Evaluation of Aerobic, Anaerobic, and Wheelchair Basketball Skill Performances. **International Journal of Sports Medicine**, v. 20, n. 8, p. 548–554, nov. 1999. https://doi.org/10.1055/s-1999-9465

VANLANDEWIJCK, Y. C.; SPAEPEN, A. J.; LYSENS, R. J. Wheelchair propulsion efficiency: movement pattern adaptations to speed changes. **Medicine and science in sports and exercise**, v. 26, n. 11, p. 1373–81, nov. 1994. https://doi.org/10.1249/00005768-199411000-00012

VANLANDEWIJCK, Y. C.; VERELLEN, J.; TWEEDY, S. M. Towards evidence-based classification – the impact of impaired trunk strength on wheelchair propulsion. **Advances in Rehabilitation**, v. 3, p. 1–5, 2010. https://doi.org/10.2478/v10029-010-0001-8

VERLE, M. **PIC Microcontrollers - Programming in C**. 1. ed. [s.l.] MikroElektronika, 2009.

https://doi.org/10.1016/B978-0-7506-8960-1.00001-8

VIEIRA, S. A. A. **ERGO1: Novo protótipo para condicionamento físico de cadeirantes e paratletas**. Uberlândia, 2012. 146p. Dissertação de Mestrado - Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia.

VISHAY SILICONIX. **Power MOSFET**. p. 1–9, 2011.

WANG, Y. T.; DEUTSCH, H.; MORSE, M.; HEDRICK, B.; MILLIKAN, T. Three-Dimensional Kinematics of Wheelchair Propulsion across Racing Speeds. **Adapted Physical Activity Quarterly**, v. 12, n. 1, p. 78–89, jan. 1995. https://doi.org/10.1123/apaq.12.1.78

WHITALL, J.; MCCOMBE-WALLER, S.; GRANT, D. **Bilateral arm trainer and method of use**. United States Patent and Trademark Office (USPTO). US7121981, 17 out. 2006. 23p.

WIEDERICK, H. D.; GAUTHIER, N.; CAMPBELL, D. A.; ROCHON, P. Magnetic braking: Simple theory and experiment. **American Journal of Physics**, v. 55, n. 6, p. 500–503, 1987. https://doi.org/10.1119/1.15103

WOUTERSE, J. H. Critical torque and speed of eddy current brake with widely separated soft iron poles. **IEE Proceedings B Electric Power Applications**, v. 138, n. 4, p. 153, 1991. https://doi.org/10.1049/ip-b.1991.0019

YEKUTIEL, M.; BROOKS, M. E.; OHRY, A.; YAROM, J.; CAREL, R. The prevalence of hypertension, ischaemic heart disease and diabetes in traumatic spinal cord injured patients and amputees. **Paraplegia**, v. 27, n. 1, p. 58–62, fev. 1989. https://doi.org/10.1038/sc.1989.9

APÊNDICE A

A

PROJETO DO NOVO EIXO PARA O ERGO1

A.1. Determinação dos Esforços

O torque de frenagem máximo do freio eletromagnético do ERGO1 é da ordem de 40 N.m e o torque máximo para tirar o sistema do repouso é de 12,06 N.m. O raio dos aros de propulsão onde a força é aplicada é de 0,305 m. Utilizando estes valores na Equação (4.2), obtém-se uma força de propulsão de 170,69 N. Utilizando um coeficiente de segurança de 1,2 para esta força, chega-se então a uma força de propulsão total de 204,828 N, ou seja, 102,414 N para cada lado. Esta força é aplicada no aro a 30° com relação a horizontal, resultando em uma componente vertical de 51,21 N e uma componente horizontal de 88,69 N. A força peso de cada volante corresponde a 380,53 N.

Aplicando na Equação (4.3) os valores de 265° para o ângulo de abraçamento da correia (α) e 0,4 para o coeficiente de atrito (*f*), obtém-se 175,79 N para F_1 e 27,641 N para F_2, e então, a força total da correia na polia será de 203,431 N. A força total no ponto de localização da polia no eixo será de 254,43 N que corresponde ao valor calculado mais a força peso da polia, igual a 51 N.

Por fim, o momento aplicado em cada extremidade é de 31,235 N.m, calculados pela multiplicação da força de propulsão de cada aro pelo raio do volante.

A.2. Curvas de Ajuste das Tensões dos Aços e Constante de Neuber

Com base nos dados de tensão obtidos de Norton (2013) para aços com laminação a frio, a Tabela A.1 foi elaborada. A escolha da laminação a frio foi feita tomando por base a utilização na indústria deste tipo de material para fabricação de eixos. A Figura A.1 mostra a curva de ajuste obtida com sua equação e grau de correlação.

Tabela A.1 – Tensões de escoamento e limite à tração para os aços. Adaptada de Norton (2013).

Aço	S_y	S_{ut}
1010	303	365
1020	393	469
1030	441	524
1035	462	552
1040	490	586
1045	531	627
1050	579	689

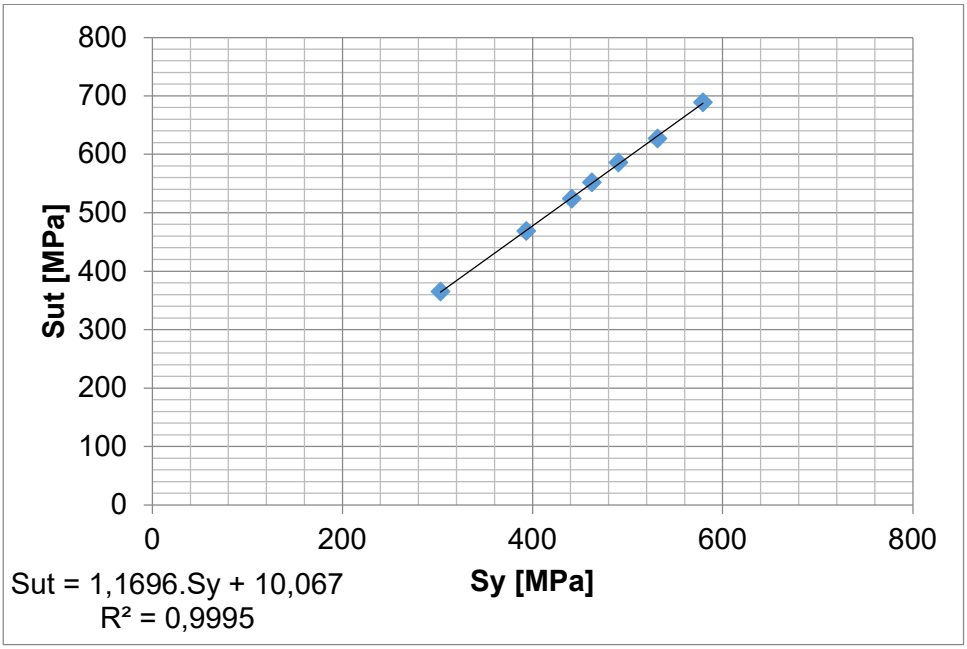


Figura A.1 – Curva de ajuste que relaciona a tensão de escoamento e tensão de limite à tração para aços ABNT laminados a frio.

Outro fator que precisou ser ajustado através de uma curva foi a constante de Neuber para os aços ($\sqrt{a}$), já que esta é determinada através de uma tabela cujo parâmetro de entrada é o limite de resistência à tração. A partir da Tabela A.2 apresentada a seguir adaptada de Norton (2013), foi possível traçar a curva de ajuste mostrada na Figura A.2.

Tabela A.2 – Constante de Neuber para aços. Adaptada de Norton (2013).

MPa	$\sqrt{a}$
344,74	0,13
379,21	0,118
413,68	0,108
482,63	0,093
551,58	0,08
620,53	0,07
689,48	0,062
758,42	0,055
827,37	0,049
896,32	0,044
965,27	0,039
1103,16	0,031
1241,06	0,024
1378,95	0,018
1516,85	0,013
1654,74	0,009

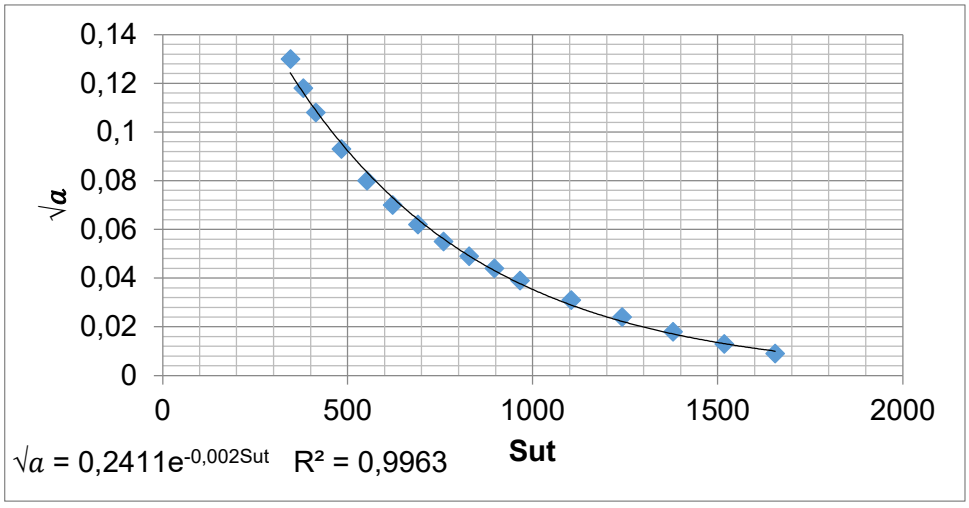


Figura A.2 – Curva de ajuste que relaciona a constante de Neuber para aços e o limite de resistência à tração.

A.3. Cálculo do Limite de Fadiga Corrigido e Fator de Concentração de Tensão

O parâmetro de limite de fadiga corrigido S_e é dado por:

$$S_e = C_{carreg} C_{tamanho} C_{superf} C_{temp} C_{conf} S_{e'} \quad \text{(A.1)}$$

sendo que:

- C_{carreg} é o coeficiente de carregamento, que para o caso em questão é 1;
- C_{temp} é o coeficiente de temperatura, igual a 1 para o caso em questão;
- C_{conf} é o coeficiente de confiabilidade igual a 0,897 para confiabilidade de 90%;
- $C_{tamanho}$ é o coeficiente de tamanho que, para eixos entre 8 e 25,4 mm de diâmetro, é dado por:

$$C_{tamanho} = 0{,}869 d^{-0{,}097} \quad \text{(A.2)}$$

- C_{superf} é o coeficiente de superfície que para aços é dado por:

$$C_{superf} = A(S_{ut})^b \quad \text{(A.3)}$$

em que S_{ut} é o limite de resistência a tração e *A* e *b* são coeficientes que para o caso em questão valem 4,51 e -0,265 respectivamente.

- $S_{e'}$ é o limite de fadiga que, para aços com limite de tração menor que 1400 MPa, é dado por:

$$S_{e'} = 0{,}5 S_{ut} \quad \text{(A.4)}$$

O fator de concentração de fadiga k_f é dado por:

$$k_f = 1 + q(k_t - 1) \quad \text{(A.5)}$$

sendo que *q* é a sensibilidade ao entalhe e k_t é o fator de concentração de tensão. A sensibilidade ao entalhe é dada por:

$$q = \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{r}}} \tag{A.6}$$

em que $\sqrt{a}$ é a constante de Neuber para aços, dada em função do limite de tração, e *r* é o raio do eixo.

O fator de concentração de tensão para um furo em um eixo é dado por:

$$k_t = 1{,}589 - 0{,}635 \log\left(\frac{d}{D}\right) \tag{A.7}$$

em que *d* é o diâmetro do furo e *D* é o diâmetro do eixo.

APÊNDICE B

B

CÓDIGO UTILIZADO NA CALIBRAÇÃO DO TORQUÍMETRO

O código utilizado para análise de cada ensaio realizado com torquímetro pode ser visto a seguir.

```
clc;
close all;
clear all;

carga=[0.0064 0.0021 -0.0037 0.0006
       0.5383 0.5197  0.5182 0.5228
       0.6302 0.6198  0.6229 0.6271
       1.5970 1.6293  1.6418 1.6434
       1.7795 1.8286  1.8640 1.8585
       1.9940 1.9788  2.0523 2.0538
       2.2009 2.1851  2.2263 2.2470
       2.3993 2.3853  2.4170 2.4344];

[m, n]=size(carga);

carga_var=var(carga,0,2);

descarga=[-0.0116 -0.0092 -0.0177 -0.0180
           0.5182  0.5161  0.5054  0.5139
           0.6363  0.6097  0.5978  0.6238
           1.6470  1.6180  1.6238  1.6440
           1.8362  1.8155  1.8323  1.8433
           1.9977  1.9858  2.0007  1.9998
           2.2629  2.2229  2.2470  2.2626
           2.4078  2.3816  2.4139  2.4329];

descarga_var=var(descarga,0,2);

Tq=[00.00 15.66 18.58 48.27 54.16 60.07 66.79 73.18];
```

```
X=[ones(m,1) Tq'];
z=norminv(.975,0,1);

% pxxx contem o OFFSET e a SENSIBILIDADE ESTÁTICA
% int95xxx contem os INTERVALOS de CONFIANÇA dos pxxx
% resxxx contém os RESÍDUOS em cada valor de Tq

vs1=(carga(:,1)+descarga(:,1))/2;
[ps1c, int95s1c, ress1c] = regress (carga(:,1), X); % resultados carga
ensaio 1
[ps1d, int95s1d, ress1d] = regress (descarga(:,1), X); % resultados
descarga ensaio 1
[ps1, int95s1, ress1] = regress (vs1, X); % resultados globais ensaio 1

fprintf('============= Resultados para Ensaio 1 =============\n\n');
fprintf('                Carga   Descarga    Global\n');
fprintf('Se[V/Nm]       %.4f    %.4f     %.4f\n',ps1c(2),ps1d(2),ps1(2));
fprintf('Offset[V]      %.4f    %.4f     %.4f\n',ps1c(1),ps1d(1),ps1(1));
fprintf('Resíduo[V]     %.4f    %.4f
%.4f\n\n',sqrt(sum(ress1c.^2)),sqrt(sum(ress1d.^2)),sqrt(sum(ress1.^2)));
fprintf('=====================================================\n\n');
figure
ys1c=polyval([ps1c(2) ps1c(1)],Tq);
plot(Tq,ys1c,'b',Tq,carga(:,1),'b+');
hold on;
ys1d=polyval([ps1d(2) ps1d(1)],Tq);
plot(Tq,ys1d,'r',Tq,descarga(:,1),'ro');
title('Ensaio 1');
legend('Ajuste para carga','Dados para carga','Ajuste para descarga','Dados
para descarga')
xlabel('Torque [Nm]');
ylabel('Tensão [V]');
grid on;
```

Para o cálculo do ensaio global, que consiste na média dos quatro ensaios, o seguinte código foi utilizado.

```
vg=mean([vs1 vs2 vs3 vs4],2);
[pg, int95g, resg] = regress (vg,X);
se95=(int95g(2,2)-int95g(2,1))/2;
res_glob=sqrt(sum(resg.^2));

fprintf('\n\n================ Resultados Globais ==============\n\n');
fprintf('Se[V/Nm]: %.4f +/- %.4f\n',pg(2),se95);
fprintf('Offset[V]: %.4f\n',pg(1));
fprintf('Resíduo[V]: %.4f\n\n',res_glob);
fprintf('=====================================================\n\n');

figure
subplot(3,1,1)
yg=polyval([pg(2) pg(1)],Tq);
plot(Tq,yg,'b',Tq,vg,'r+');
title('Ensaio Global');
legend('Ajuste','Dados')
xlabel('Torque [Nm]');
```

```
ylabel('Tensão [V]');
grid on;

d_carga=z*sqrt(carga_var)/sqrt(2);
d_desc=z*sqrt(descarga_var)/sqrt(2);
d=(d_carga+d_desc)/2;

subplot(3,1,2)
plot(Tq, d, 'b');
xlabel('Torque [Nm]');
ylabel('Dif [V]');
grid on;

dr=(vg'-yg)./yg;
subplot(3,1,3)
stem(Tq,dr);
xlabel('Torque [Nm]');
ylabel('Desvio Relativo');
grid on;
```

Os resultados obtidos com este código podem ser vistos nas Tabela B.1 a Tabela B.4 e nas Figura B.1 a Figura B.4 a seguir.

Tabela B.1 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 1.

	Carga	Descarga	Global
Se [V/Nm]	0,0327	0,0335	0,0331
Offset [V]	0,0180	0,0036	0,0108
Resíduo [V]	0,0240	0,0669	0,0374

Tabela B.2 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 2.

	Carga	Descarga	Global
Se [V/Nm]	0,0328	0,0331	0,0329
Offset [V]	0,0133	-0,0003	0,0065
Resíduo [V]	0,0628	0,0534	0,0548

Tabela B.3 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 3.

	Carga	Descarga	Global
Se [V/Nm]	0,0336	0,0337	0,0336
Offset [V]	0,0038	-0,0174	-0,0068
Resíduo [V]	0,0747	0,0489	0,0567

Tabela B.4 – Parâmetros obtidos após análise para o ensaio 4.

	Carga	Descarga	Global
Se [V/Nm]	0,0337	0,0338	0,0337
Offset [V]	0,0048	-0,0082	-0,0017
Resíduo [V]	0,0557	0,0522	0,0468

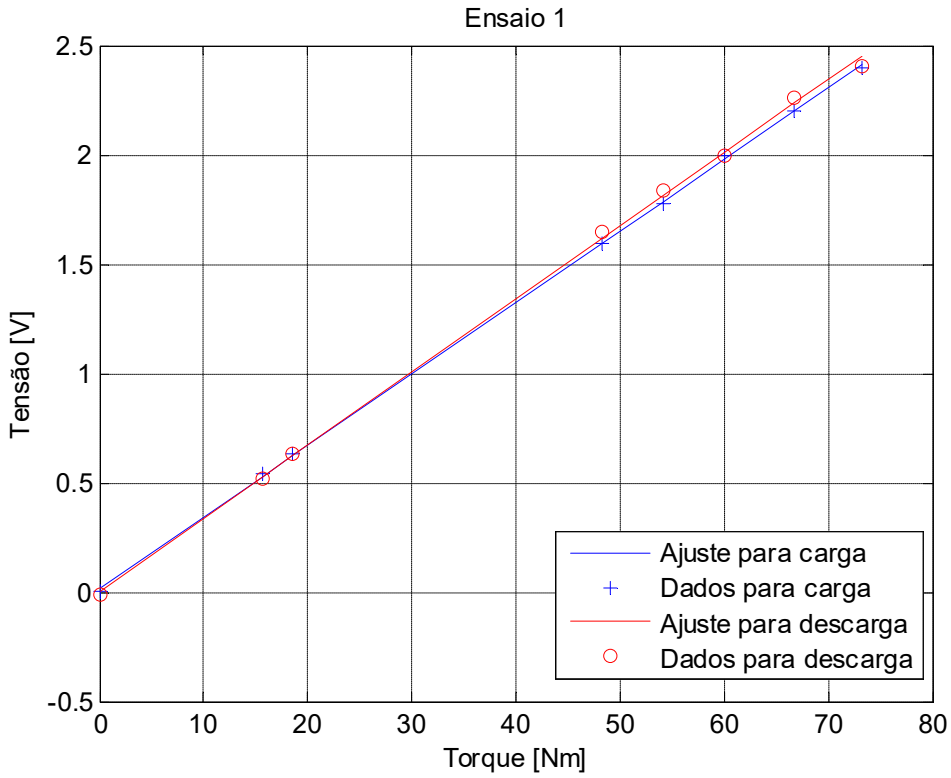


Figura B.1 – Curvas de regressão linear para o primeiro ensaio.

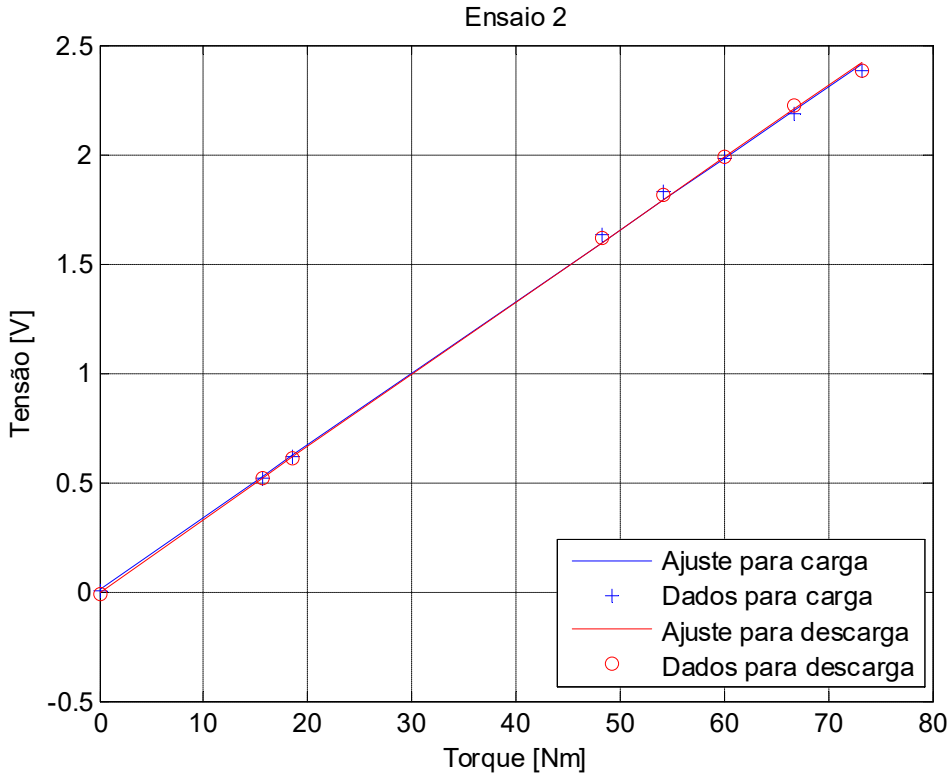


Figura B.2 – Curvas de regressão linear para o segundo ensaio.

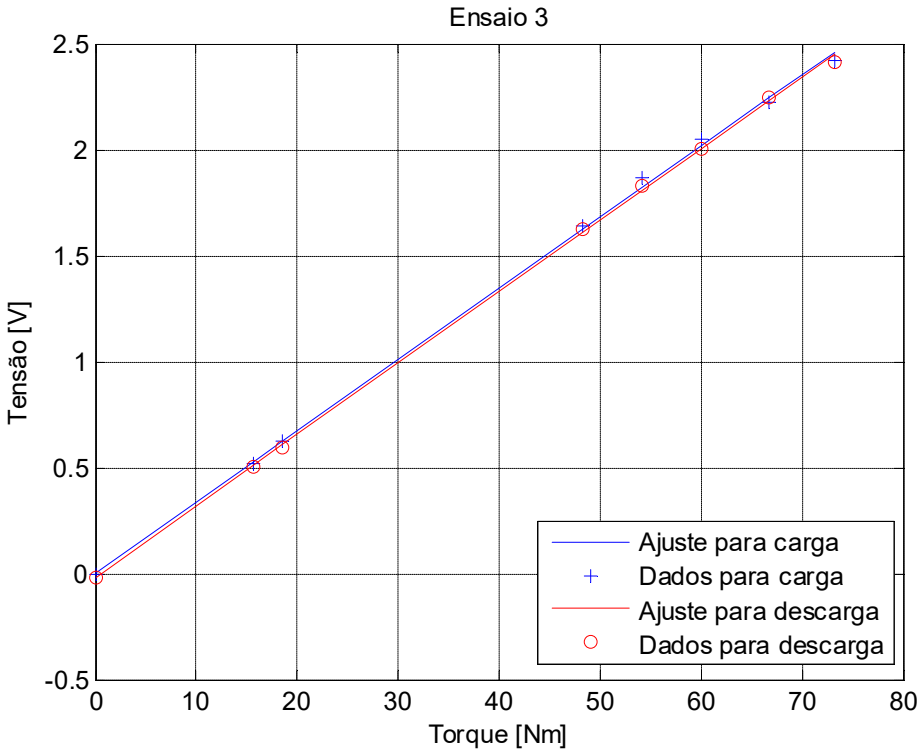


Figura B.3 – Curvas de regressão linear para o terceiro ensaio.

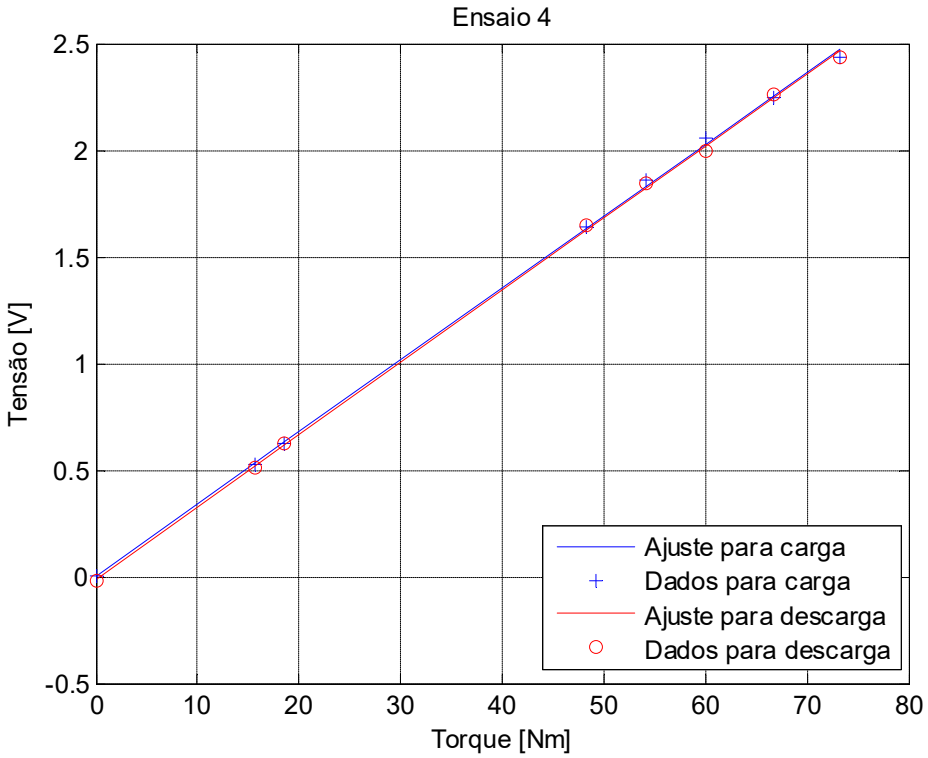


Figura B.4 – Curvas de regressão linear para o quarto ensaio.

APÊNDICE C

C

CONFIGURAÇÕES UTILIZADAS NO SOFTWARE FEMM E RESULTADO DO MODELO COMPUTACIONAL

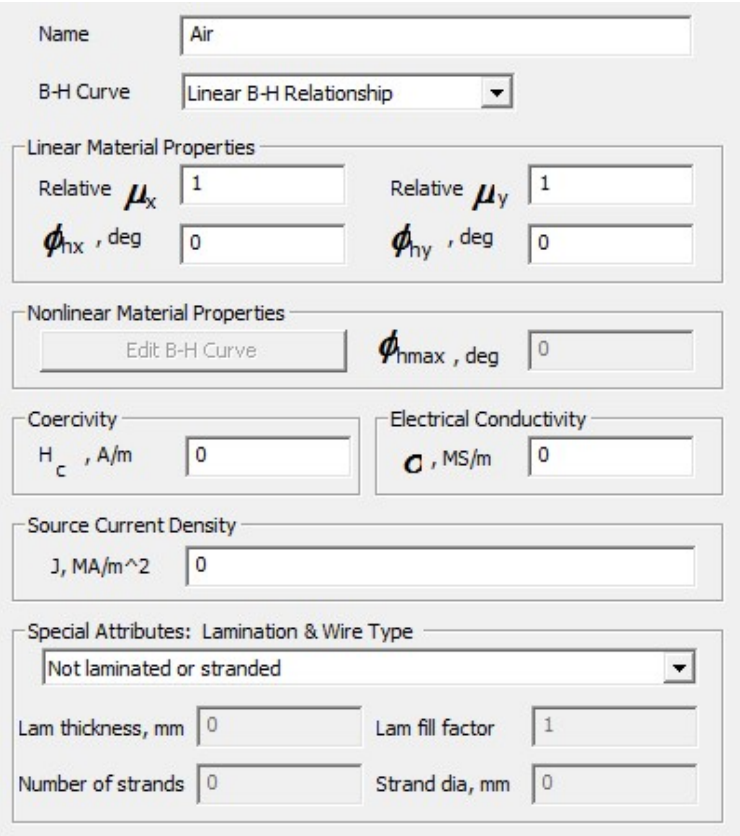


Figura C.1 – Propriedades do material que representa o ar.

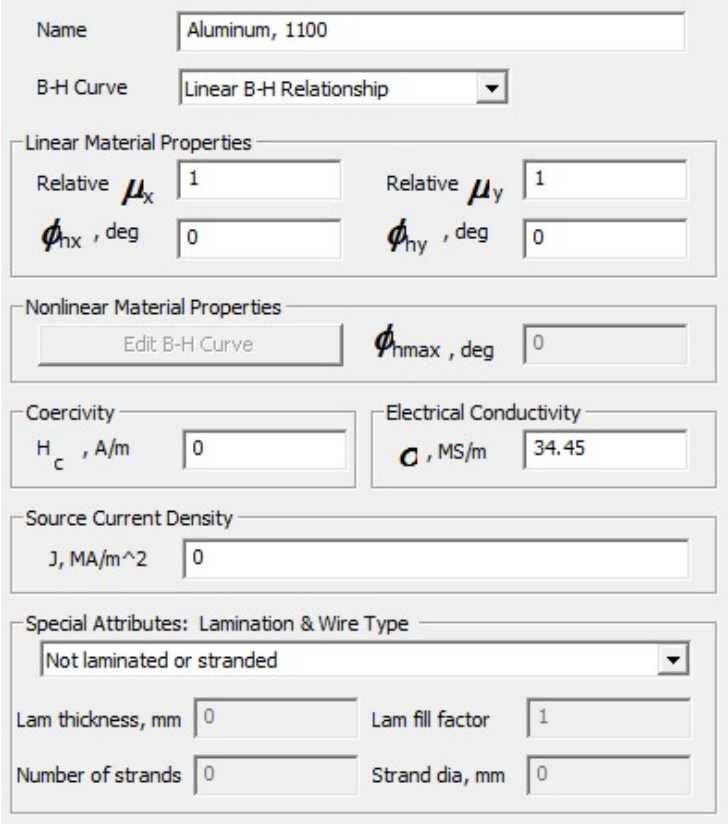


Figura C.2 – Propriedades do material que representa o alumínio 1100.

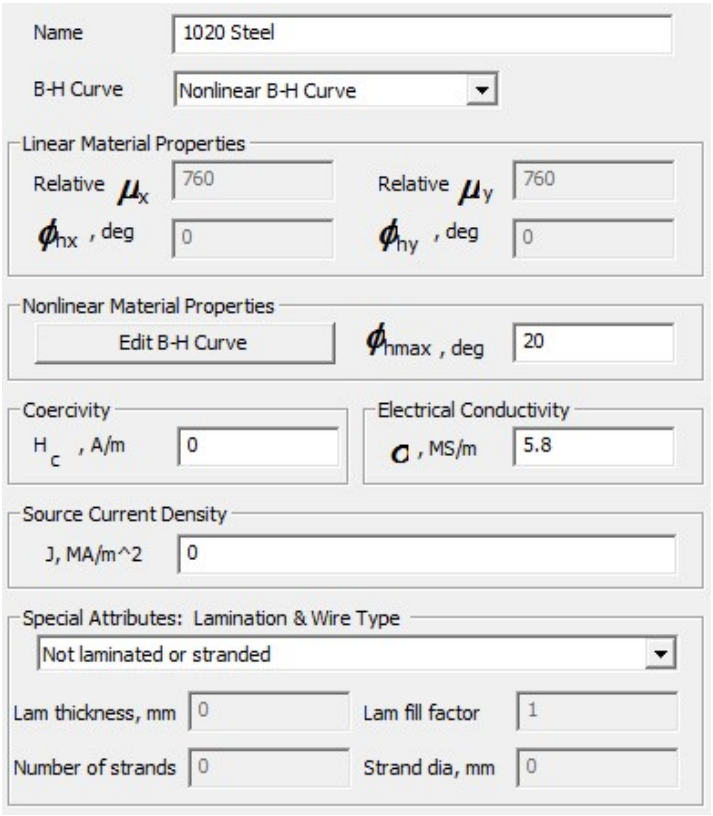


Figura C.3 – Propriedades do material que representa o aço 1020.

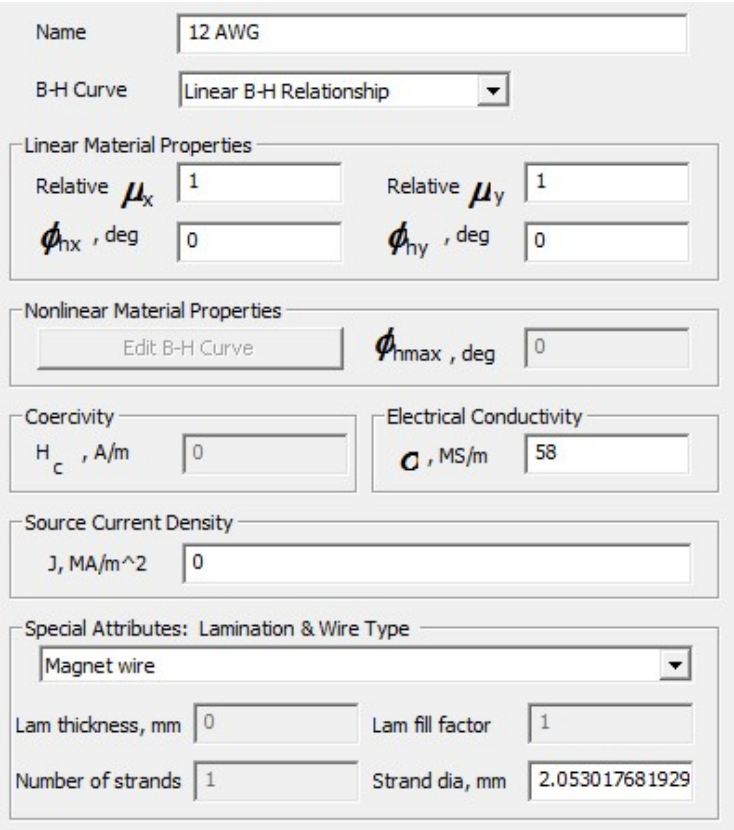


Figura C.4 – Propriedades do material que representa o fio AWG 12.

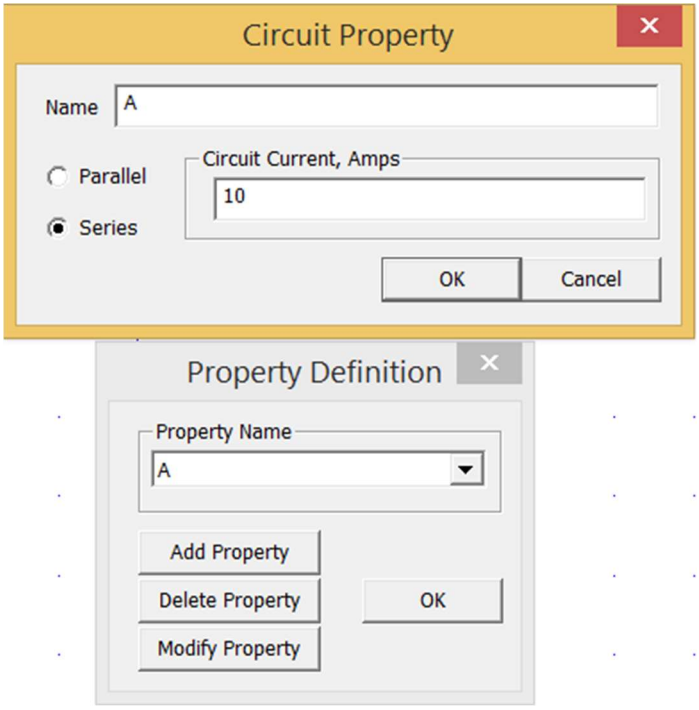


Figura C.5 – Configuração do circuito elétrico das bobinas utilizado na simulação.

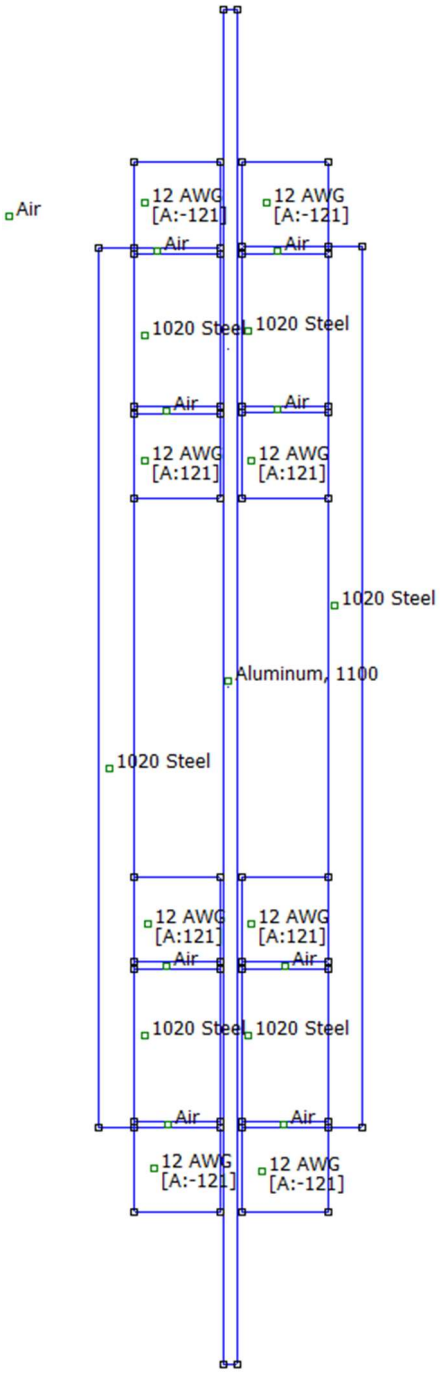


Figura C.6 – Modelo atualizado com as configurações de materiais para cada parte.

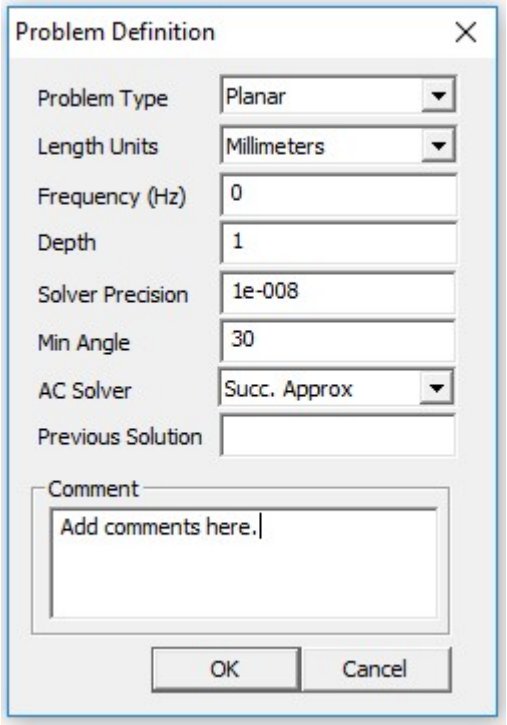


Figura C.7 – Tela de configuração das opções de resolução do problema escolhidas para o modelo.

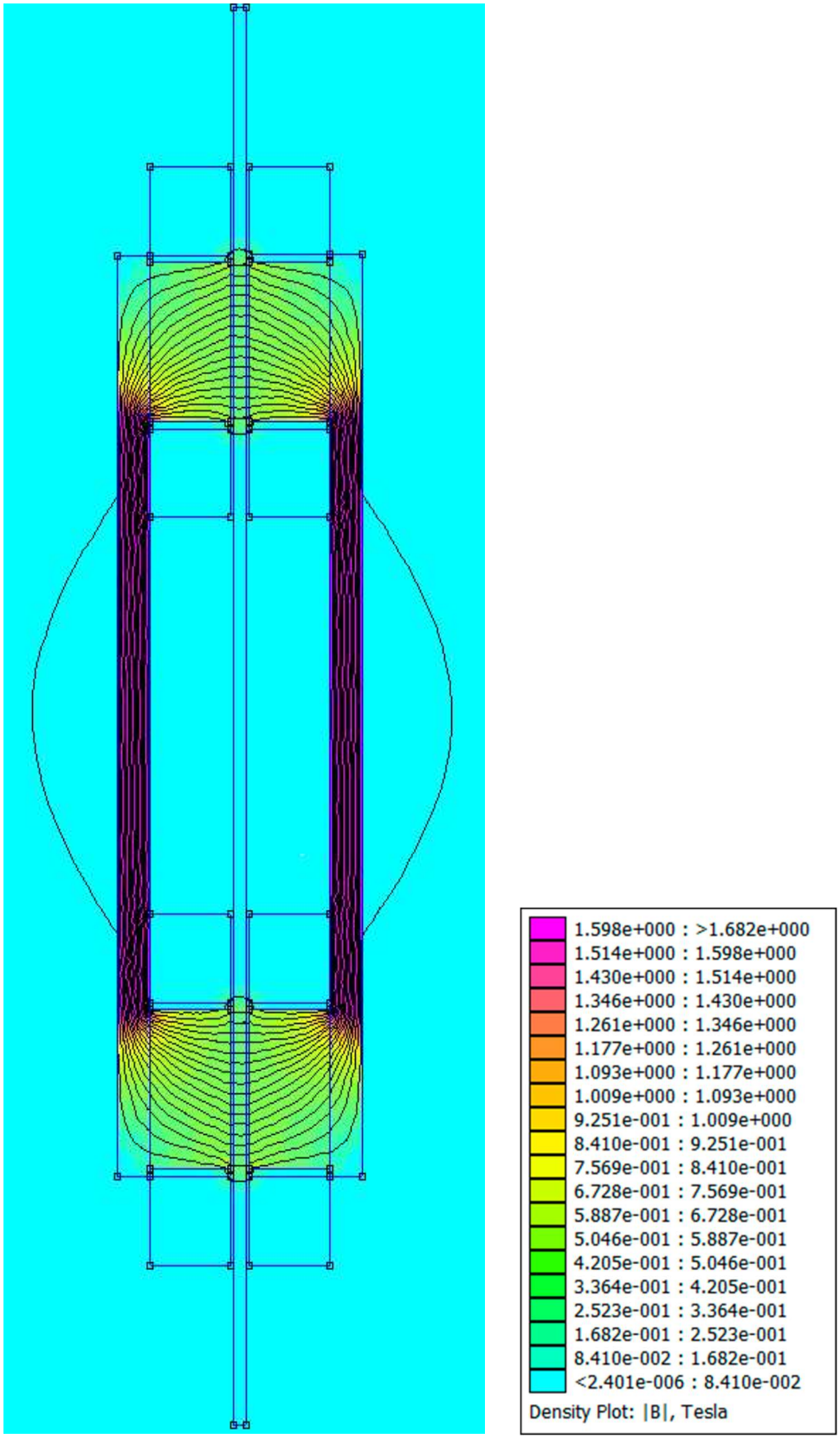


Figura C.8 – Resultado completo da simulação do modelo numérico através do software FEMM.

APÊNDICE D

D

ALGORITMO UTILIZADO PARA AVALIAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO PROPOSTO PARA O FREIO ELETROMAGNÉTICO

```
clear all;
clc;

omega = 140; %rpm;
condutividade = 3.445*10^7; %S/m
espessura_disco = 4/1000; %m
raio_disco = 400/1000/2; %m
B_sim = 0.332347; %T -> 10A com 121 espiras

h_d = 45/1000;%m

a_d = 45/1000;%m

R_d = raio_disco;

r_d = (260-45/2)/1000;%m

l_Al = espessura_disco;

B_d = B_sim;

sigma_Al = condutividade;

area_Al = a_d*h_d;

c = 0.5 * (1-0.25*1/((1+r_d/R_d)^2)*((R_d-r_d)/(2*sqrt(a_d*h_d/pi))));

alpha = 1 - 1/(2*pi)*(4*atan(h_d/a_d) + h_d/a_d*log(1+(a_d^2)/(h_d^2)) -
a_d/h_d*log(1+(h_d^2)/(a_d^2)));

omega_op = omega*pi/30;

T_freio = 2*c*alpha*sigma_Al*area_Al*l_Al*r_d^2*B_d^2*omega_op
```

APÊNDICE E

E

CIRCUITOS ELÉTRICOS DOS MÓDULOS DE CONTROLE

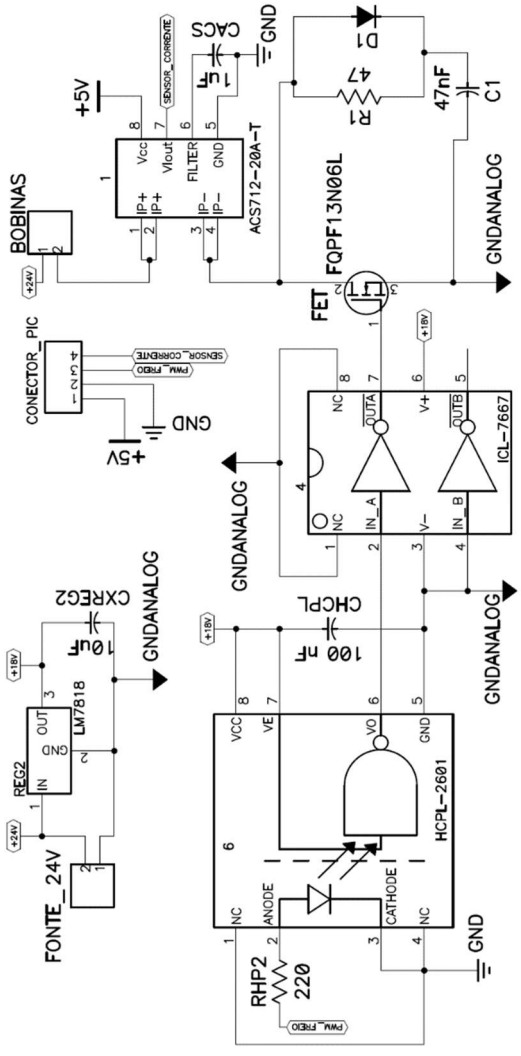


Figura E.1 – Circuito elétrico da placa do módulo periférico do freio eletromagnético com bobinas.

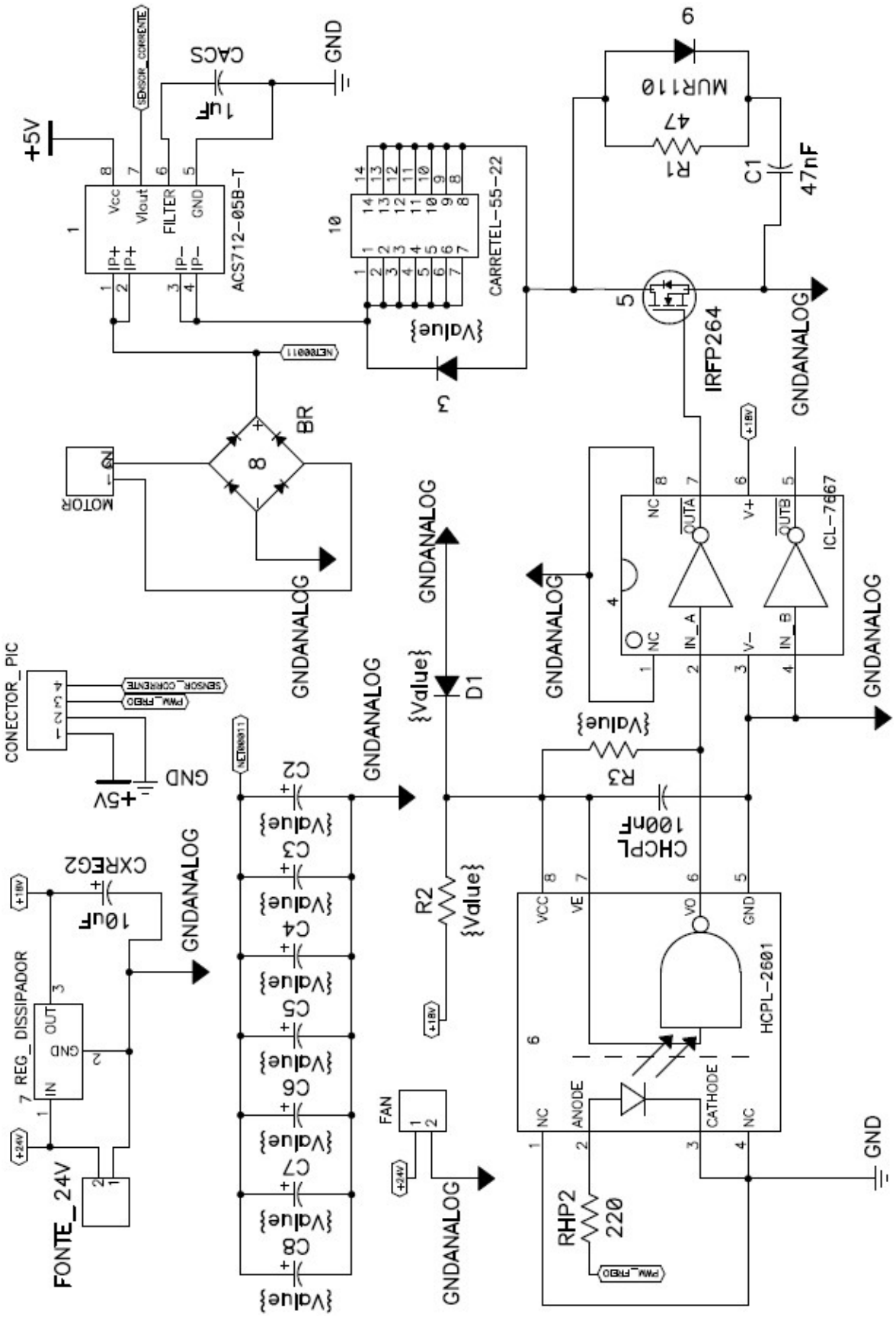


Figura E.2 – Circuito elétrico da placa do módulo periférico que utiliza o motor de corrente contínua como gerador para obter o torque de frenagem do sistema.

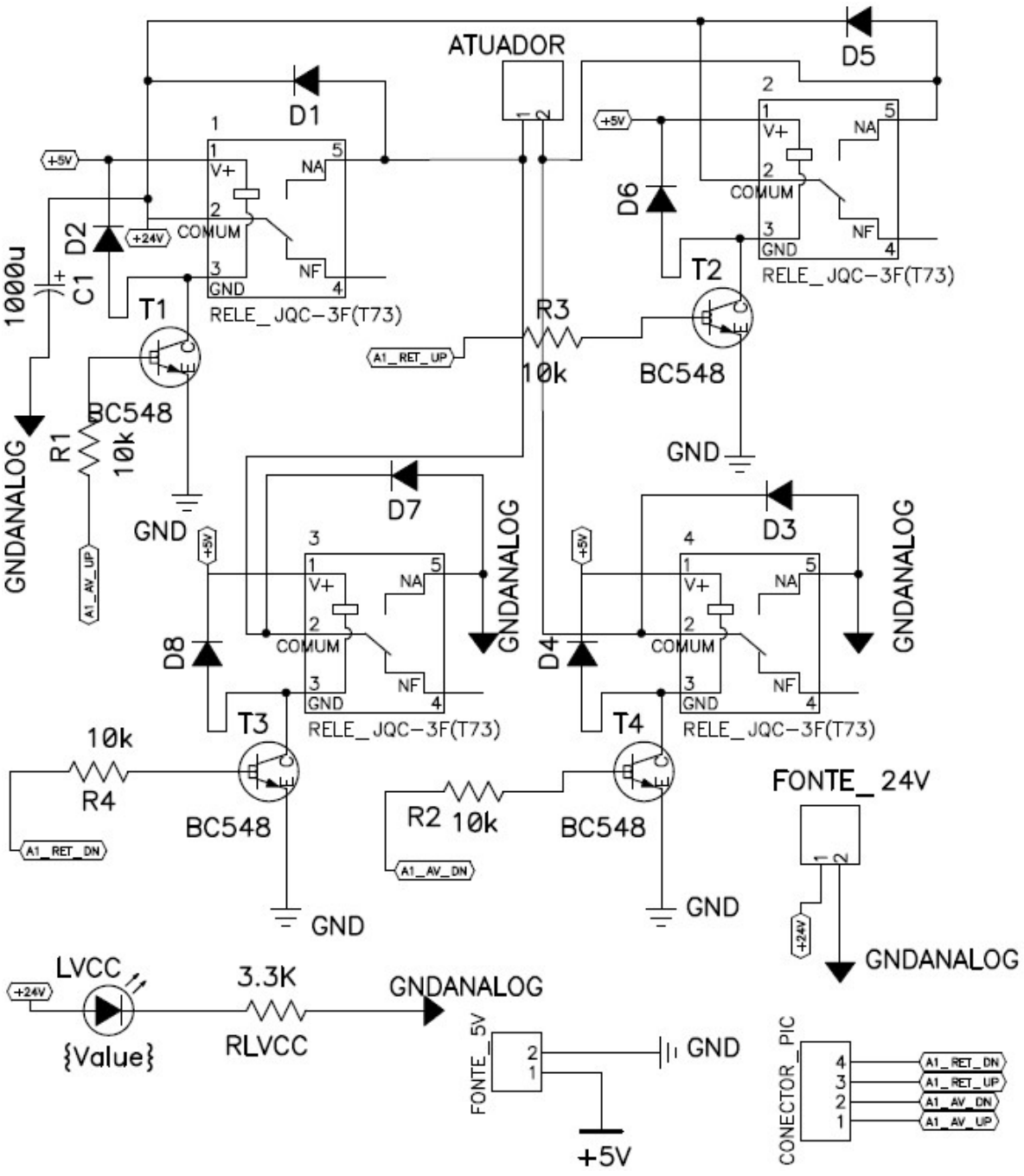


Figura E.3 – Circuito elétrico da placa do módulo periférico para controle da alimentação dos atuadores lineares.

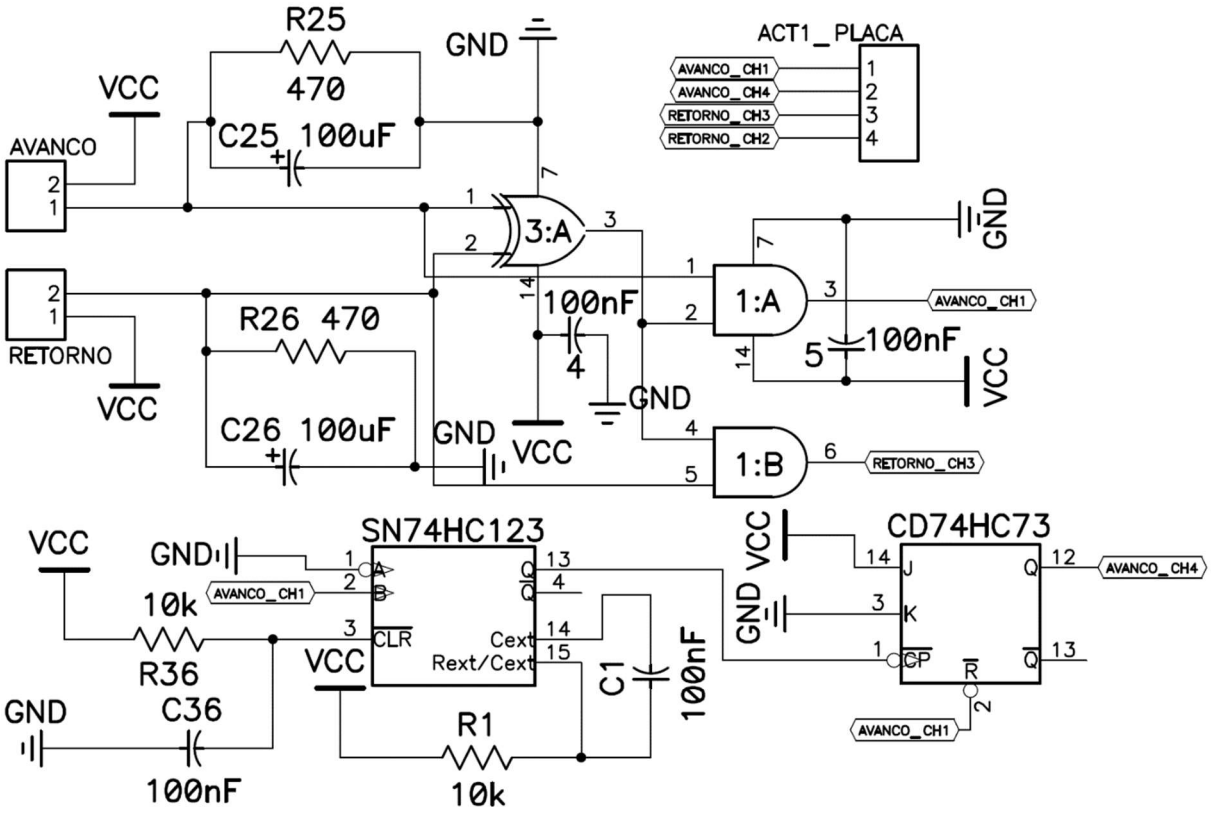


Figura E.4 – Circuito elétrico completo para acionamento de um atuador linear através de botão.

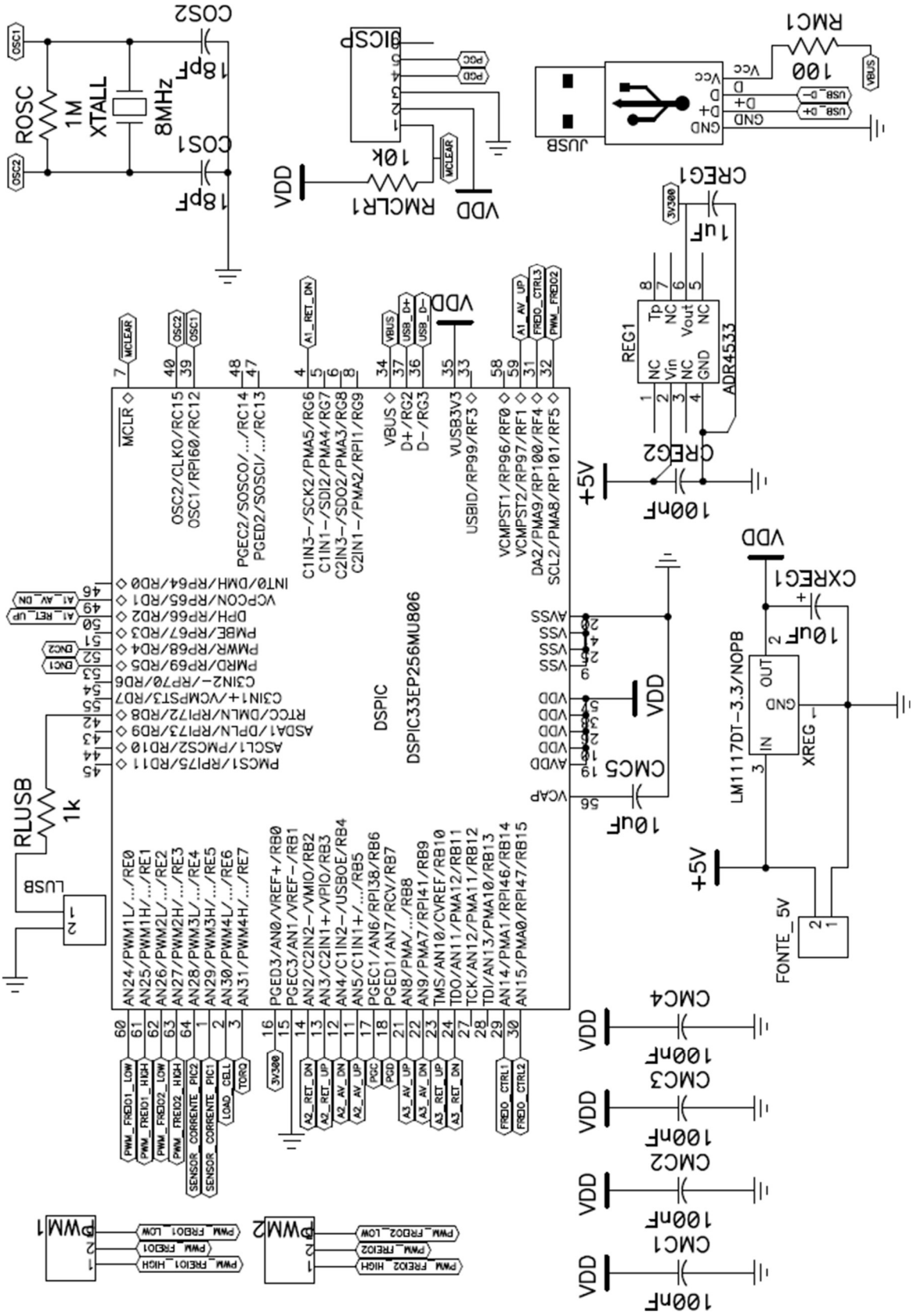


Figura E.5 – Circuito elétrico do módulo central contendo o dsPIC.

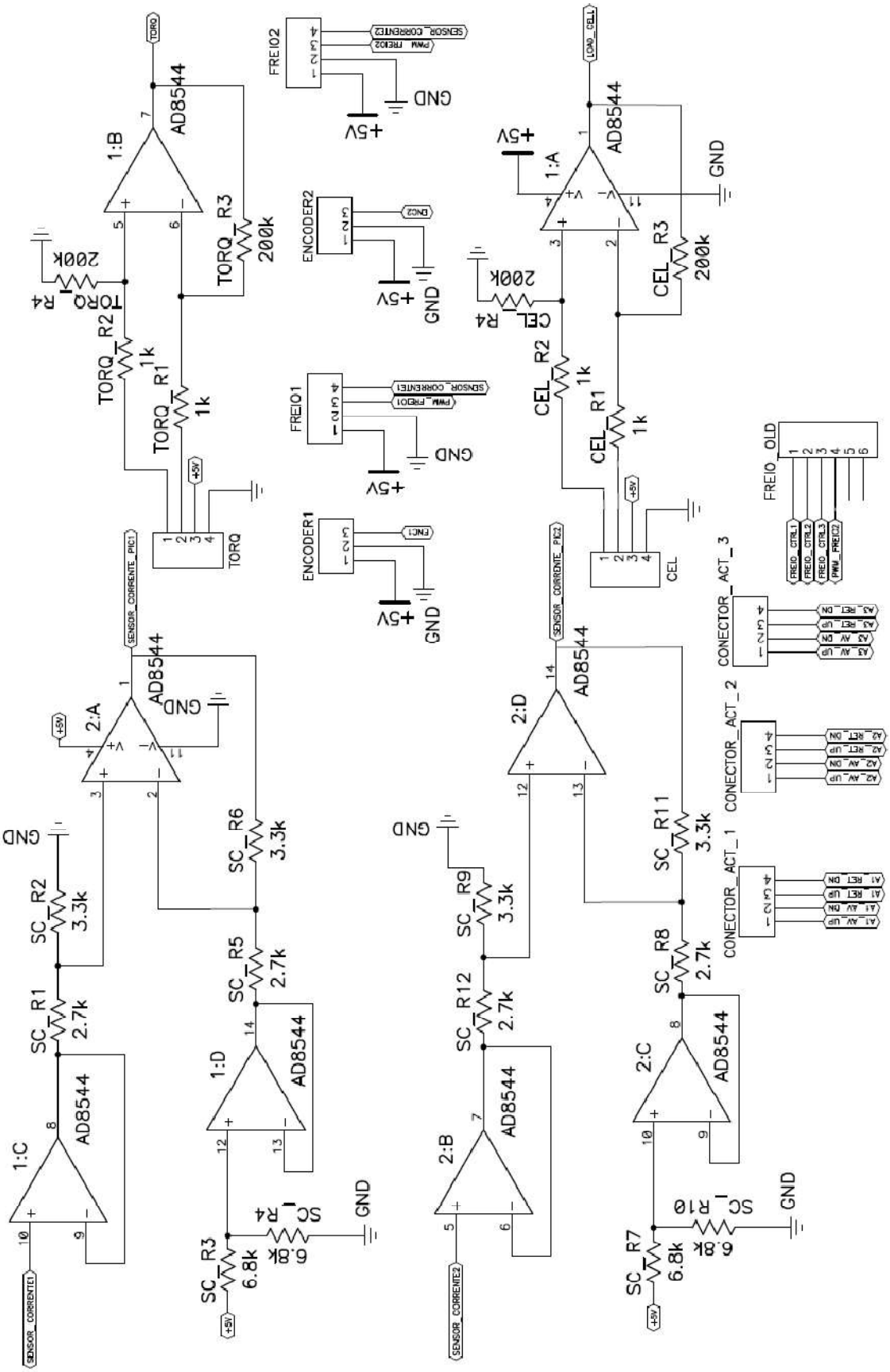


Figura E.6 – Circuito elétrico do módulo central contendo os condicionamentos de sinais para o dsPIC.

APÊNDICE F

F

O MICROCONTROLADOR dsPIC33EP256MU806

Os dados apresentados neste apêndice foram retirados do manual de referência do microcontrolador dsPIC33EP256MU806 (MICROCHIP TECHNOLOGY INC., 2012). Este dsPIC é um controlador de sinal digital de arquitetura 16-bits que possui núcleo capaz de até 70 MIPs (milhões de operações por segundo). Este dispositivo conta com 256 kB de memória flash para armazenamento do código de programa do usuário e 32 kB de memória RAM. Seu núcleo foi desenvolvido para executar algoritmos de filtros digitais, loops de controle digital de alta velocidade e precisão e processamento digital de áudio e imagem. A arquitetura permite também o controle de motores com alta performance e precisão possuindo 8 canais PWM dedicados para esta função.

Este modelo possui um total de 64 pinos, como mostrado na Figura F.1, dos quais 51 possuem função de entrada e saída. A tensão de operação padrão é de 3 a 3,6V, com alguns pinos tendo tolerância a até 5V. Outras características são:

- 24 canais analógicos para os dispositivos de 64 pinos e 32 para os de 100 pinos;
- Quatro módulos UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) para comunicação;
- Dois módulos de conversão analógico-digital independentes;
- Três comparadores analógicos;
- Frequência máxima de 60 MHz;
- Temperatura máxima de operação de 85°C;
- Bytes diretamente endereçáveis;
- 9 timers/contadores;

- 5 interruptores externos.

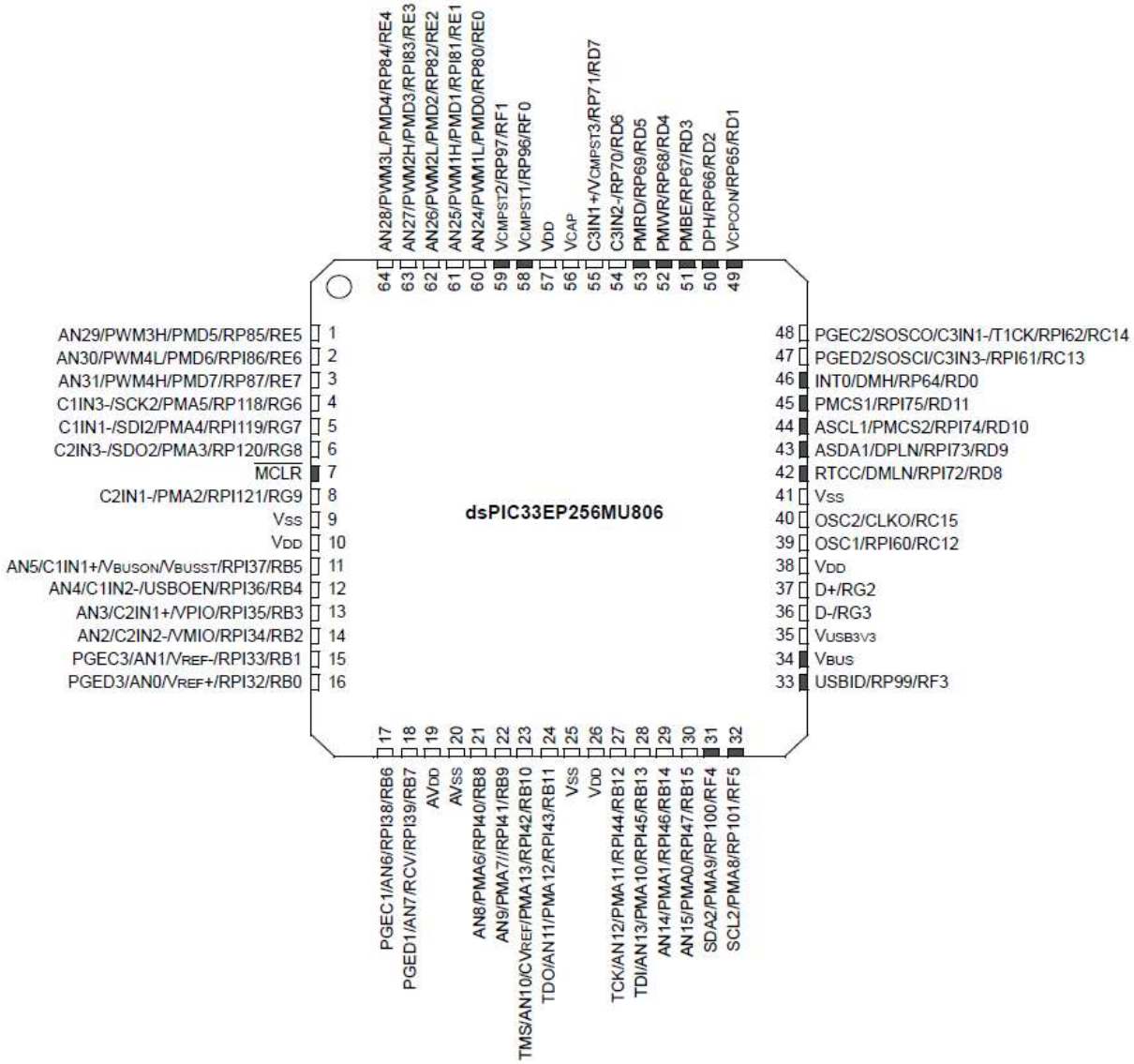


Figura F.1 – Disposição dos pinos do dsPIC utilizado. Os pinos destacados possuem tolerância até 5V. Fonte: Microchip Technology Inc. (2012).

APÊNDICE G

G

DADOS COMPLETOS DA CALIBRAÇÃO DO SENSOR DE CORRENTE

Tabela G.1 – Dados de corrente e tensão obtidos para a série 1.

Vel Angular (RPM)	Corrente Motor (A)						Tensão ACS (V)					
	Medidas					Média	Medidas					Média
100	0,68	0,60	0,66	0,67	0,67	0,66	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07
120	1,15	1,20	1,21	1,30	1,33	1,24	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
140	1,77	1,90	1,75	1,79	1,89	1,82	0,21	0,21	0,21	0,22	0,22	0,21
160	2,34	2,46	2,62	2,39	2,54	2,47	0,29	0,29	0,29	0,29	0,29	0,29
180	3,16	3,29	3,12	3,10	3,28	3,19	0,37	0,37	0,37	0,37	0,37	0,37
200	3,74	3,71	3,78	3,86	3,74	3,77	0,44	0,44	0,45	0,44	0,44	0,44
240	4,92	4,78	5,08	4,98	4,95	4,95	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57
280	6,04	5,96	6,23	6,20	6,08	6,10	0,72	0,71	0,71	0,73	0,72	0,72
320	7,42	7,26	7,38	7,14	7,20	7,28	0,86	0,86	0,86	0,86	0,86	0,86
360	8,60	8,42	8,44	8,56	8,49	8,50	1,01	1,00	0,99	0,99	0,99	1,00
400	9,52	9,56	9,35	9,53	9,58	9,51	1,13	1,12	1,12	1,12	1,12	1,12
440	10,58	10,58	10,38	10,38	10,48	10,48	1,25	1,24	1,24	1,24	1,24	1,24
480	11,58	11,38	11,58	11,38	11,08	11,40	1,36	1,36	1,35	1,34	1,34	1,35

Tabela G.2 – Dados de corrente e tensão obtidos para a série 2.

Vel Angular (RPM)	Corrente Motor (A)						Tensão ACS (V)					
	Medidas					Média	Medidas					Média
100	0,66	0,80	0,72	0,73	0,80	0,74	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07
120	1,28	1,11	1,23	1,17	1,33	1,22	0,13	0,13	0,13	0,14	0,13	0,13
140	1,77	1,81	1,69	1,77	1,78	1,76	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20
160	2,42	2,39	2,31	2,34	2,36	2,36	0,27	0,28	0,27	0,28	0,28	0,28
180	2,92	3,04	2,98	2,94	2,95	2,97	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35
200	3,45	3,41	3,59	3,48	3,52	3,49	0,41	0,41	0,41	0,40	0,42	0,41
240	4,62	4,73	4,74	4,75	4,62	4,70	0,55	0,55	0,56	0,55	0,55	0,55
280	5,91	5,78	5,84	5,98	5,93	5,89	0,69	0,70	0,69	0,70	0,69	0,69
320	7,20	6,99	7,08	7,23	7,09	7,12	0,84	0,84	0,84	0,83	0,83	0,84
360	8,33	8,41	8,36	8,24	8,36	8,34	0,97	0,98	0,98	0,98	0,97	0,98
400	9,41	9,43	9,32	9,21	9,22	9,32	1,11	1,10	1,10	1,09	1,09	1,10
440	10,40	10,09	10,30	10,60	10,50	10,38	1,23	1,22	1,22	1,22	1,21	1,22
480	11,50	11,50	11,30	11,20	11,30	11,36	1,34	1,34	1,33	1,33	1,32	1,33

Tabela G.3 – Dados de corrente e tensão obtidos para a série 3.

Vel Angular (RPM)	Corrente Motor (A)						Tensão ACS (V)					
	Medidas					Média	Medidas					Média
100	0,76	0,75	0,64	0,70	0,78	0,73	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07
120	1,17	1,16	1,13	1,22	1,35	1,21	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
140	1,84	1,86	1,94	1,95	1,94	1,91	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22
160	2,53	2,53	2,54	2,53	2,50	2,52	0,29	0,29	0,29	0,29	0,29	0,29
180	3,20	3,09	3,19	3,22	3,11	3,17	0,37	0,37	0,37	0,37	0,37	0,37
200	3,74	3,70	3,87	3,71	3,77	3,76	0,44	0,45	0,44	0,45	0,44	0,44
240	4,94	5,01	4,96	4,99	5,01	4,98	0,59	0,59	0,59	0,59	0,59	0,59
280	6,30	6,35	6,26	6,19	6,28	6,28	0,74	0,74	0,74	0,74	0,74	0,74
320	7,12	7,39	7,31	7,51	7,50	7,37	0,88	0,88	0,88	0,87	0,87	0,88
360	8,30	8,44	8,42	8,45	8,35	8,40	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
400	9,53	9,71	9,63	9,78	9,71	9,67	1,14	1,14	1,14	1,14	1,13	1,14
440	10,60	10,70	10,60	10,50	10,50	10,58	1,27	1,25	1,25	1,24	1,24	1,25
480	11,61	11,61	11,51	11,31	11,21	11,45	1,38	1,37	1,36	1,35	1,35	1,36

Tabela G.4 – Dados de torque resistivo do motor CC obtidos para todas as séries.

Vel Angular (RPM)	Torque Motor CC (N.m)			
	Série 1	Série 2	Série 3	Média
100	0,24	0,12	0,27	0,21
120	0,35	0,29	0,16	0,26
140	0,38	0,36	0,36	0,37
160	0,53	0,47	0,56	0,52
180	0,61	0,64	0,84	0,70
200	0,56	0,58	0,75	0,63
240	0,94	0,89	1,07	0,97
280	1,13	1,01	1,28	1,14
320	1,40	1,34	1,44	1,39
360	1,63	1,46	1,57	1,55
400	1,80	1,81	1,93	1,85
440	2,02	1,85	2,09	1,99
480	2,14	2,27	2,11	2,17

Tabela G.5 – Dados de torque de inércia do motor de indução obtidos para todas as séries.

Vel Angular (RPM)	Torque Inercia Motor Indução (N.m)			
	Série 1	Série 2	Série 3	Média
100	0,23	-	0,23	0,23
120	0,17	-	0,22	0,20
140	0,05	0,24	0,29	0,19
160	0,16	-	0,24	0,17
180	0,19	0,28	0,16	0,21
200	0,18	0,33	0,15	0,22
240	0,20	0,24	0,19	0,21
280	0,24	0,16	0,20	0,20
320	0,21	0,15	0,25	0,20
360	0,10	0,16	0,13	0,13
400	0,22	0,17	0,31	0,23
440	-	0,14	0,14	0,14
480	0,14	0,17	0,08	0,13

APÊNDICE H

H

DADOS COMPLETOS OBTIDOS NA REALIZAÇÃO DOS PROTOCOLOS DE AVALIAÇÃO

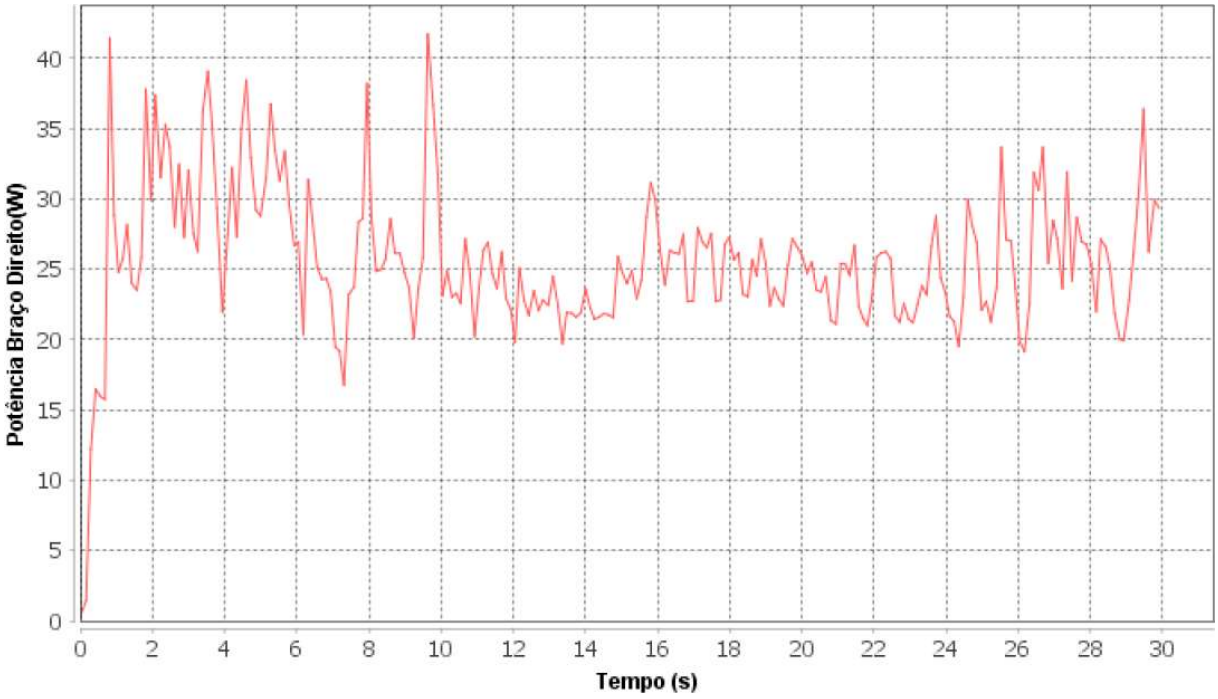


Figura H.1 – Potência medida para o voluntário 1.

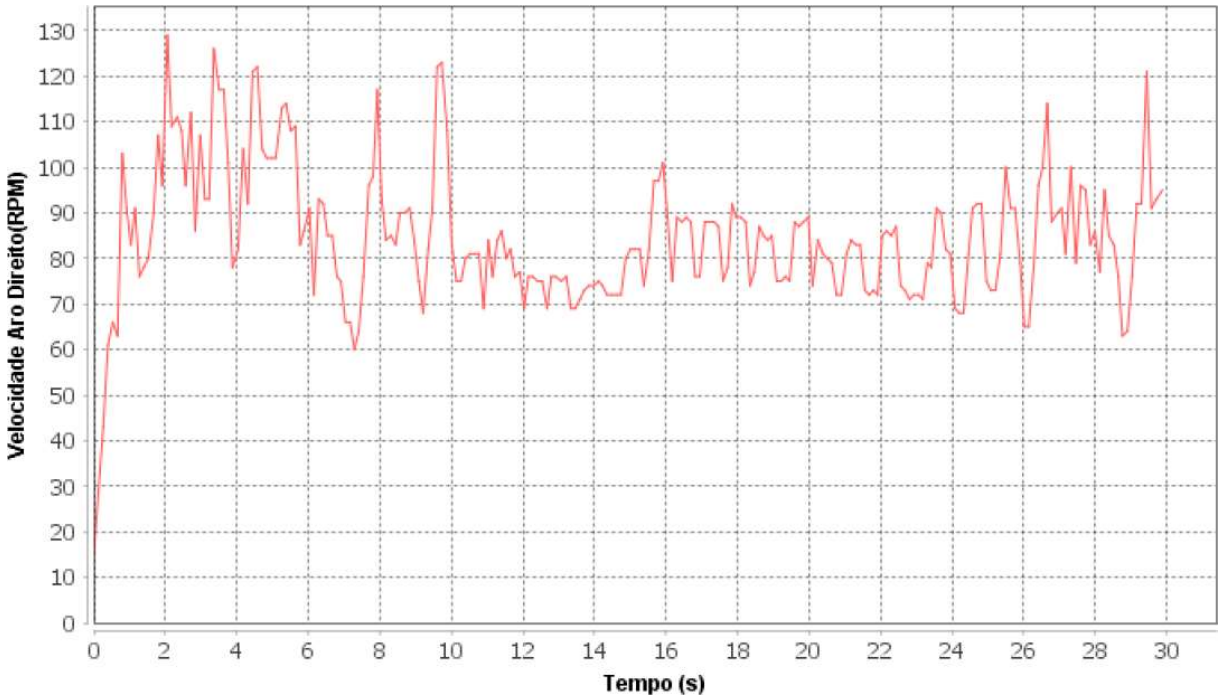


Figura H.2 – Velocidade angular medida para o voluntário 1.

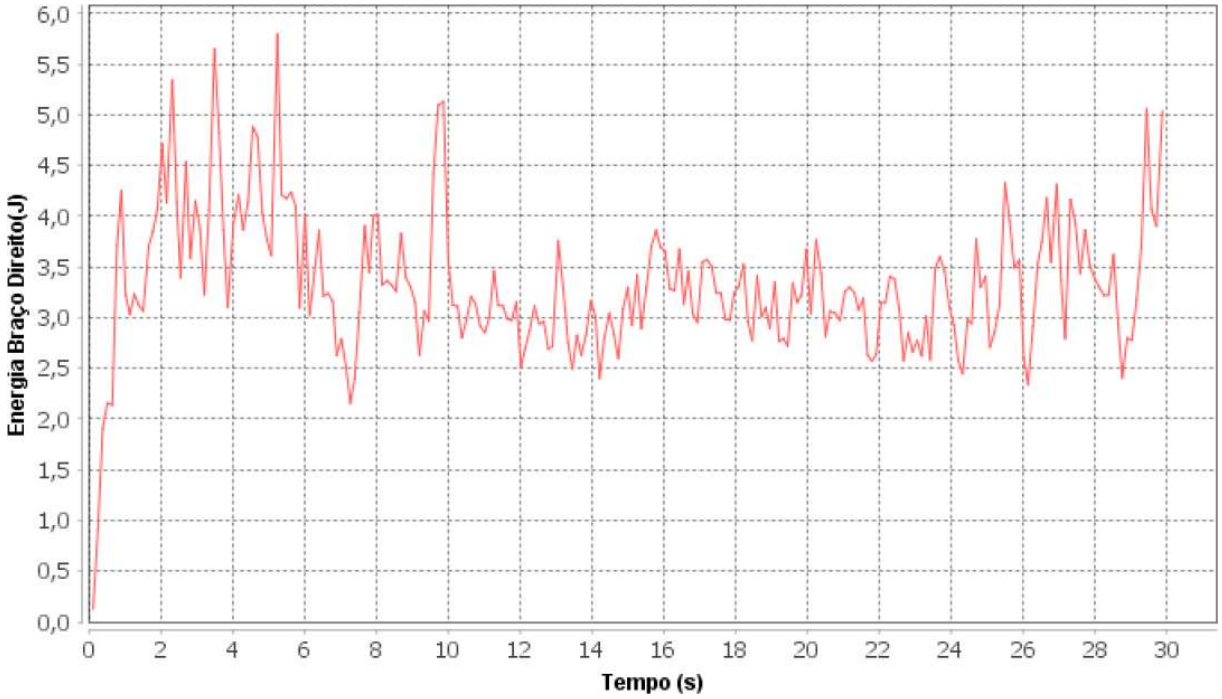


Figura H.3 – Energia calculada para o voluntário 1.

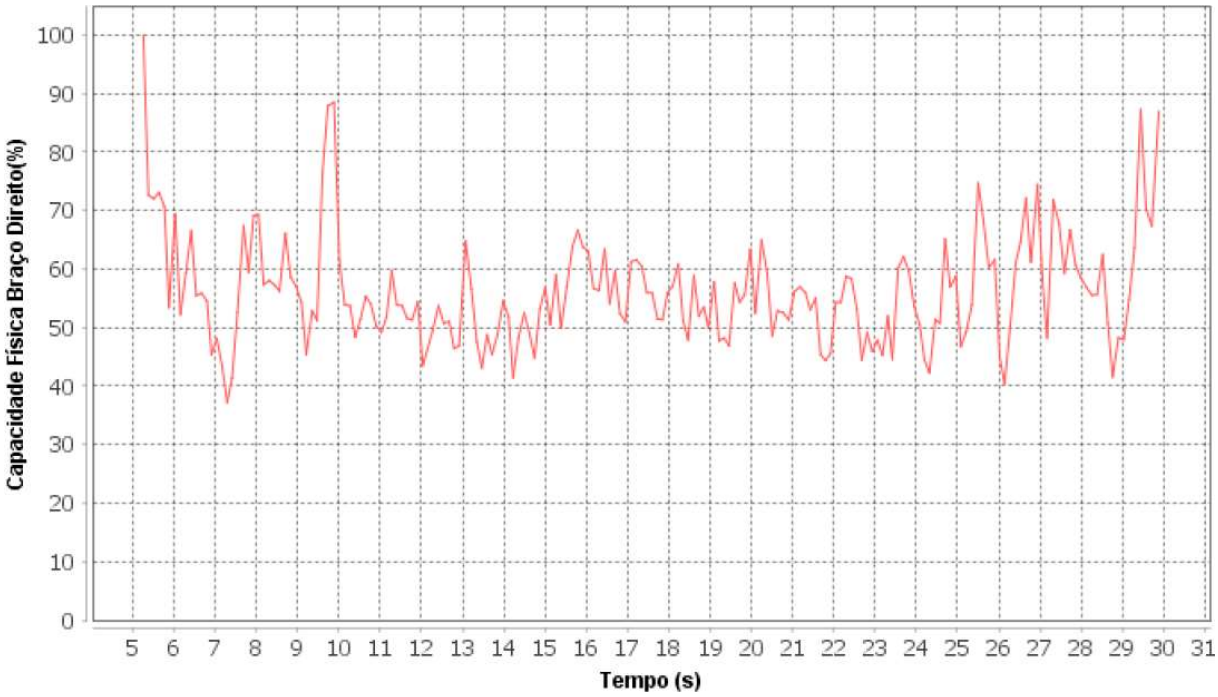


Figura H.4 – Capacidade física calculada para o voluntário 1.

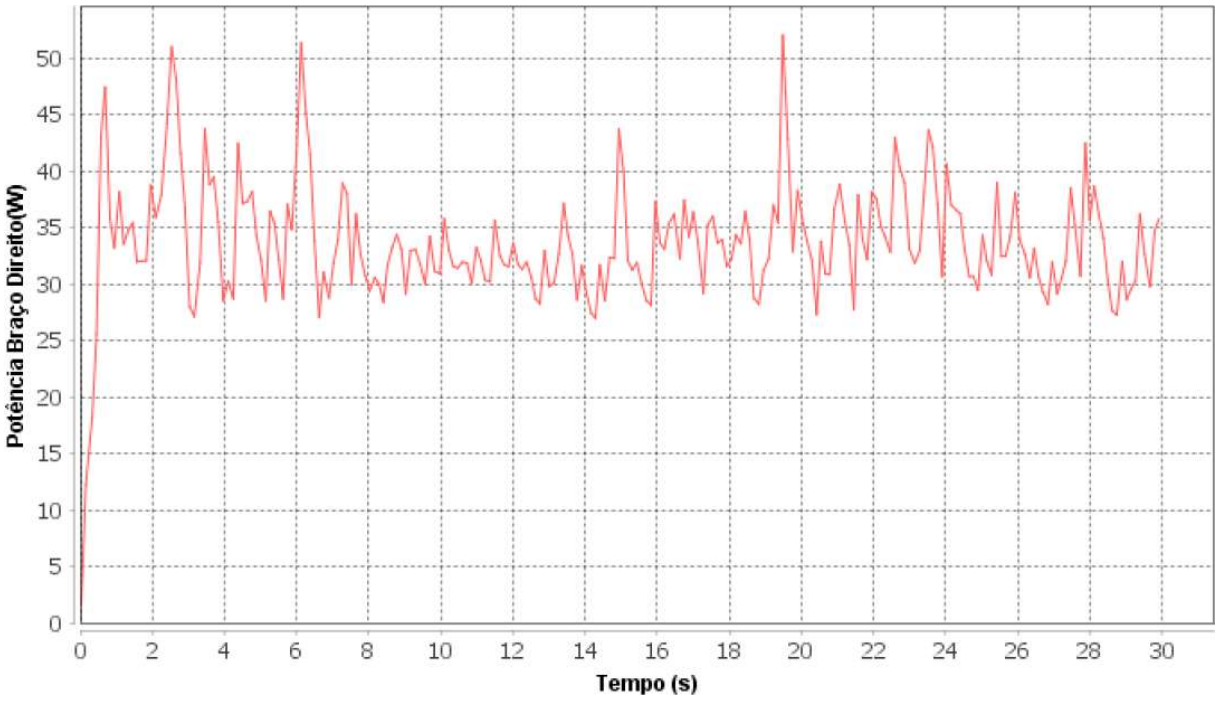


Figura H.5 – Potência medida para o voluntário 2.

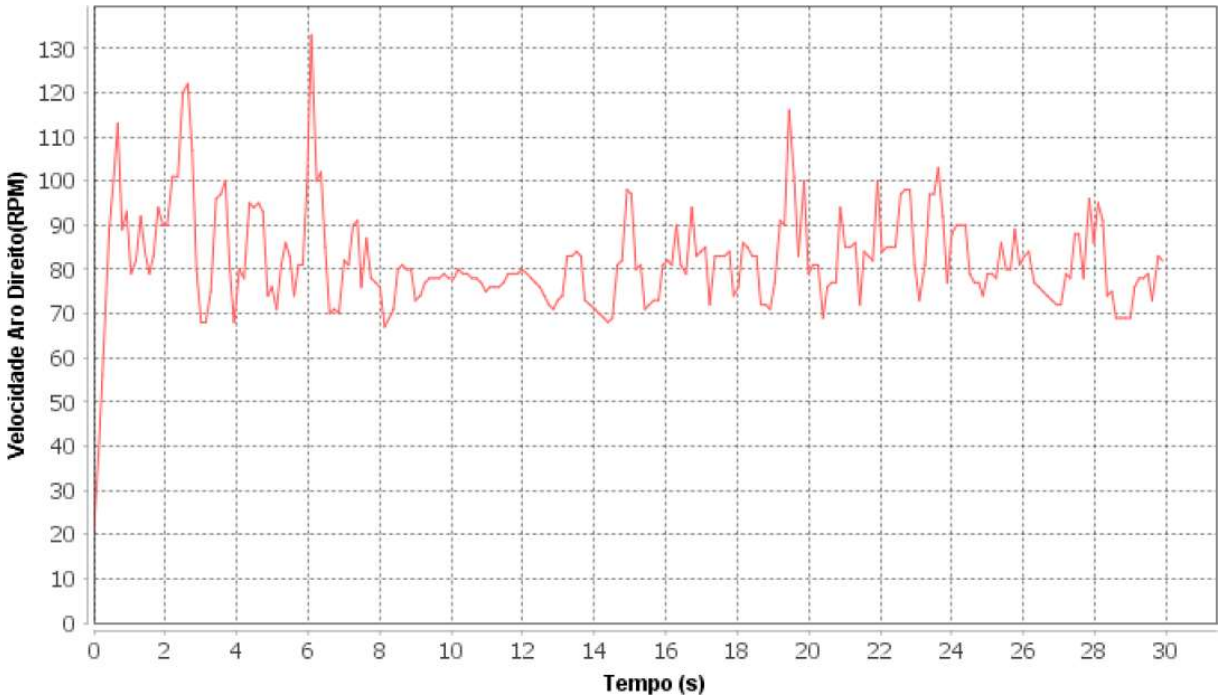


Figura H.6 – Velocidade angular medida para o voluntário 2.

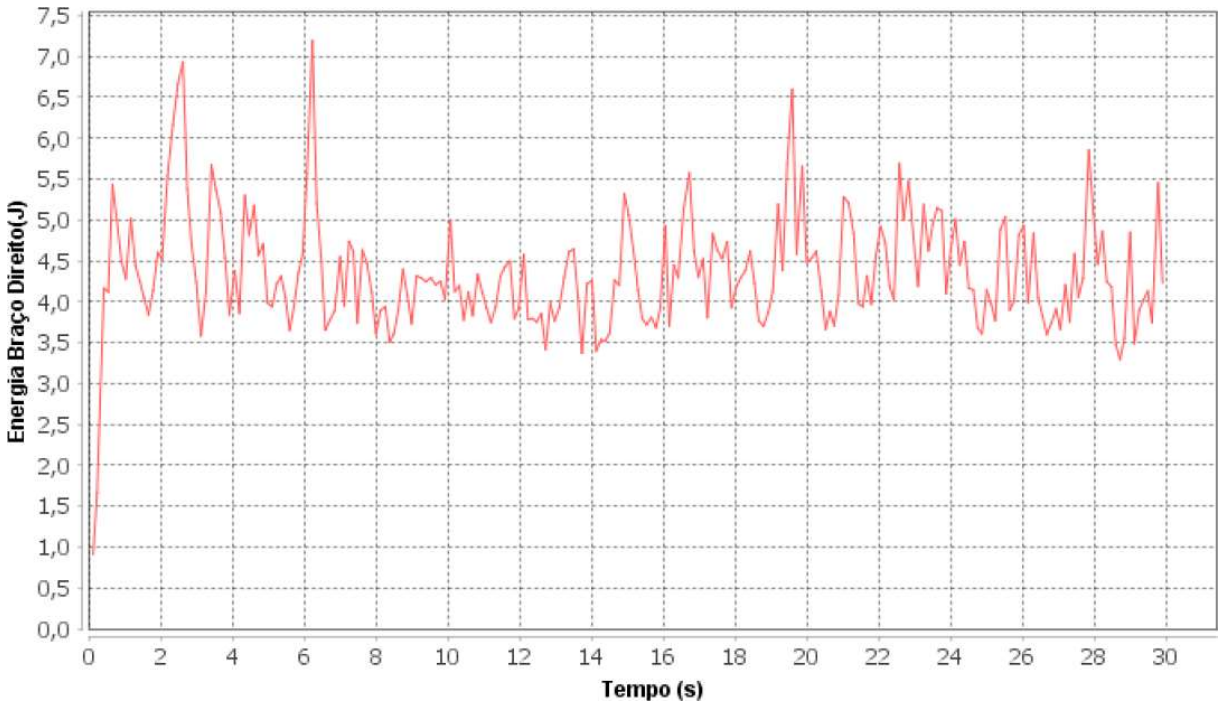


Figura H.7 – Energia calculada para o voluntário 2.

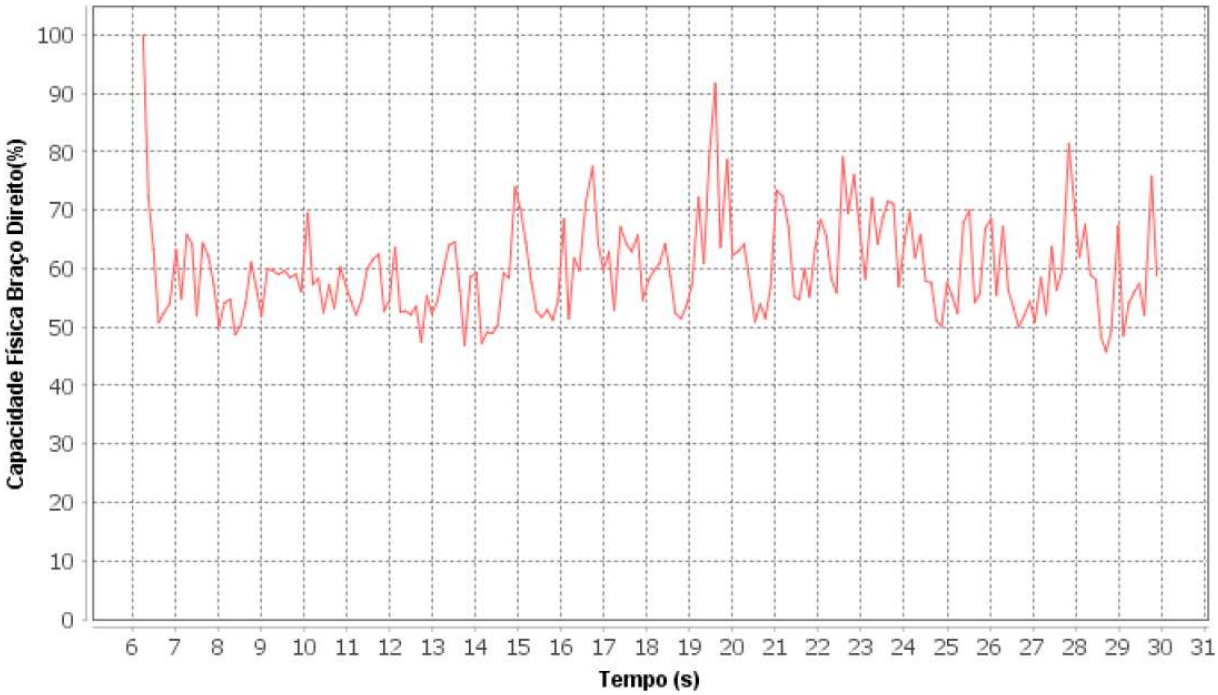


Figura H.8 – Capacidade física calculada para o voluntário 2.

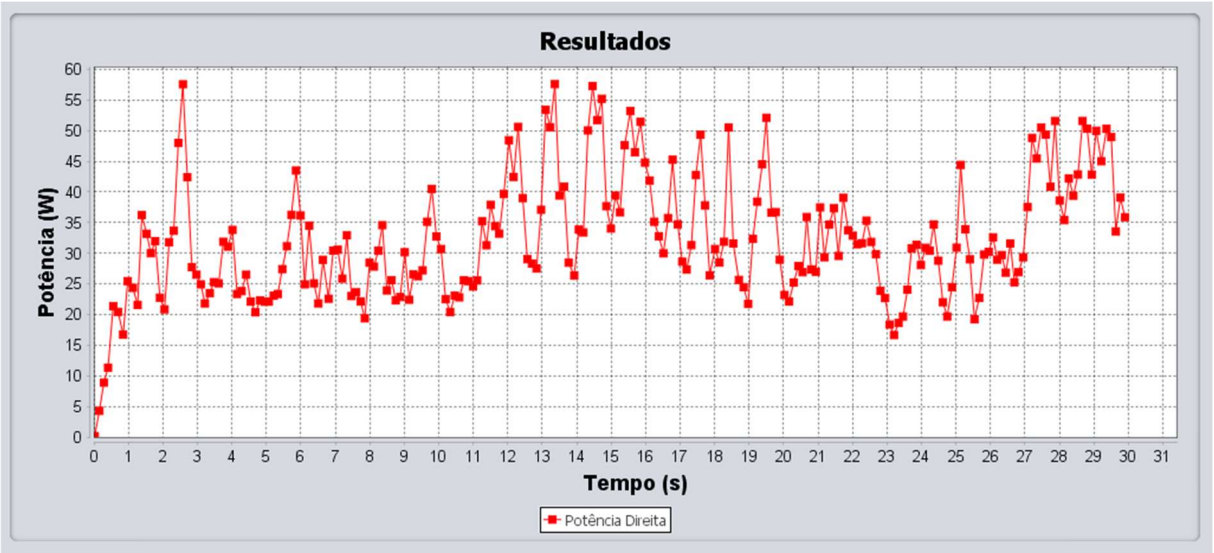


Figura H.9 – Potência medida para o voluntário 3.

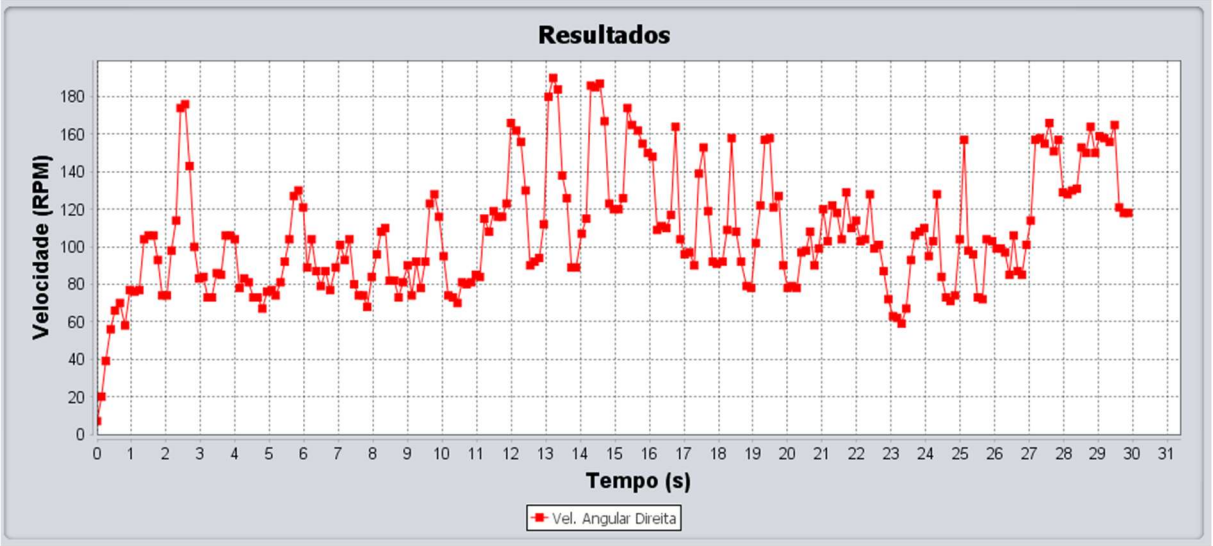


Figura H.10 – Velocidade angular medida para o voluntário 3.

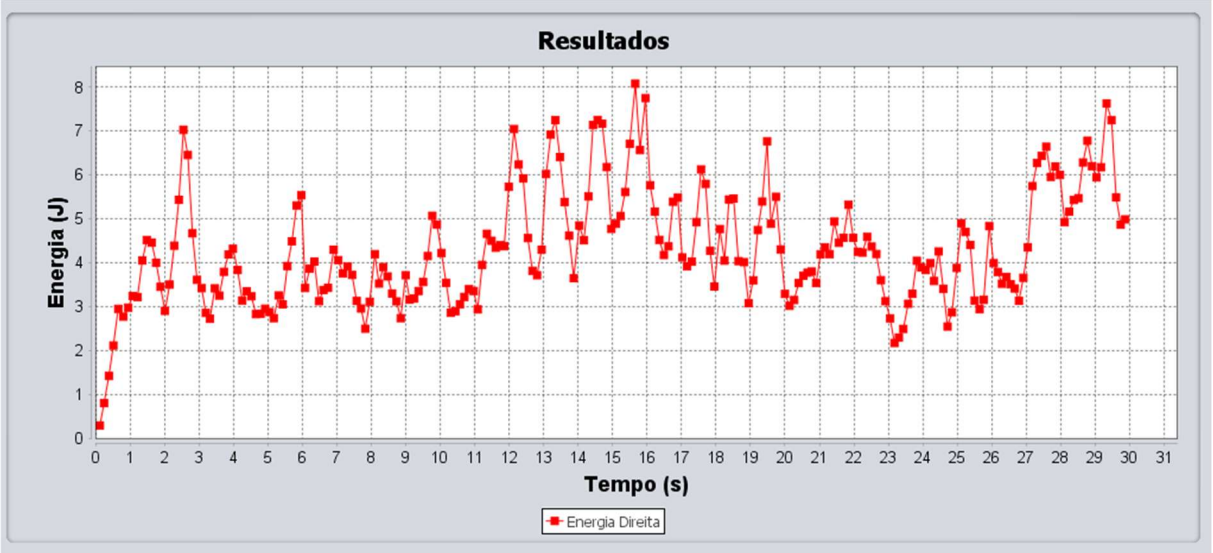


Figura H.11 – Energia calculada para o voluntário 3.

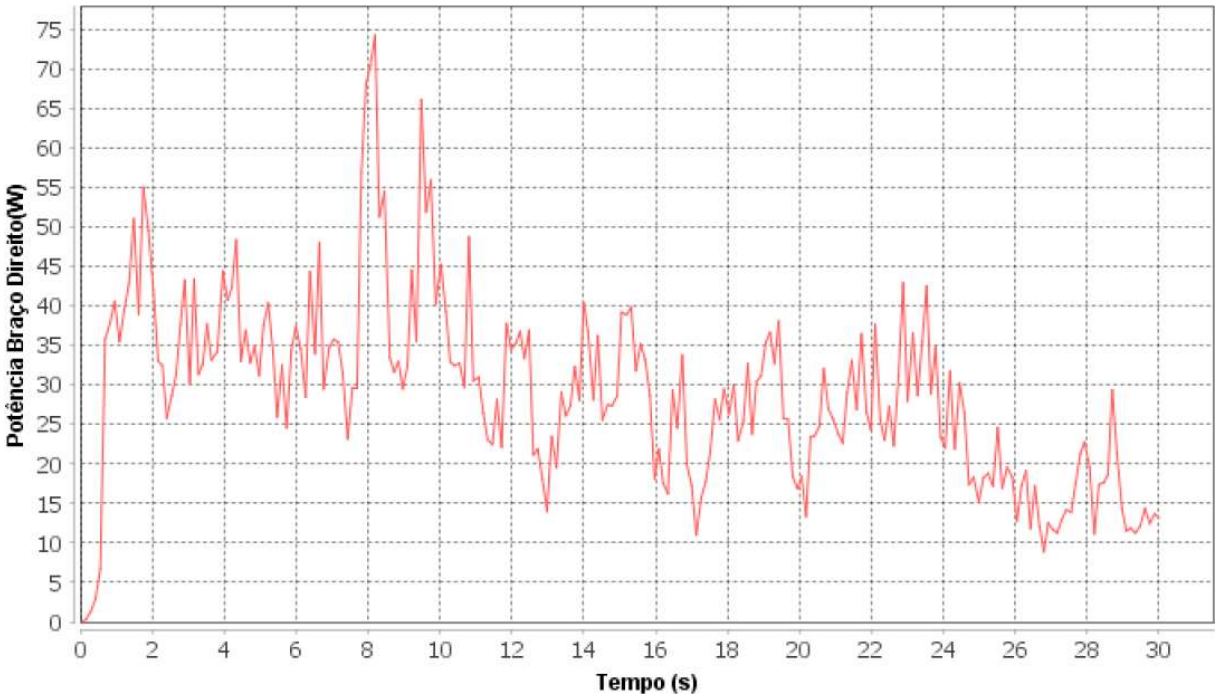


Figura H.12 – Potência medida para o voluntário 4.

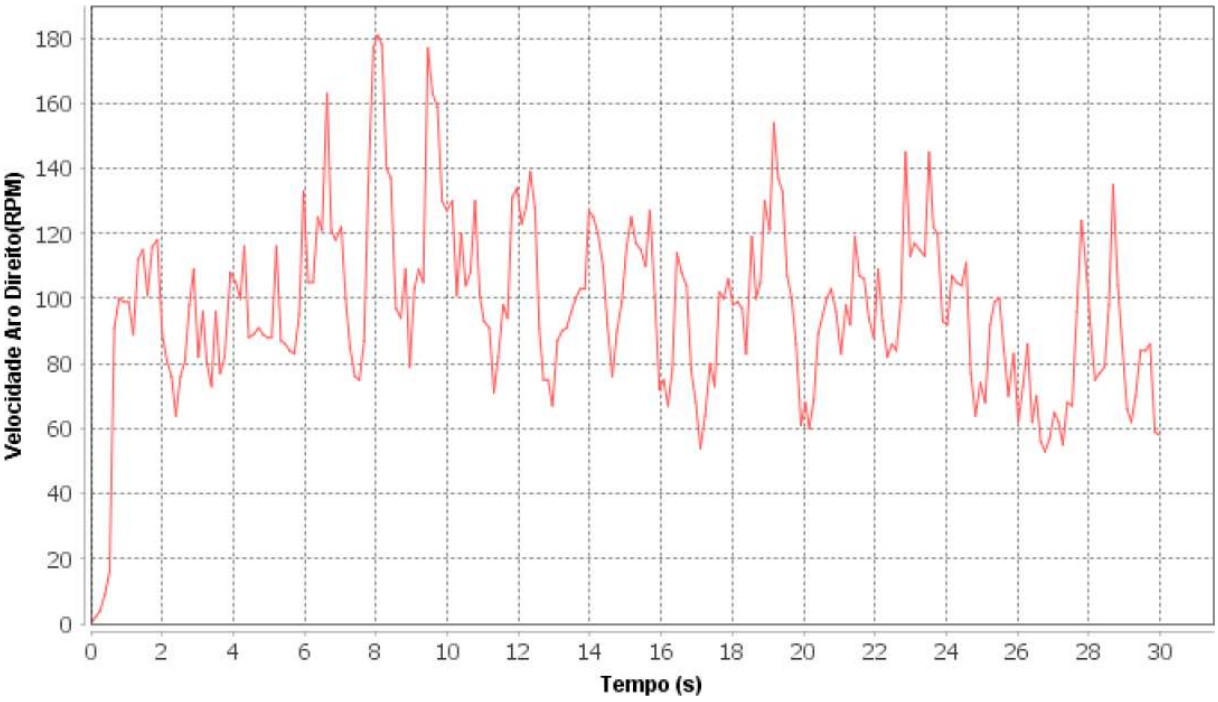


Figura H.13 – Velocidade angular medida para o voluntário 4.

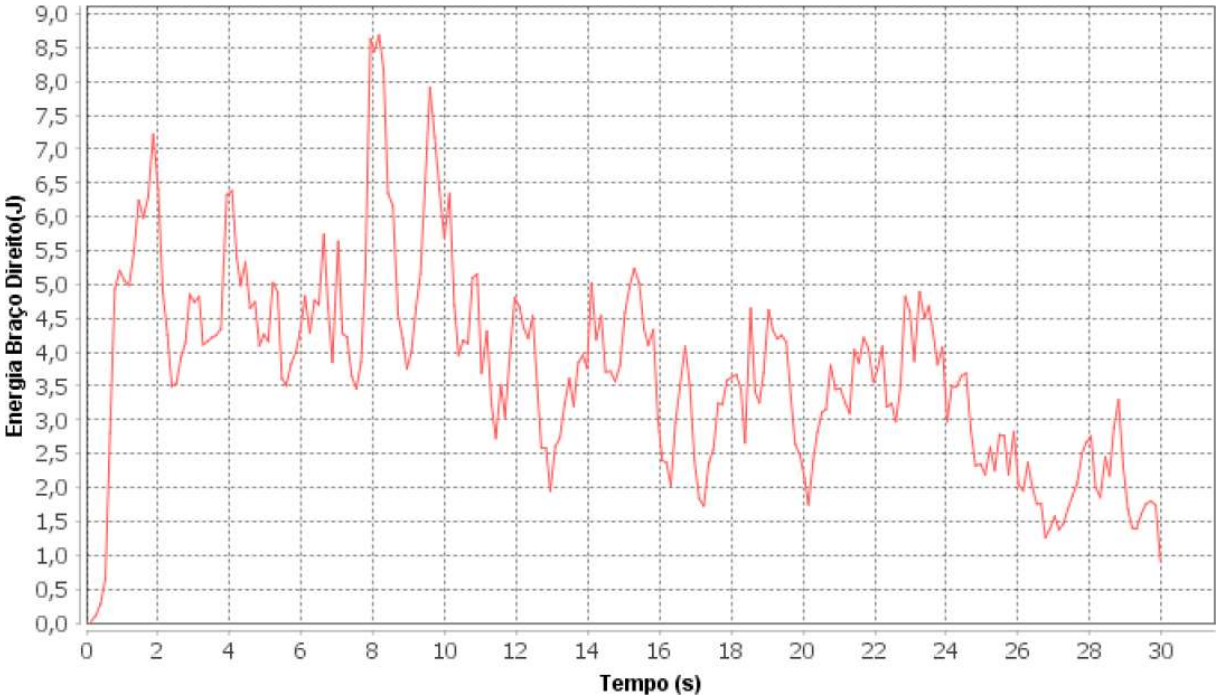


Figura H.14 – Energia calculada para o voluntário 4.

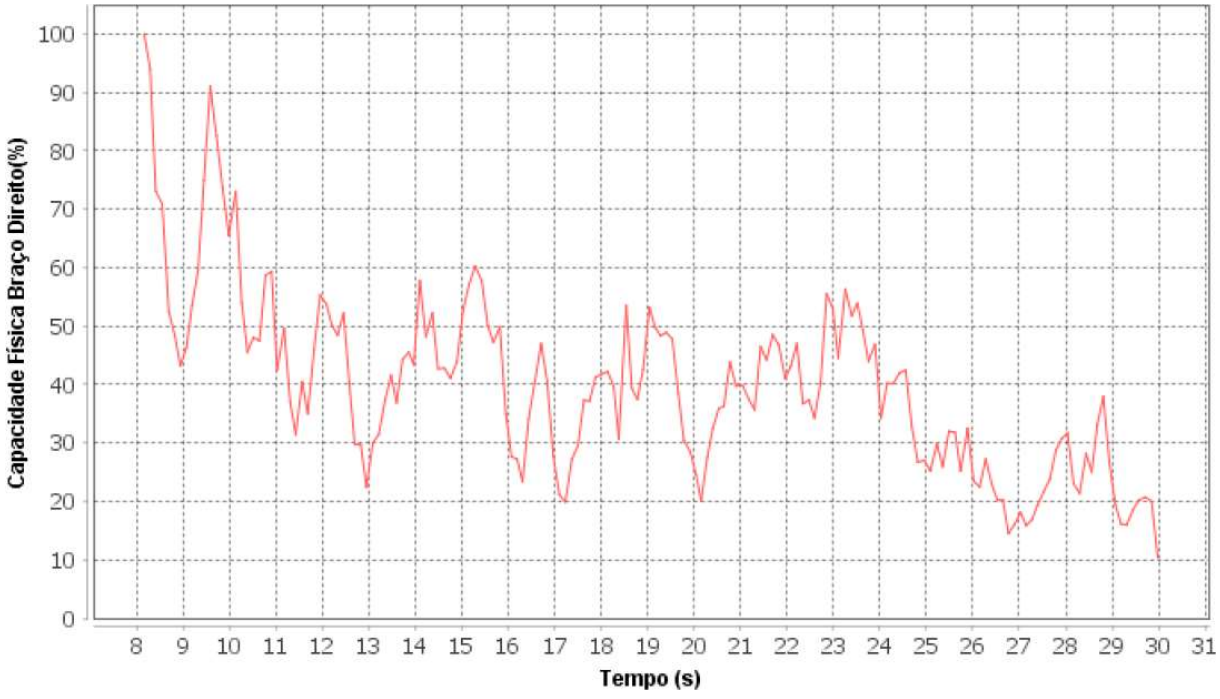


Figura H.15 – Capacidade física calculada para o voluntário 4.

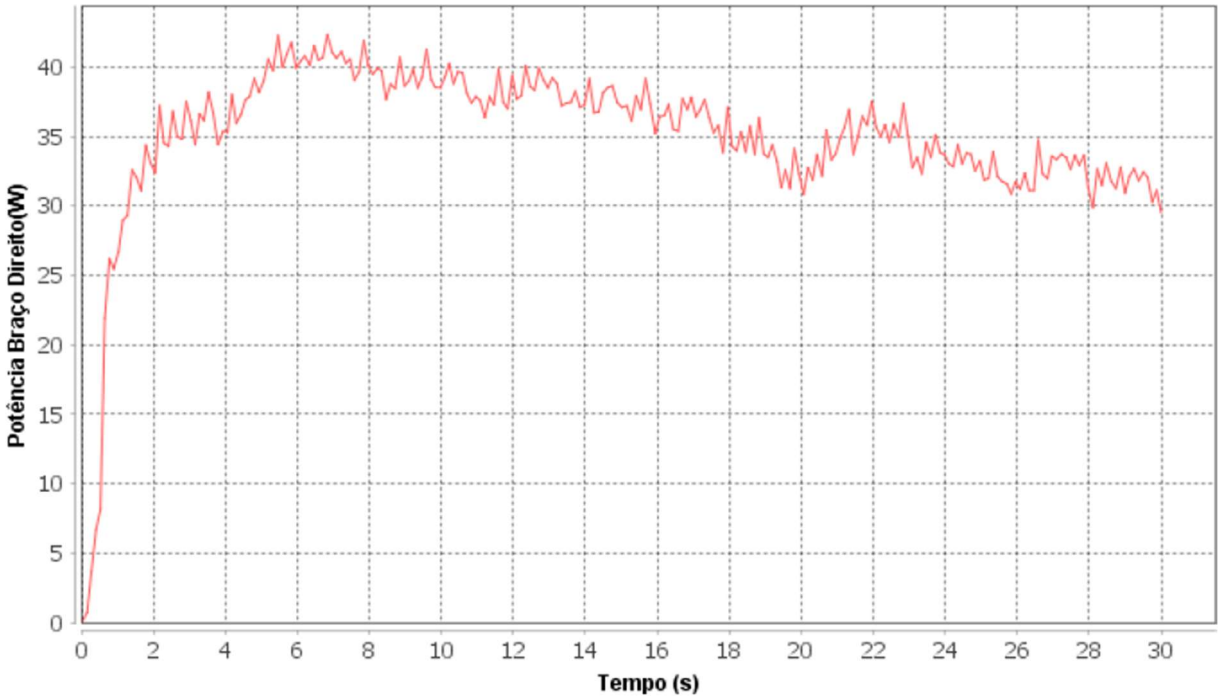


Figura H.16 – Potência medida para o voluntário 5.

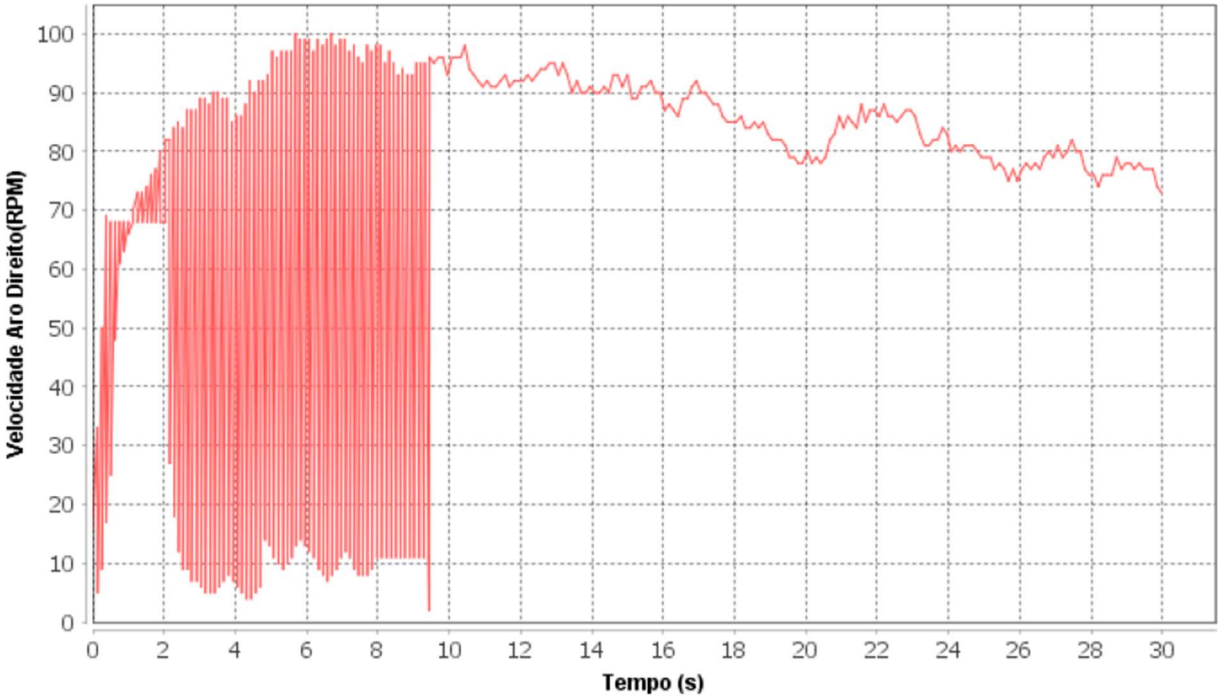


Figura H.17 – Velocidade angular medida para o voluntário 5.

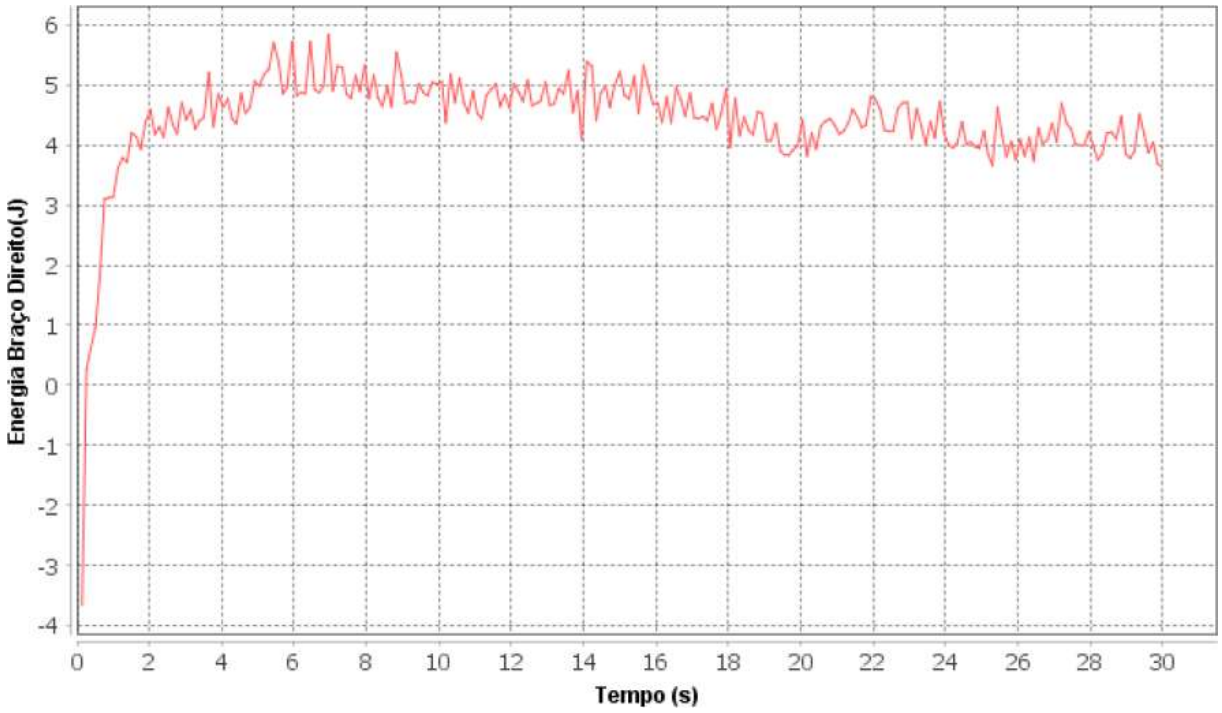


Figura H.18 – Energia calculada para o voluntário 5.

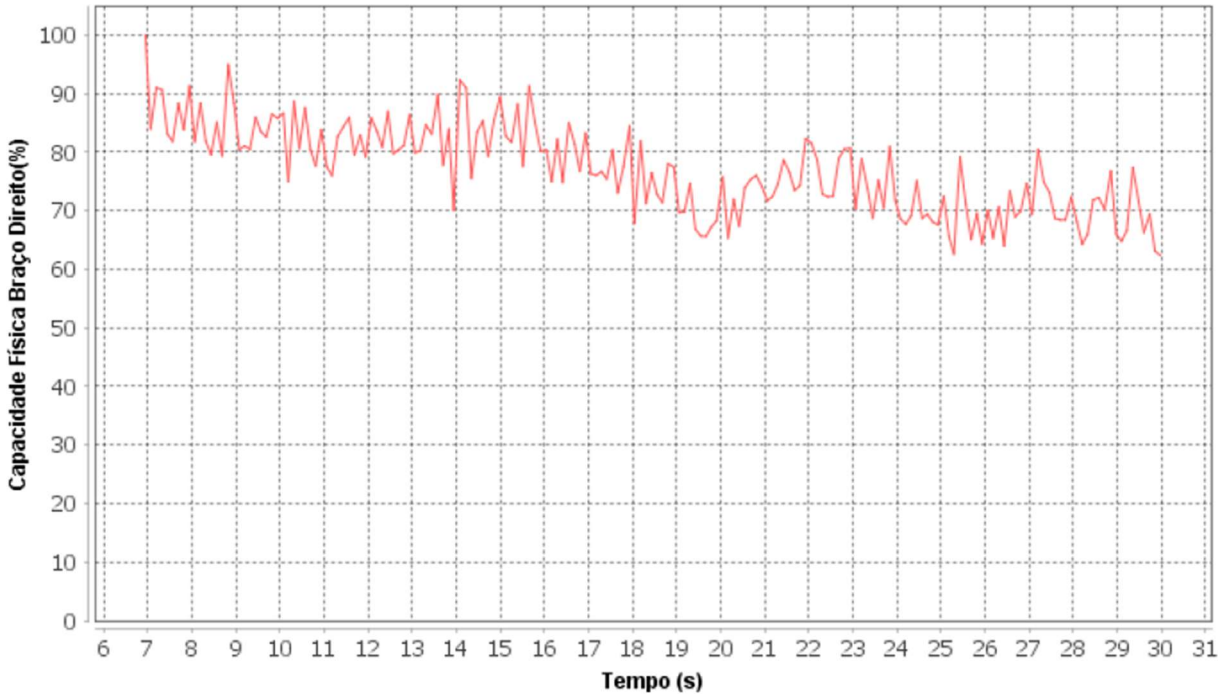


Figura H.19 – Capacidade física calculada para o voluntário 5.

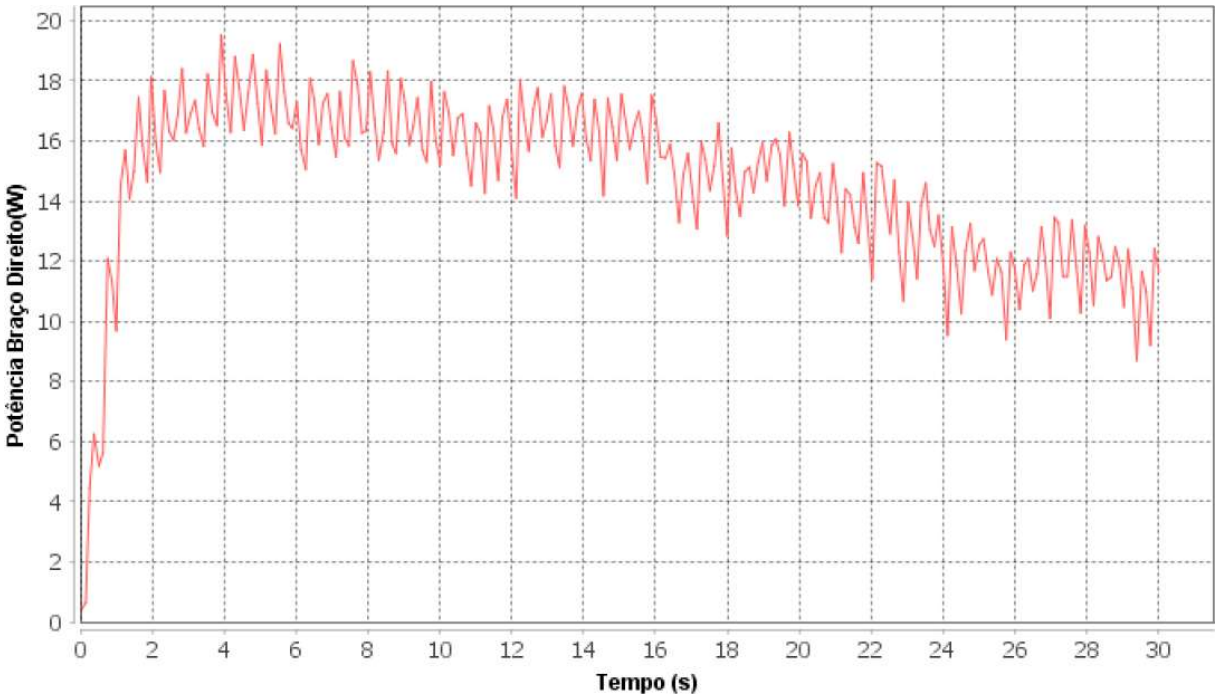


Figura H.20 – Potência medida para o voluntário 6.

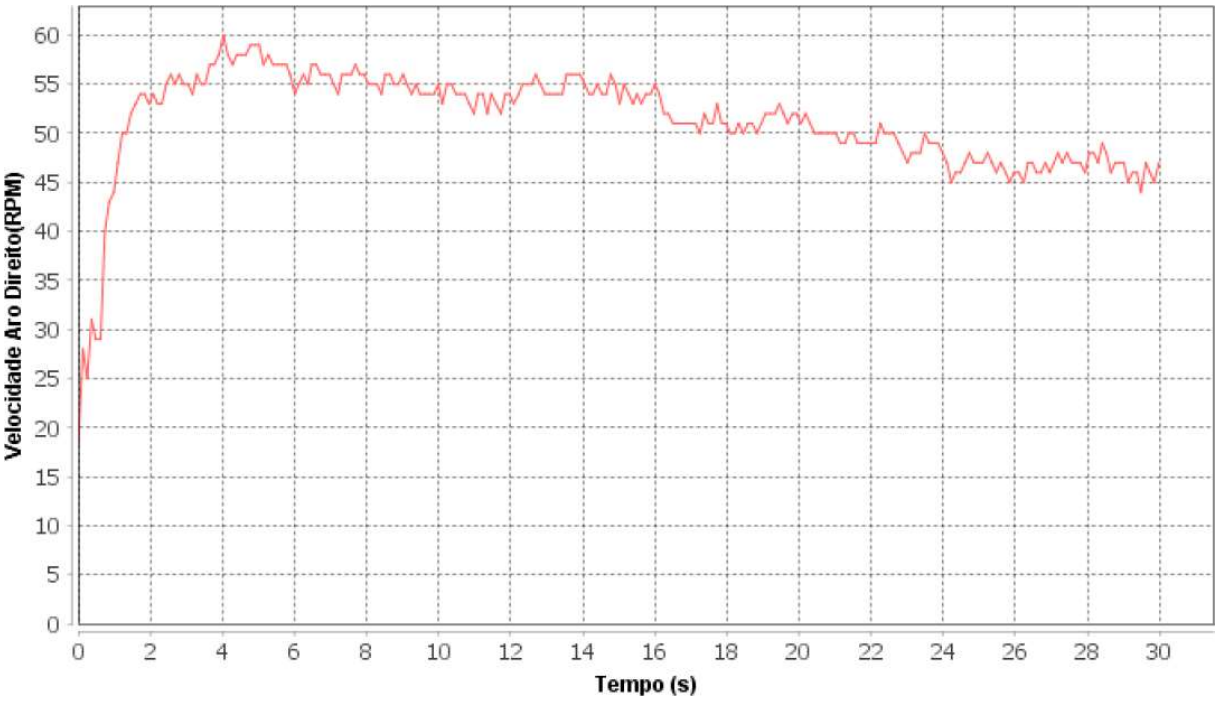


Figura H.21 – Velocidade angular medida para o voluntário 6.

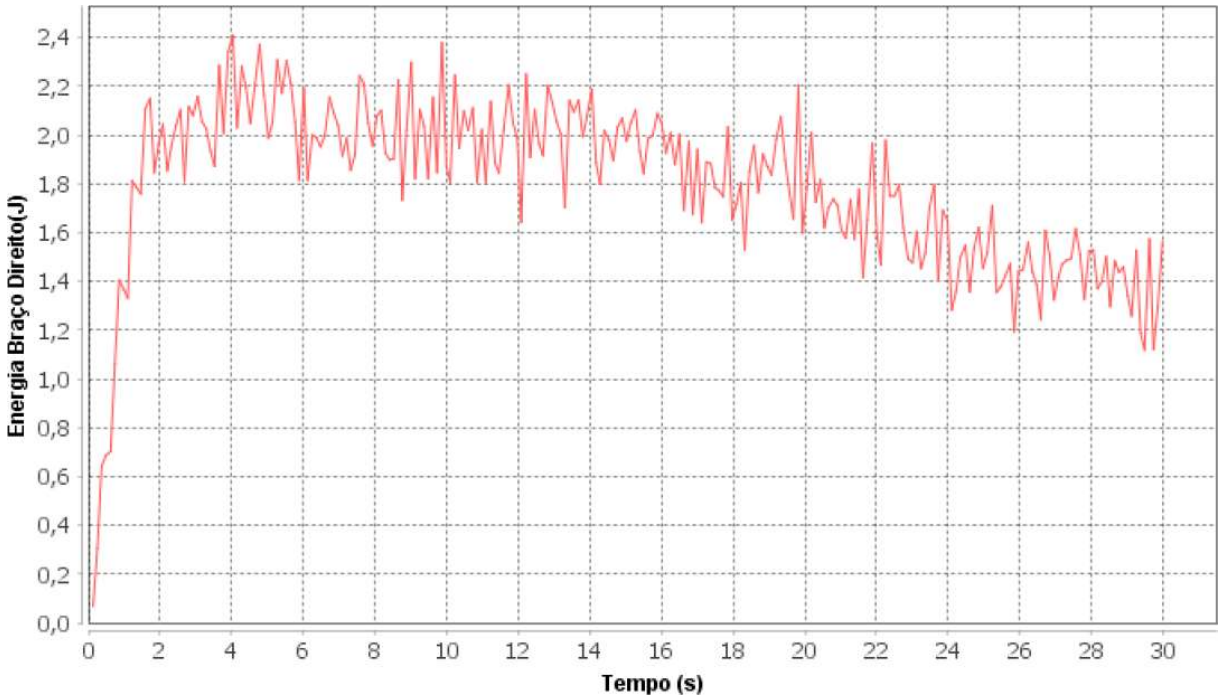


Figura H.22 – Energia calculada para o voluntário 6.

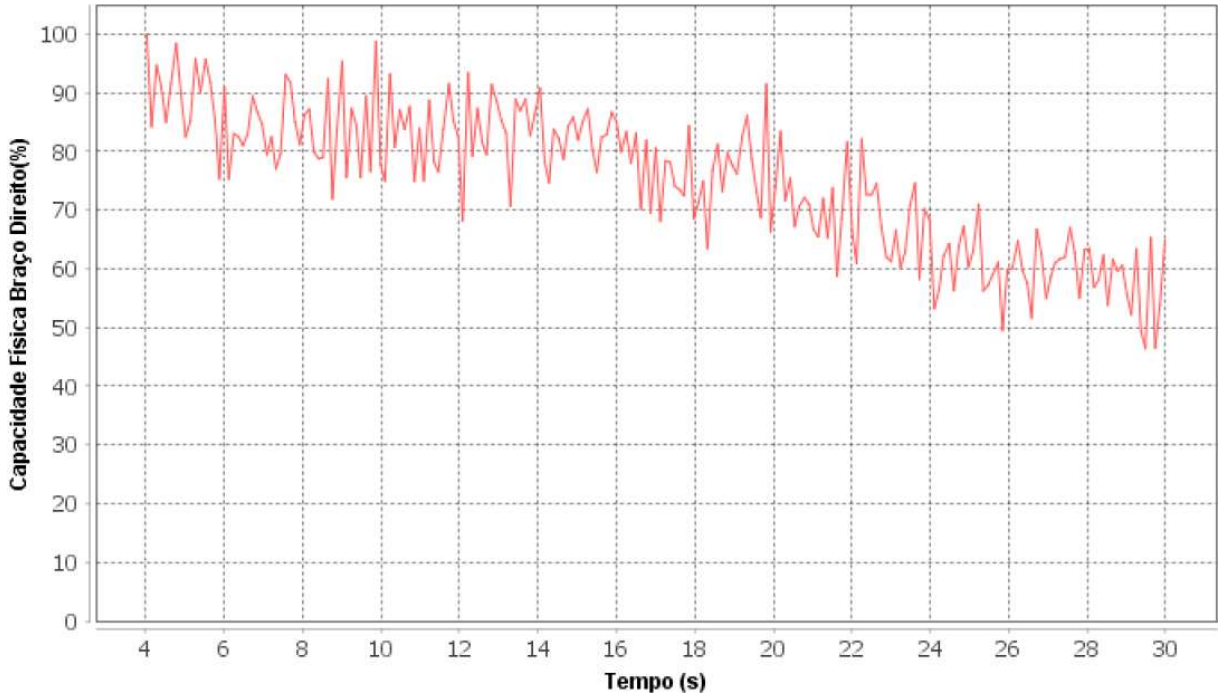


Figura H.23 – Capacidade física calculada para o voluntário 6.

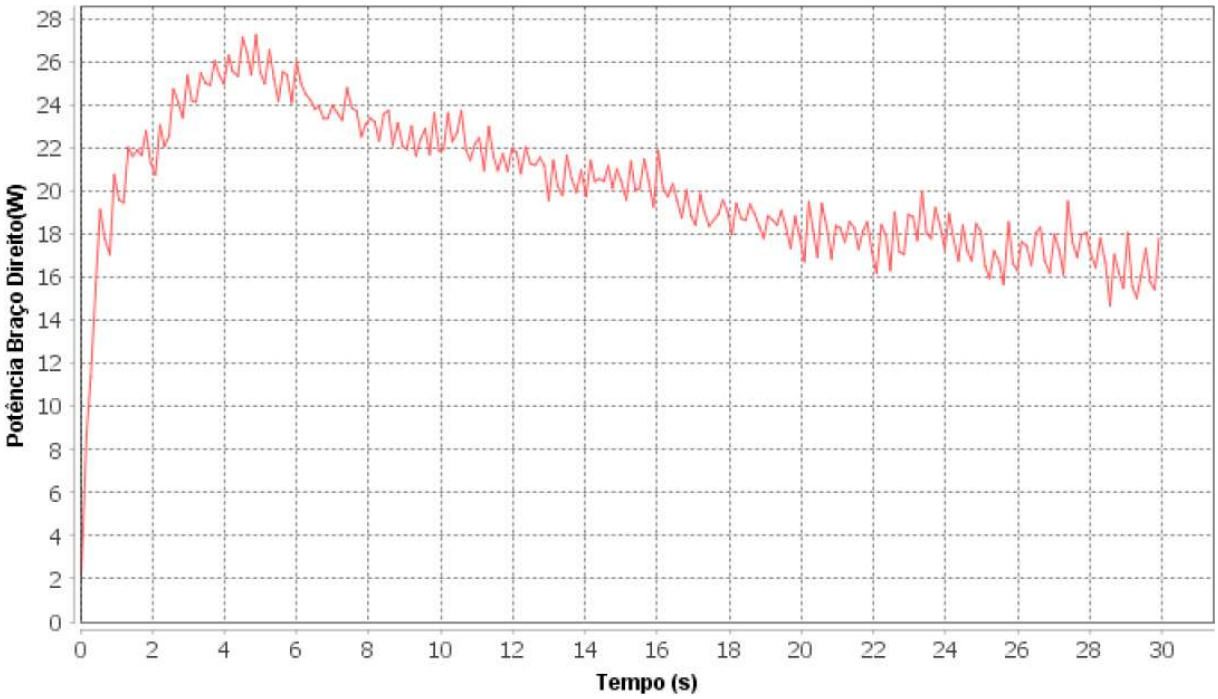


Figura H.24 – Potência medida para o voluntário 7.

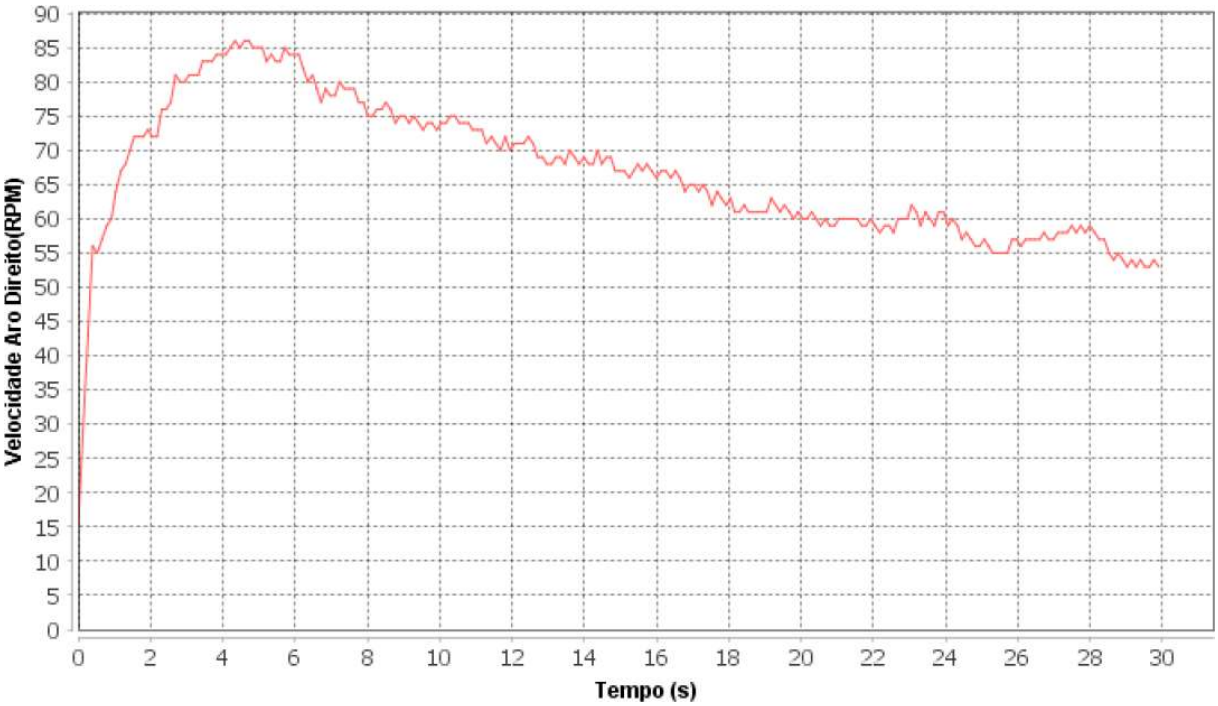


Figura H.25 – Velocidade angular medida para o voluntário 7.

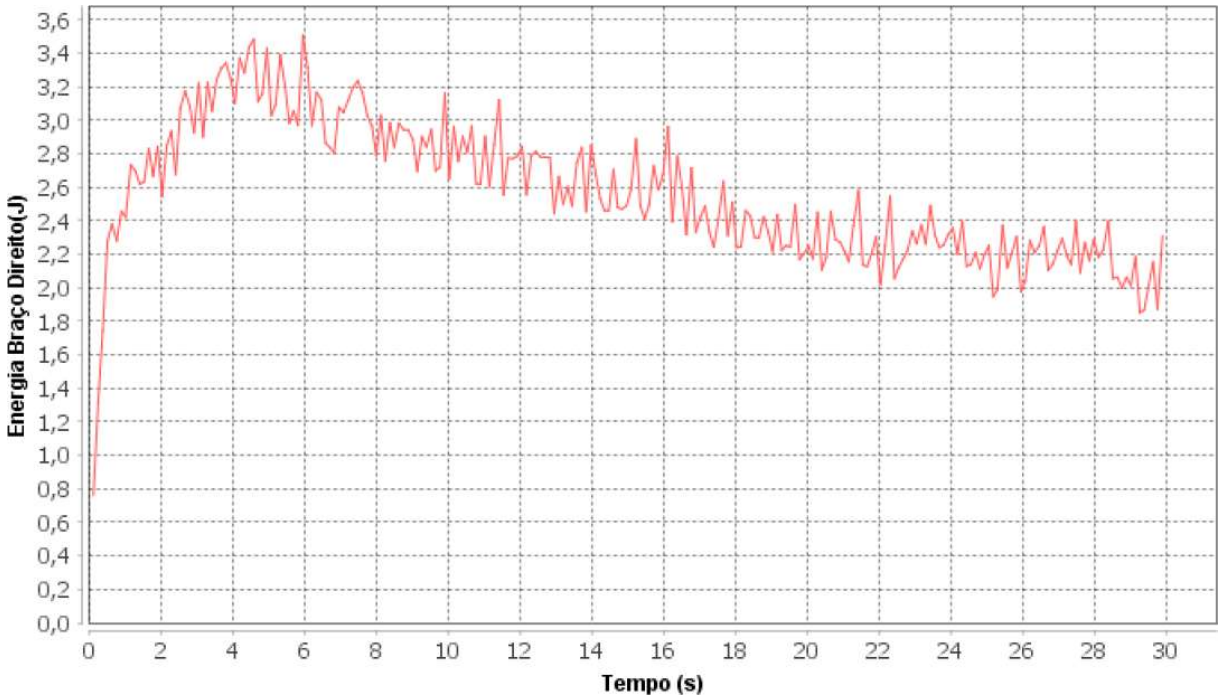


Figura H.26 – Energia calculada para o voluntário 7.

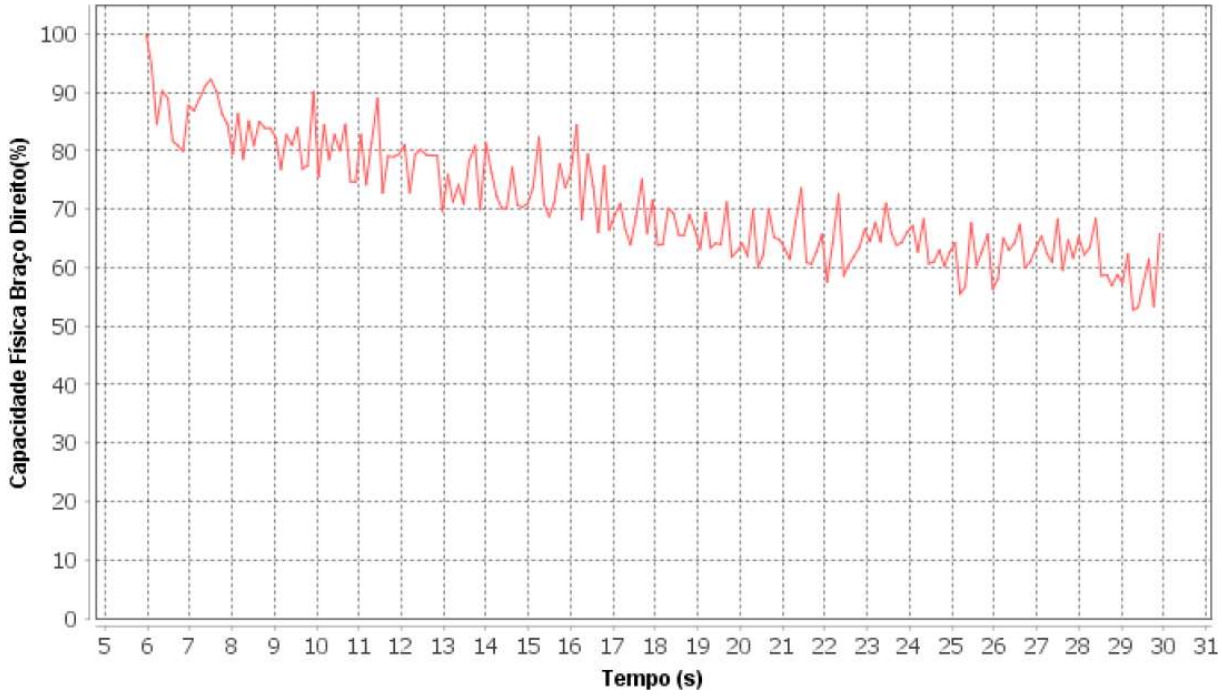


Figura H.27 – Capacidade física calculada para o voluntário 7.

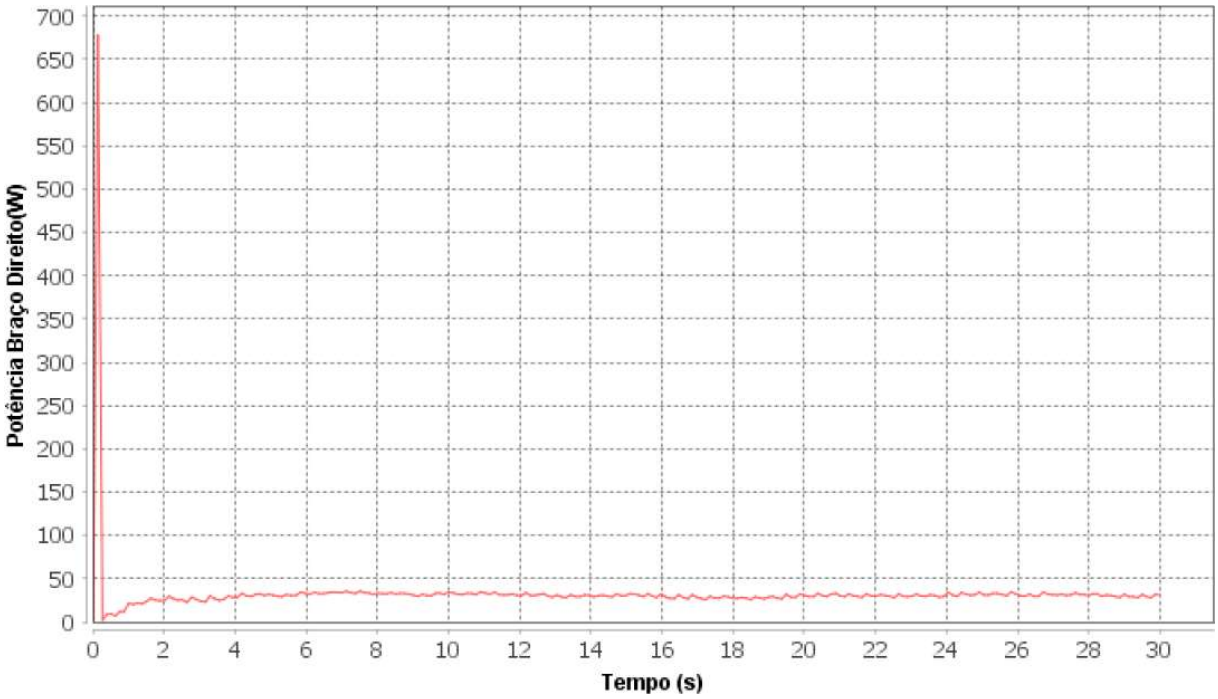


Figura H.28 – Potência medida para o voluntário 8.

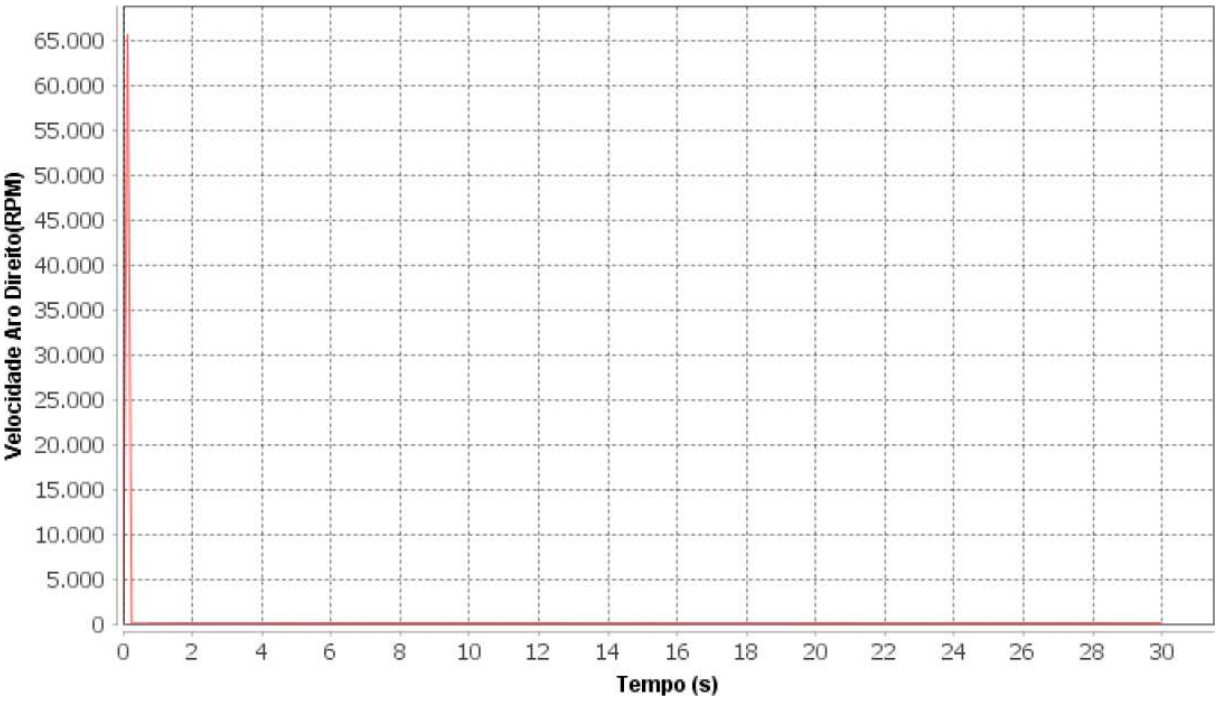


Figura H.29 – Velocidade angular medida para o voluntário 8.

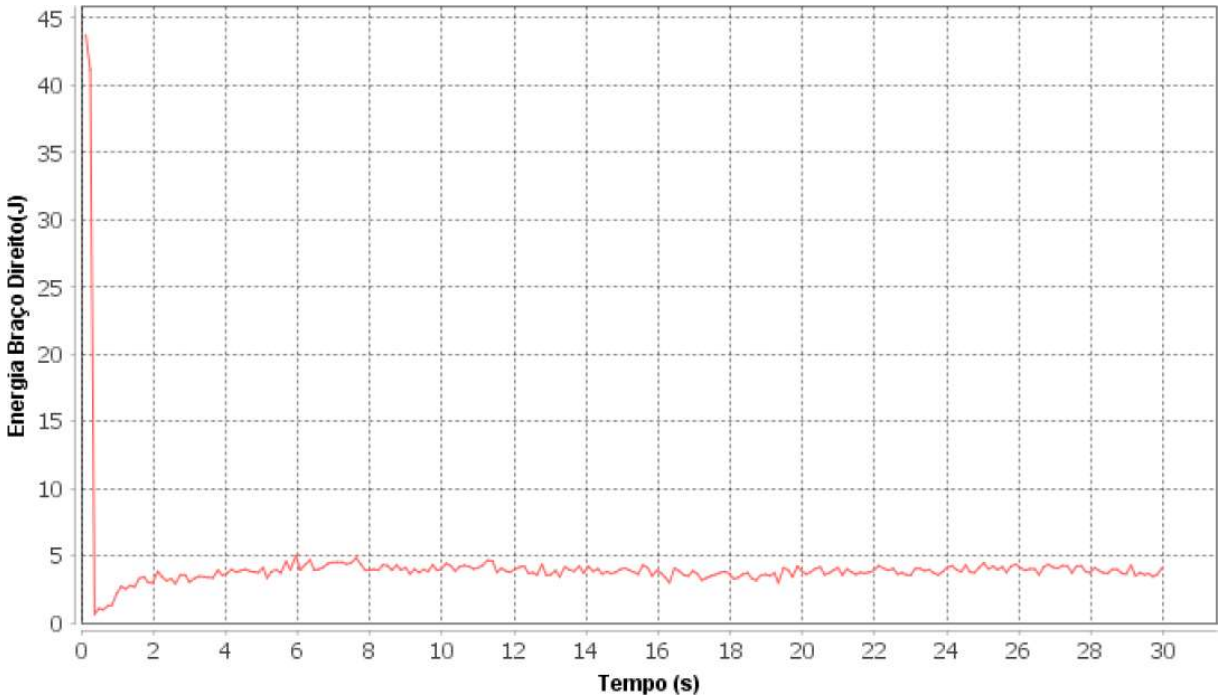


Figura H.30 – Energia calculada para o voluntário 8.

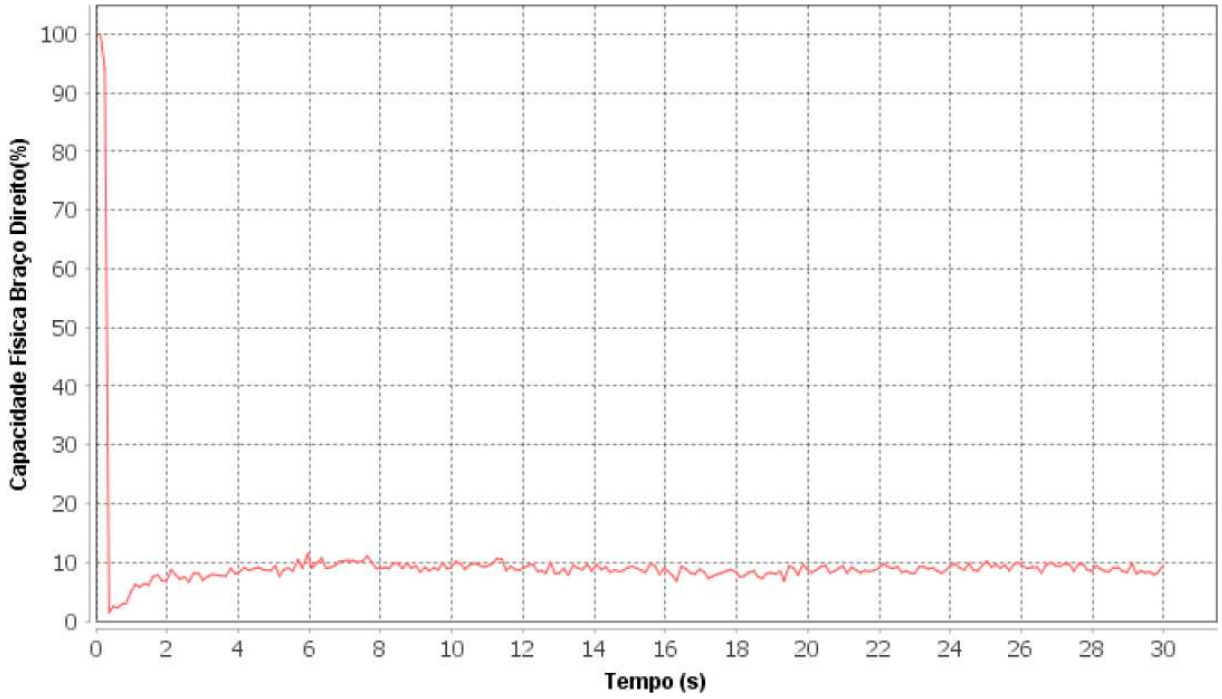


Figura H.31 – Capacidade física calculada para o voluntário 8.

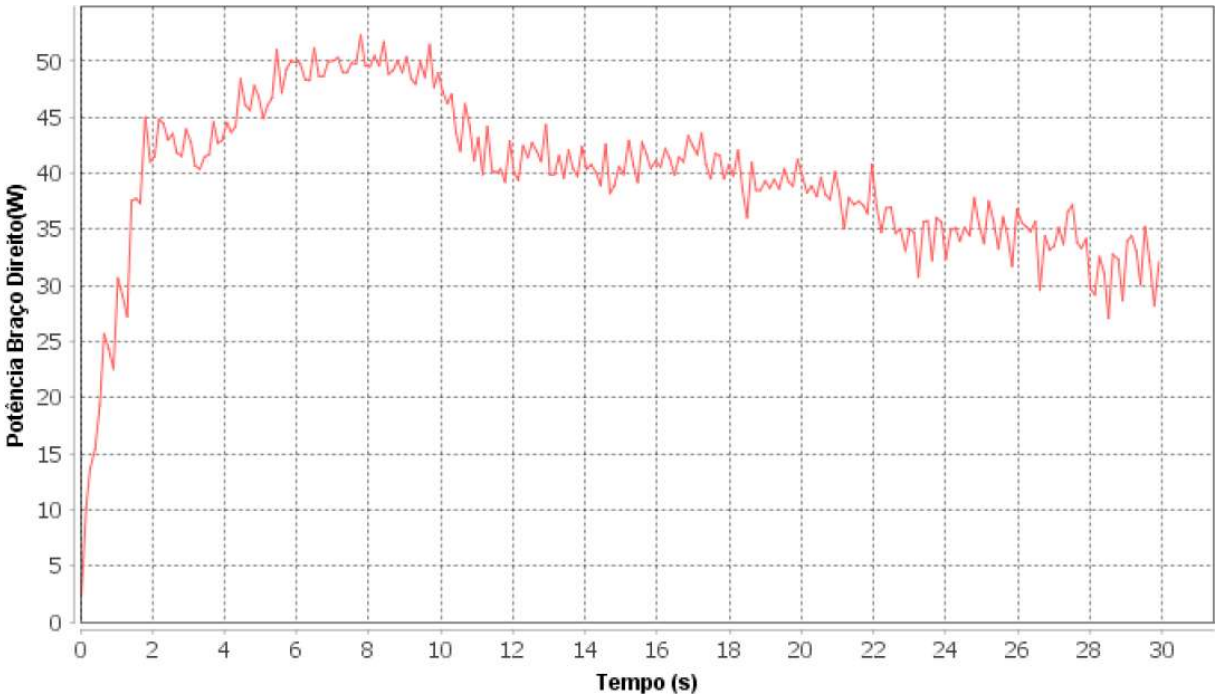


Figura H.32 – Potência medida para o voluntário 9.

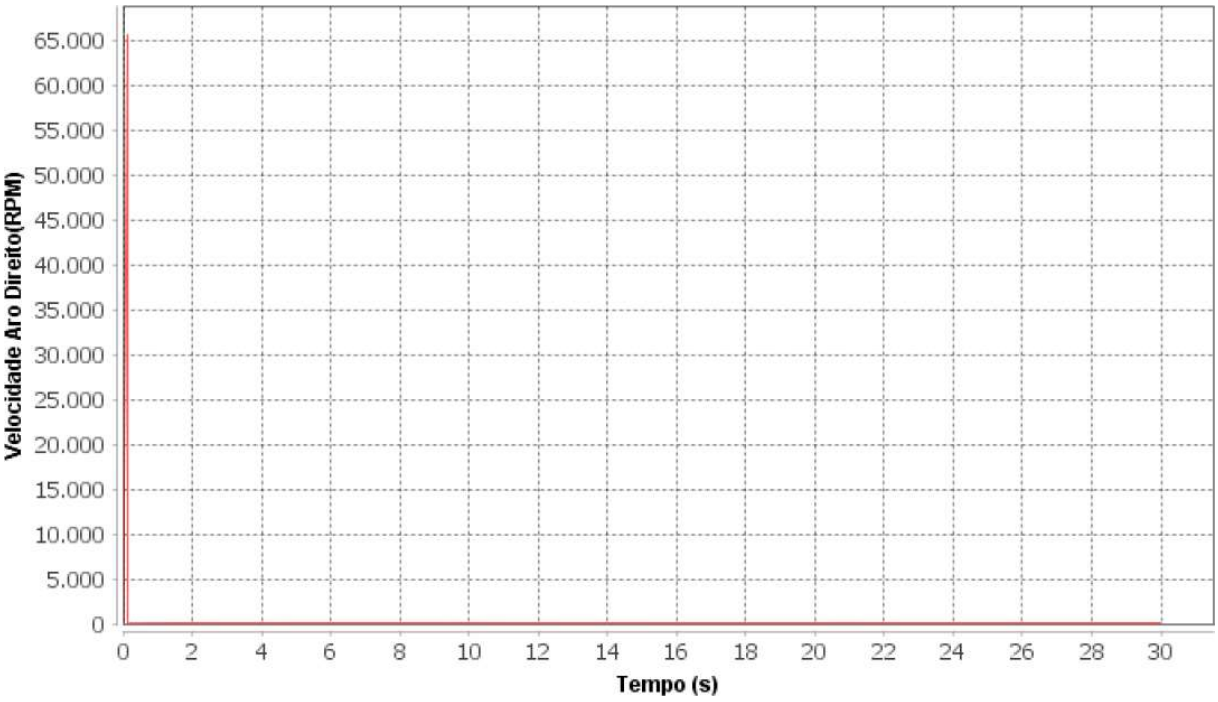


Figura H.33 – Velocidade angular medida para o voluntário 9.

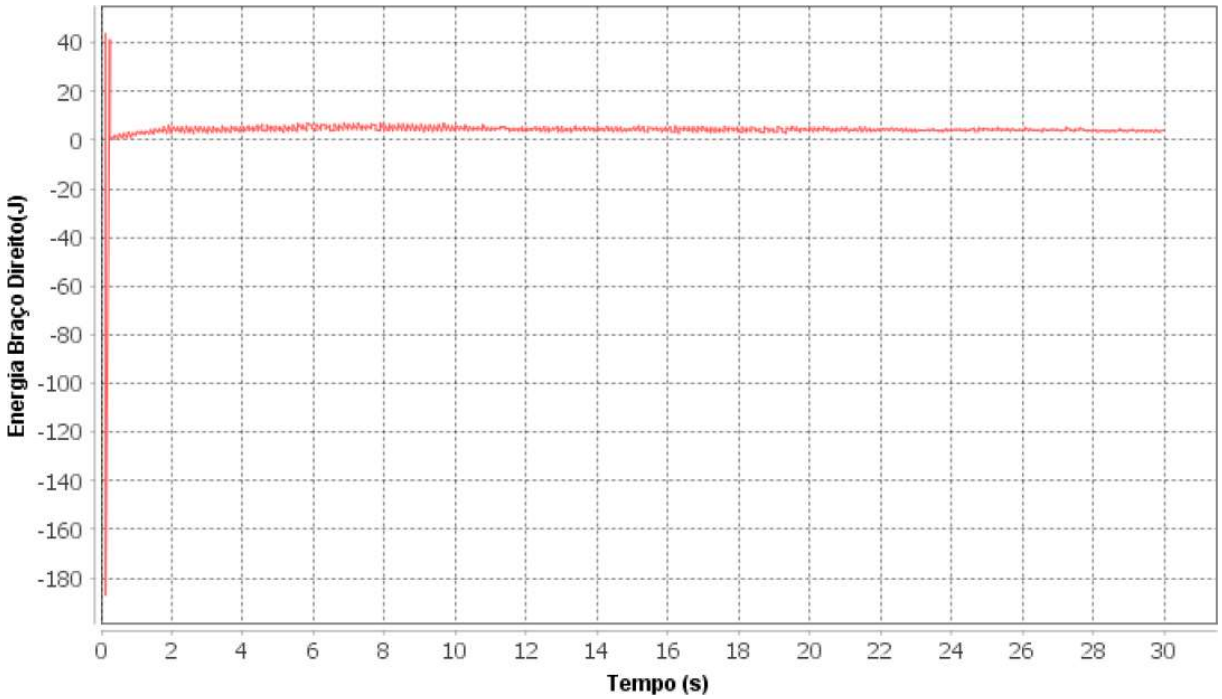


Figura H.34 – Energia calculada para o voluntário 9.

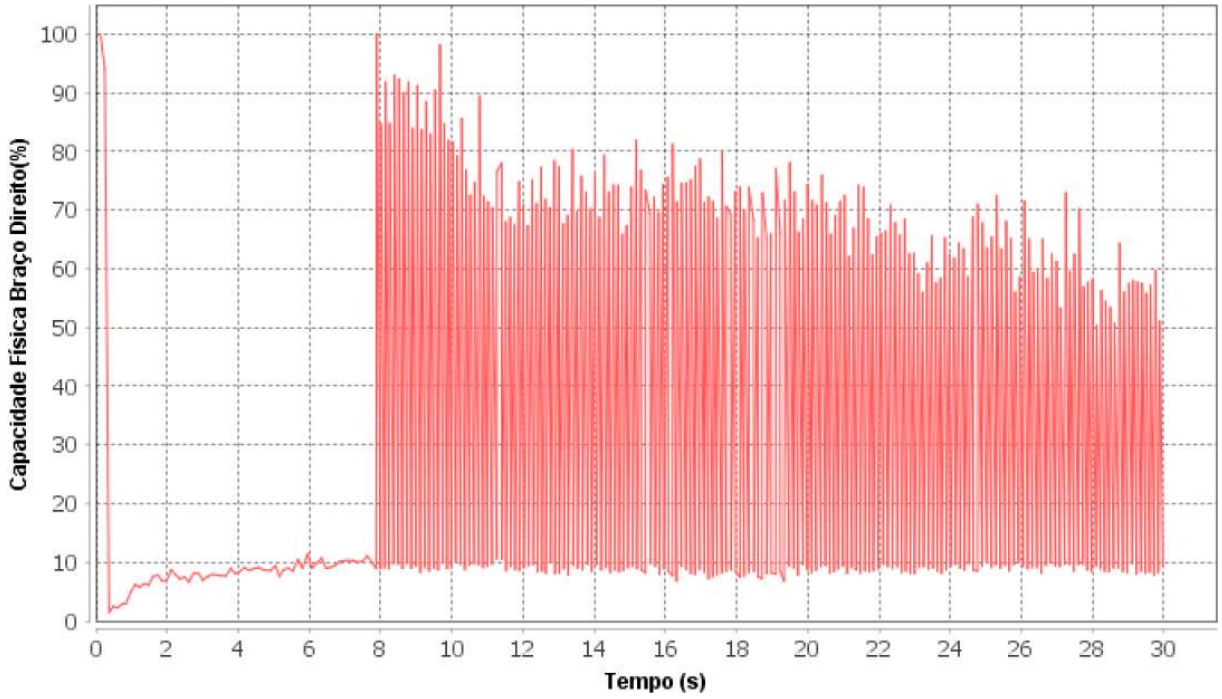


Figura H.35 – Capacidade física calculada para o voluntário 9.

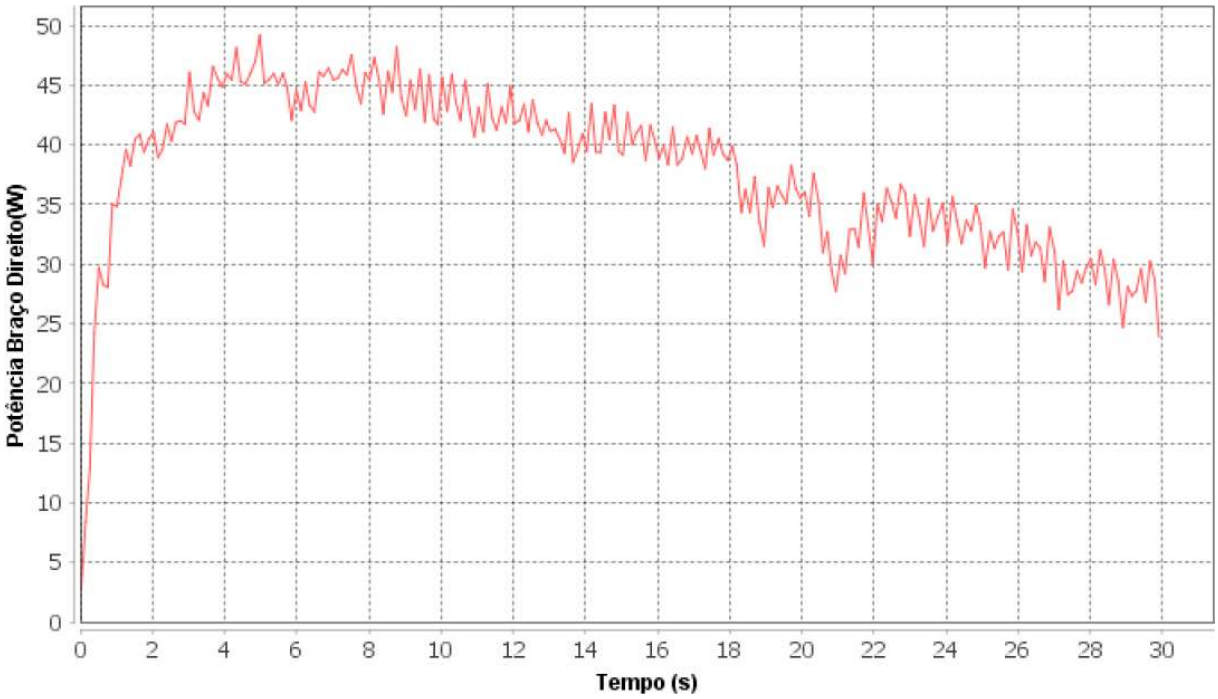


Figura H.36 – Potência medida para o voluntário 10.

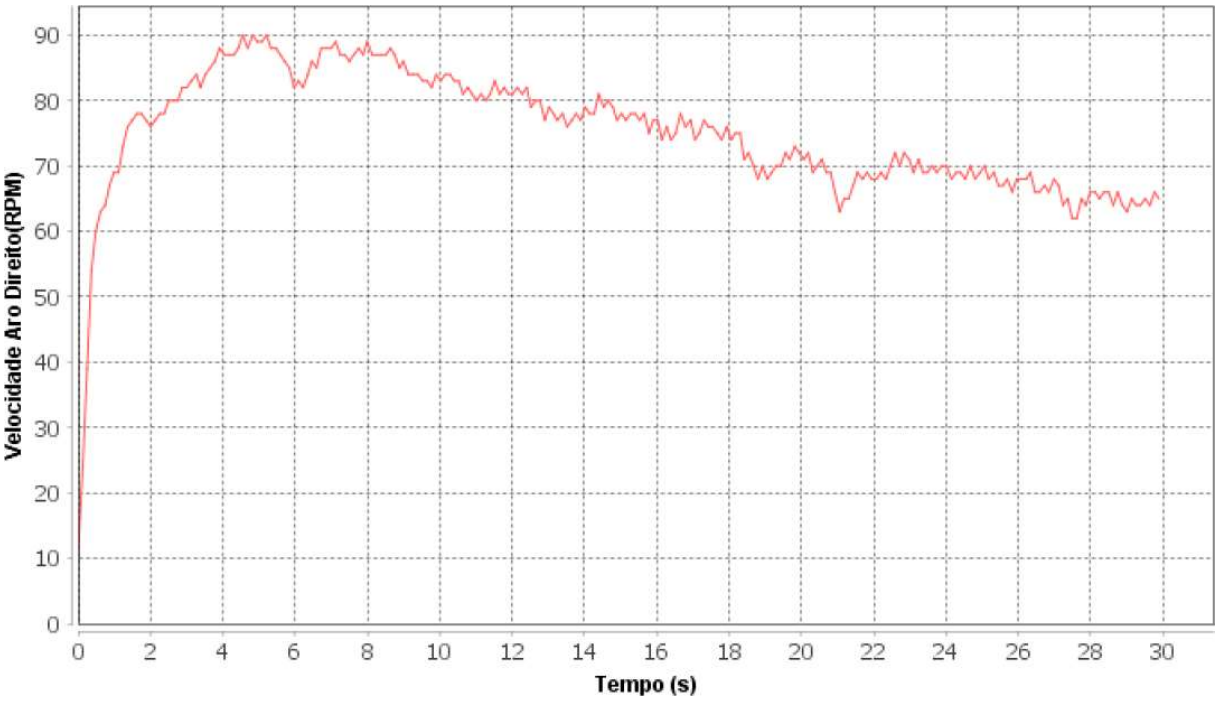


Figura H.37 – Velocidade angular medida para o voluntário 10.

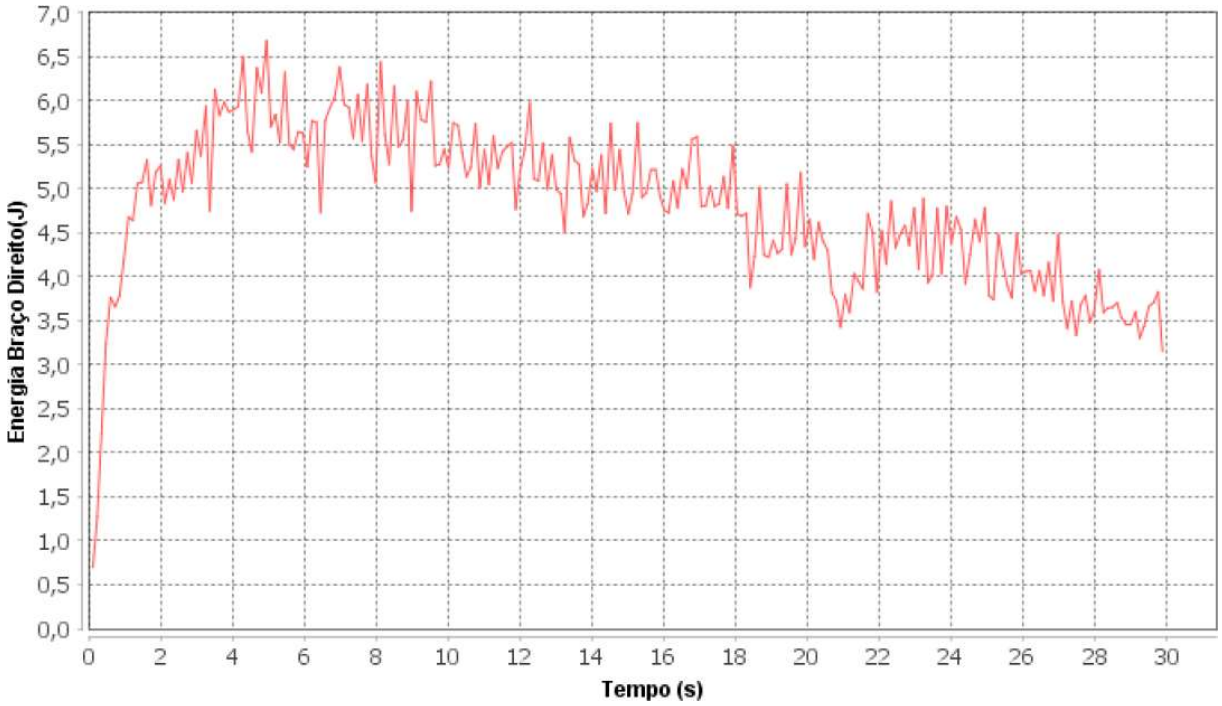


Figura H.38 – Energia calculada para o voluntário 10.

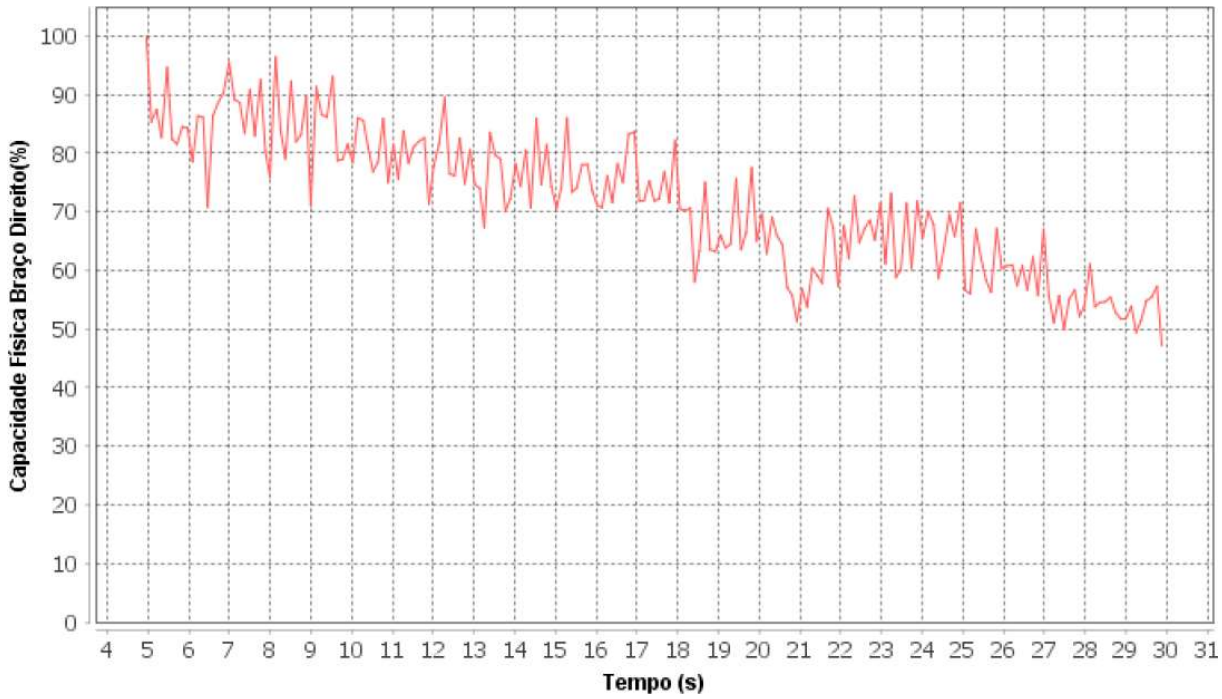


Figura H.39 – Capacidade física calculada para o voluntário 10.

APÊNDICE I

I

CUSTOS PARA MONTAGEM DOS SISTEMAS MICROCONTROLADOS

Como mencionado no início deste documento, é importante que os dispositivos projetados para este ergômetro, e o próprio ergômetro como um todo, sejam de baixo custo. Os custos para produção dos sistemas eletrônicos descritos com suas respectivas caixas para acomodação são mostrados da Tabela I.1 à Tabela I.7 e Figura I.1 à Figura I.8. A cotação utilizada para o dólar para conversão dos valores corresponde a R$ 3,33. O custo de máquina da impressora 3d presente nas figuras deste apêndice corresponde apenas ao gasto de energia elétrica da mesma durante a operação de impressão das peças.

Tabela I.1 – Custos para produção da placa de circuito do módulo central do dsPIC.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
AD8544	2	US$ 1,44	R$ 9,59
ADR4533	1	US$ 6,17	R$ 20,55
Barra de pinos	1	R$ 0,41	R$ 0,41
Capacitor SMD 100nF	5	R$ 0,07	R$ 0,35
Capacitor SMD 10uF eletrolítico	1	R$ 0,36	R$ 0,36
Capacitor SMD 18pF	2	US$ 0,15	R$ 1,00
Capacitor SMD 1uF	1	R$ 0,16	R$ 0,16
Conector 5045-2	2	R$ 0,19	R$ 0,38
Conector 5045-3	2	R$ 0,22	R$ 0,44
Conector 5045-4	6	R$ 0,31	R$ 1,86
Cristal SMD 8MHz	1	R$ 1,53	R$ 1,53
dsPIC33EP256MU806	1	US$ 7,11	R$ 23,68
Regulador LM1117DT	1	R$ 2,28	R$ 2,28
Resistor SMD 100	1	R$ 0,08	R$ 0,08
Resistor SMD 10k	1	US$ 0,29	R$ 0,97
Resistor SMD 1k	5	R$ 0,08	R$ 0,40
Resistor SMD 1M	1	R$ 0,05	R$ 0,05
Resistor SMD 200k	4	R$ 0,11	R$ 0,44
Conector USB	1	R$ 1,42	R$ 1,42
Resistor SMD 2,7k	4	R$ 0,10	R$ 0,40
Resistor SMD 3,3k	4	R$ 0,08	R$ 0,32
Resistor SMD 6,8k	4	R$ 0,11	R$ 0,44
Capacitor SMD 10uF cerâmico	1	US$ 0,25	R$ 0,83
Conector Mike LS-3002-3009 3	2	R$ 5,12	R$ 10,24
Placa PCB dupla face com máscara	1	R$ 150,00	R$ 150,00
		Total	R$ 228,17

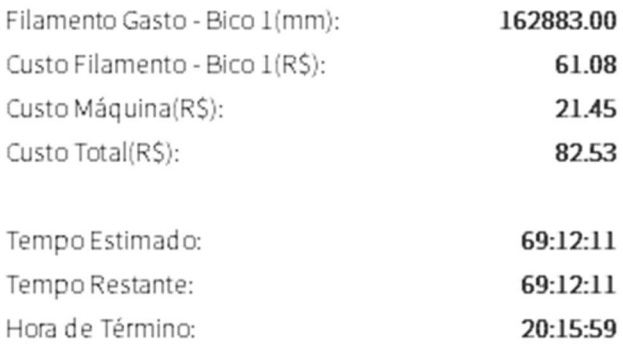


Figura I.1 – Custo da impressão da parte da caixa que acondiciona a placa de circuito do dsPIC.

Tabela I.2 – Custos para produção da placa de circuito do freio eletromagnético por efeito de correntes de Foucault.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
ACS712-20A	1	US$ 4,83	R$ 16,08
ICL7667	1	US$ 4,08	R$ 13,59
HCPL-2601	1	US$ 1,59	R$ 5,29
IRFP264	1	US$ 4,02	R$ 13,39
Borne KF-128 2	2	R$ 0,50	R$ 1,00
Capacitor SMD 1uF	1	R$ 0,16	R$ 0,16
Capacitor SMD 100nF	1	R$ 0,07	R$ 0,07
Conector 5045-4	1	R$ 0,31	R$ 0,31
Capacitor SMD 10uF cerâmico	1	US$ 0,25	R$ 0,83
MUR110	1	R$ 0,89	R$ 0,89
Resistor 15W 47	1	R$ 4,32	R$ 4,32
Regulador LM7818	1	R$ 1,12	R$ 1,12
Resistor 220	1	R$ 0,04	R$ 0,04
Placa PCB dupla face com máscara	1	R$ 122,50	R$ 122,50
		Total	R$ 179,59
		Total para 2 freios eletromagnéticos	R$ 359,18

Tabela I.3 – Custos para produção da placa de circuito dos atuadores lineares.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
Relê T73 5V 1 Polo 2 Posições	4	R$ 2,18	R$ 8,72
Borne KF-128 2	2	R$ 0,50	R$ 1,00
Capacitor 1000uF	1	R$ 1,21	R$ 1,21
Conector 5045-4	1	R$ 0,31	R$ 0,31
Diodo 6A	4	R$ 0,46	R$ 1,84
Diodo 1n4148	4	R$ 0,04	R$ 0,16
Conector 5045-2	1	R$ 0,19	R$ 0,19
Resistor 10K	4	R$ 0,04	R$ 0,16
Transistor BC548B	4	R$ 0,16	R$ 0,64
Conector VGA	1	R$ 1,13	R$ 1,13
Placa PCB dupla face com máscara	1	R$ 93,72	R$ 93,72
		Total	R$ 141,30
		Total para 3 atuadores lineares	R$ 423,90

Tabela I.4 – Custos para produção da placa de circuito do freio eletromagnético utilizando motor de corrente contínua em modo gerador.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
ACS712-20A	1	US$ 4,83	R$ 16,08
Borne KF-128 2	2	R$ 0,50	R$ 1,00
MUR1560	1	US$ 1,43	R$ 4,76
ICL7667	1	US$ 4,08	R$ 13,59
IRFP264	1	US$ 4,02	R$ 13,39
HCPL-2601	1	US$ 1,59	R$ 5,29
Dissipador	1	R$ 0,94	R$ 0,94
Ponte retificadora	1	R$ 6,40	R$ 6,40
MUR110	1	R$ 0,89	R$ 0,89
Carretel-55-22	1	R$ 5,23	R$ 5,23
Núcle NEE-55/28/21	1	R$ 32,15	R$ 32,15
Capacitor 47nF	1	R$ 0,10	R$ 0,10
Capacitor 1000uF	7	R$ 1,21	R$ 8,47
Capacitor 1uF	1	R$ 0,35	R$ 0,35
Capacitor 100nF	1	R$ 0,11	R$ 0,11
Conector 5045-4	1	R$ 0,31	R$ 0,31
Capacitor 10uF	1	R$ 0,15	R$ 0,15
Zener 4,8	1	R$ 0,08	R$ 0,08
Conector 5045-2	1	R$ 0,19	R$ 0,19
Resistor 15W 47	1	R$ 4,32	R$ 4,32
Resistor 220	1	R$ 0,04	R$ 0,04
Resistor 1k	2	R$ 0,05	R$ 0,10
Regulador LM7818	1	R$ 1,12	R$ 1,12
Ventoinha+Dissipador Akasa	1	R$ 36,90	R$ 36,90
Placa de fibra face dupla 20 x 30	1	R$ 26,25	R$ 26,25
		Total	R$ 178,21
	Total para 2 freios eletromagnéticos		R$ 356,42

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	**186722.00**
Custo Filamento - Bico 1(R$):	**70.01**
Custo Máquina(R$):	**26.81**
Custo Total(R$):	**96.82**
Tempo Estimado:	**86:28:31**
Tempo Restante:	**86:28:31**
Hora de Término:	**13:31:21**

Figura I.2 – Custo da impressão da parte da caixa que acondiciona as placas de circuito dos freios eletromagnéticos e atuadores lineares.

Tabela I.5 – Custos para produção das placas de distribuição das alimentações.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
Conector 5045-2	9	R$ 0,19	R$ 1,71
Borne KF-128 2	9	R$ 0,50	R$ 4,50
Placa de fibra face dupla 20 x 30	1	R$ 26,25	R$ 26,25
Fonte 24V 20A	1	R$ 215,82	R$ 215,82
Fonte 5V 3A	1	R$ 31,37	R$ 31,37
Chave gangorra KCD4-16A	1	R$ 9,6	R$ 9,60
Tomada AC AS-02	1	R$ 1,81	R$ 1,81
Porta fusível BLX-2	1	R$ 1,22	R$ 1,22
Fusível (20AG)	1	R$ 0,15	R$ 0,15
		Total	R$ 292,43

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	**177128.00**
Custo Filamento - Bico 1(R$):	**66.41**
Custo Máquina(R$):	**25.84**
Custo Total(R$):	**92.25**
Tempo Estimado:	**83:21:28**
Tempo Restante:	**83:21:28**
Hora de Término:	**10:23:21**

Figura I.3 – Custo da impressão da parte da caixa que acondiciona as fontes de alimentação.

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	**63482.00**
Custo Filamento - Bico 1(R$):	**23.81**
Custo Máquina(R$):	**7.44**
Custo Total(R$):	**31.25**
Tempo Estimado:	**23:59:02**
Tempo Restante:	**23:59:02**
Hora de Término:	**23:03:55**

Figura I.4 – Custo da impressão da tampa superior da caixa do módulo central.

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	52363.40
Custo Filamento - Bico 1(R$):	19.63
Custo Máquina(R$):	8.03
Custo Total(R$):	27.66
Tempo Estimado:	25:53:18
Tempo Restante:	25:53:18
Hora de Término:	01:07:34

Figura I.5 – Custo da impressão da tampa traseira da caixa do módulo central.

Tabela I.6 – Custos para produção da placa de circuito dos botões dos atuadores lineares.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
SN74LS08	2	R$ 2,26	R$ 4,52
SN74LS86	1	R$ 2,16	R$ 2,16
Capacitor SMD 100nF	3	R$ 0,07	R$ 0,21
CD74HC73	3	R$ 2,90	R$ 8,70
Conector 5045-2	7	R$ 0,19	R$ 1,33
Conector 5045-4	3	R$ 0,31	R$ 0,93
Capacitor 100nF	6	R$ 0,09	R$ 0,54
Capacitor 100uF	6	R$ 0,11	R$ 0,66
Resistor 10k	6	R$ 0,04	R$ 0,24
Resistor 1k	5	R$ 0,05	R$ 0,25
Resistor 470	6	R$ 0,05	R$ 0,30
SN74LS123	3	R$ 1,34	R$ 4,02
Capacitor 1000uF	6	R$ 1,21	R$ 7,26
Capacitor 10uF	2	R$ 0,15	R$ 0,30
Conector Mike LS-3002-3009 3	3	R$ 5,12	R$ 15,36
Conector VGA	1	R$ 1,13	R$ 1,13
Chave pulsante PBS-11B 2T	6	R$ 1,28	R$ 7,68
Placa de fibra face dupla 20 x 30	1	R$ 26,25	R$ 26,25
		Total	R$ 81,84

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	70470.60
Custo Filamento - Bico 1(R$):	26.43
Custo Máquina(R$):	7.50
Custo Total(R$):	33.93
Tempo Estimado:	24:11:12
Tempo Restante:	24:11:12
Hora de Término:	23:44:13

Figura I.6 – Custo da impressão da caixa que acondiciona a placa de circuito de controle dos atuadores lineares por botões.

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	**18507.80**
Custo Filamento - Bico 1(R$):	**6.94**
Custo Máquina(R$):	**2.15**
Custo Total(R$):	**9.09**
Tempo Estimado:	**06:56:24**
Tempo Restante:	**06:56:24**
Hora de Término:	**06:29:58**

Figura I.7 – Custo da impressão da tampa da caixa de controle por botões dos atuadores lineares .

Tabela I.7 – Custos para produção do encoder.

Item	Quantidade	Preço/Unidade	Total
Foto Interruptor GP1A57HRJ00F	1	R$ 12,90	R$ 12,90
Placa para Foto Interruptor	1	R$ 7,90	R$ 7,90
Resistor 220	1	R$ 0,04	R$ 0,04
Capacitor 10uF	1	R$ 0,15	R$ 0,15
Rolamento 6807	2	R$ 30,00	R$ 60,00
		Total	R$ 80,99

Filamento Gasto - Bico 1(mm):	**35447.60**
Custo Filamento - Bico 1(R$):	**13.30**
Custo Máquina(R$):	**4.83**
Custo Total(R$):	**18.13**
Tempo Estimado:	**15:34:50**
Tempo Restante:	**15:34:50**
Hora de Término:	**09:26:17**

Figura I.8 – Custo da impressão das peças do encoder.