

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

FELIPE DE SOUZA FERRAZZI

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE
CORRENTE PARA UM MOTOR CC OPERADO POR MEIO
DE SINAIS MIOELÉTRICOS**

**PORTO ALEGRE-RS
2018**

FELIPE DE SOUZA FERRAZZI

**Desenvolvimento de um Controlador de Corrente para um Motor CC
Operado por meio de Sinais Mieléctricos**

Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, apresentado à Banca Julgadora como pré-requisito para aprovação na atividade.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Antônio Comparsi
Laranja

**PORTO ALEGRE - RS
2018**

FELIPE DE SOUZA FERRAZZI

**Desenvolvimento de um Controlador de Corrente para um Motor CC
Operado por meio de Sinais Mieléctricos**

Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia
de Controle e Automação da Universidade Federal do
Rio Grande do Sul, apresentado à Banca Julgadora
como pré-requisito para aprovação na atividade.

PORTO ALEGRE, 04 DE DEZEMBRO DE 2018

Banca Examinadora

Prof(a). Lucíola Campestrini

Prof. Mário Roland Sobczyk Sobrinho

Prof. Renato Ventura Bayan Henriques

Prof. Orientador:

Prof. Rafael Antônio Comparsi Laranja

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente à UFRGS e aos seus funcionários, por proporcionar esta oportunidade de aprendizado e crescimento e pela formação de qualidade providenciada ao longo destes anos.

Agradeço a meu pai, minha mãe, minha irmã e familiares, cujo apoio e carinho me deram forças para seguir adiante em frente às dificuldades.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Laranja, e aos demais professores que despenderam seu tempo para esclarecer as minhas diversas dúvidas.

Agradeço ao Eder e à equipe do LAMECC, bem como ao GMAp, por cederem o espaço e por me auxiliarem em múltiplas ocasiões.

Agradeço aos meus colegas de trabalho na NOVUS pelo suporte e compreensão.

A todos que me deram apoio neste período e possibilitaram a conclusão deste trabalho - muito obrigado.

RESUMO

Muitas próteses ativas que utilizam eletromiografia interpretam as contrações musculares como sinais discretos para entrada de comandos. Nessa abordagem, os sinais mioelétricos utilizados para execução de movimentos de um membro natural produzem resultados intrinsecamente diferentes em um membro prostético, requerendo treinamento por parte do usuário. Este trabalho apresenta um experimento demonstrando a viabilidade de um sistema de prótese ativa que responda de maneira similar a um membro natural, convertendo a intensidade de sinais mioelétricos em valores de torque na junta. Desenvolveu-se um sistema que realiza essa interface utilizando um motor CC como análogo à junta de uma prótese e adquirindo sinais musculares através de eletromiografia. A conversão desses sinais em um sinal de referência foi realizada através de um filtro digital de Butterworth de segunda ordem, e um controlador PI foi desenvolvido para a corrente de armadura do motor CC. Após o desenvolvimento desse sistema, testes foram realizados coletando sinais do bíceps. A partir dos resultados obtidos, verificou-se que foi possível controlar o nível média do torque de eixo do motor, entretanto as abordagens utilizadas no desenvolvimento do controlador e na correspondência entre a intensidade de contrações musculares e o sinal mioelétrico não renderam resultados satisfatórios. A performance obtida pode ser refinada com a incorporação dos efeitos da dinâmica mecânica no projeto do controlador, a utilização das características de frequência de sinais mioelétricos para identificar a intensidade das contrações e o teste de algoritmos mais complexos de obtenção da referência de corrente a partir do sinal original.

Palavras-chave: Prótese ativa, eletromiografia, controle PI, motor CC, filtros digitais.

ABSTRACT

Many active prostheses which use electromyography read the muscular contractions as discrete signals for command input. In this approach, the myoelectric signals used to execute movement in a natural limb produce intrinsically different results in a prosthetic limb, and require user training. This essay presents an experiment demonstrating the feasibility of an active prosthetics system which responds in a manner more akin to a natural limb, converting myoelectric signal intensity into torque values at the joint. A system which executes this interface was developed using a DC motor as an analogy for a prosthetic joint and acquiring muscular signals through electromyography. The conversion of such signals into a reference signal was achieved through a second order digital Butterworth filter, and a PI controller was designed for the armature current of the DC motor. After the development of this system, tests were conducted by collecting biceps signals. Through the obtained results, the plausibility of using myoelectric signals for controlling torque at the joint was verified, however the approaches used in the development of the controller and in the correspondence between the intensity of muscular twitches and the myoelectric signal did not yield satisfactory results. The performance achieved can be refined with the inclusion of the mechanical dynamics effects in the controller design, the usage of the myoelectric signals frequency characteristics to identify the intensity of the twitches and the testing of more complex algorithms in the acquisition of the armature current reference from the original signal.

Keywords: Active prosthesis, electromyography, PI controller, DC motor, digital filters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Circuito equivalente de um motor CC (HUGHES, 2006).	19
Figura 2: Realização de um filtro digital na forma direta II (SMITH, J., 2007).	21
Figura 3: Diagrama do sistema proposto contendo as etapas de seu funcionamento.	23
Figura 4: Resultado da filtragem do sinal de corrente com frequências de corte de 10 Hz superposta ao sinal original.	27
Figura 5: Aproximação discreta de uma integral através de um retentor de ordem zero .	31
Figura 6: Resultados das simulações dos casos 3 a 5. Os gráficos da esquerda mostram o sinal de controle, e os da direita mostram a saída de corrente.	32
Figura 7: Resultado do teste de malha fechada do controlador. Observar a alteração do nível de controle em tensão e o seguimento de referência de corrente devido à inserção da perturbação.	33
Figura 8: Diagrama de blocos do motor CC incluindo a dinâmica da parte mecânica.	34
Figura 9: Posicionamento dos eletrodos para aquisição do sinal. Dois eletrodos sobre o bíceps para capturar o sinal mioelétrico, e o eletrodo de referência posicionado sobre a ulna.	36
Figura 10: Resultado de um ensaio do sistema de EMG. Observar a presença de um sinal indesejado entre impulsos médios e fortes	37
Figura 11: Resultado de ensaio de EMG. Cada conjunto de três impulsos foi realizado com contrações de intensidade crescente. Ao final, contrações sequenciais fracas e fortes foram realizadas.	38
Figura 12: Resultado do teste de operação do sistema.	42
Figura 13: Detalhe de alguns instantes em que o movimento do eixo inicia ou para, alterando a perturbação no sistema.	42
Figura 14: Placa de Eletromiografia montada.	47
Figura 15: Motores utilizados no sistema eletromecânico.	47
Figura 16: Sistema eletromecânico montado.	47

Figura 17: Hardware utilizado no desenvolvimento: a) Sensor de corrente ACS712; b) Driver Ponte H L298n; c) Microcontrolador Arduino MEGA2560.....	48
Figura 18: Sistema completo após sua montagem.	48
Figura 19 – Resultado da filtragem do sinal de corrente com frequências de corte de 100 Hz superposta ao sinal cru.	50
Figura 20 – Resultado da filtragem do sinal de corrente com frequências de corte de 50 Hz superposta ao sinal cru.....	50
Figura 21: Diagramas de blocos das simulações dos casos 1 a 3.	51
Figura 22: Resultados das simulações dos casos 1 a 3. Os gráficos da esquerda mostram o sinal de controle, e os da direita mostram a saída de corrente.....	52
Figura 23: Diagramas de blocos das simulações dos casos 4 e 5.	52
Figura 24: Resultados das simulações dos casos 3 a 5. Os gráficos da esquerda mostram o sinal de controle, e os da direita mostram a saída de corrente.....	52
Figura 25: Esquemático da placa de EMG (ADVANCER TECHNOLOGIES).....	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores de corrente de armadura de regime permanente para diferentes tensões de armadura, com terminais da carga com resistência de 3,3 ohms e em curto-circuito.49

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

UFRGS – Universidade Federal do Rio Grande do Sul

EMG – Eletromiografia

CC – Corrente Contínua

PWM – Pulse Width Modulation

TCE – Tensão Contra-Eletromotriz

PI – Proporcional-Integral

AD – Analógico-Digital

FIR – Finite Impulse Response

IIR – Infinite Impulse Response

USB – Universal Serial Bus

UMC – Unidade Microcontroladora

MDF – Medium Density Fiberboard

RP – Regime Permanente

LISTA DE SÍMBOLOS

V_a	Tensão de armadura
V_{ce}	Tensão contra-eletromotriz
I_a	Corrente de armadura
R_a	Resistência de armadura
L_a	Indutância de armadura
τ	Torque de eixo
k_t	Constante de torque do motor CC
k_e	Constante elétrica do motor CC
$\dot{\theta}$	Velocidade angular do eixo
$A(s)$	Amplitude de um filtro passa-baixas
A_0	Ganho estático de um filtro passa-baixas
η	Ordem de um filtro passa-baixas
a_i, b_i	Coefficientes de um filtro passa-baixas contínuo
$\alpha_i \beta_i$	Coefficientes de um filtro passa-baixas digital
s	Variável de base da transformada de Laplace
Ω	Frequência angular normalizada
ω	Frequência angular
ω_c	Frequência angular de corte
T_s	Período de amostragem
z	Variável de base da transformada Z
$I_a(s)$	Sinal de corrente de armadura em frequência
$V_a(s)$	Sinal de tensão de armadura em frequência
$V_{ce}(s)$	Sinal de tensão contra-eletromotriz em frequência

t_s	Tempo de estabilização
$y(t)$	Sinal de saída no tempo
K	Amplitude da resposta ao salto de um sistema de primeira ordem
p	Pólo de um sistema dinâmico
t	Tempo
N	Numerador da função de transferência da planta
$I_a(t)$	Sinal de corrente de armadura no tempo
$G(s)$	Função de transferência da planta
$u(t)$	Sinal de controle no tempo
K_p	Constante de ação proporcional
$e(t)$	Sinal de erro no tempo
K_i	Constante de ação integral
K_d	Constante de ação derivativa
$C(s)$	Função de transferência do controlador
$U(s)$	Sinal de controle em frequência
$E(s)$	Sinal de erro em frequência
$T(s)$	Função de transferência do sistema de malha fechada
ζ	Zero de um sistema dinâmico
$T_p(s)$	Função de transferência do sistema de malha fechada da perturbação
$P(s)$	Sinal de perturbação em frequência
n	Índice da amostra
$i[n]$	Sinal de aproximação digital de uma integral
$e[n]$	Sinal de erro digital
$u[n]$	Sinal de controle digital
$U(z)$	Sinal de controle digital em frequência
$E(z)$	Sinal de erro digital em frequência

$C(z)$ Função de transferência do controlador digital

I_{ref} Corrente de referência do sistema de malha fechada incluindo a parte mecânica

I_{medido} Corrente medida no sistema de malha fechada incluindo a parte mecânica

τ_{motor} Torque no eixo gerado pelo motor

τ_{carga} Torque de carga no eixo do motor

$\tau_{resultante}$ Torque resultante no eixo do motor

$G_{elétrica}(s)$ Função de transferência da parte elétrica do motor CC

$G_{mecânica}(s)$ Função de transferência da parte mecânica do motor CC

B Coeficiente de atrito viscosos do sistema mecânico

J Inércia rotacional do sistema mecânico

SUMÁRIO

Capítulo 1 – INTRODUÇÃO	14
1.1 - MOTIVAÇÃO.....	14
1.2 - OBJETIVOS.....	14
1.3 – ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	15
Capítulo 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
2.1 – ESTADO DA ARTE DAS PRÓTESES ATIVAS.....	16
2.2 – ELETROMIOGRAFIA DE SUPERFÍCIE.....	17
2.3 – MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA.....	19
2.4 – FILTROS DIGITAIS.....	20
Capítulo 3 – SISTEMA DE CONTROLE DE CORRENTE	22
3.1 – PROJETO E MONTAGEM DO SISTEMA.....	22
3.1.1 – Placa de Eletromiografia.....	23
3.1.2 – UMC, Driver e Sensor de Corrente.....	23
3.1.3 – Sistema Eletromecânico.....	24
3.1.4 – Alimentação e Conexão de Componentes.....	24
3.2 – MODELAGEM DO SISTEMA.....	24
3.2.2 – Ensaio de Malha Aberta.....	25
3.2.2.1 – Driver.....	26
3.2.2.2 – Sistema de Aquisição.....	26
3.2.3 – Obtenção do Modelo.....	27
3.3 – DESENVOLVIMENTO DO CONTROLADOR.....	28
3.3.1 – Especificações do Controlador.....	28
3.3.2 – Alocação de Polos no Domínio Contínuo.....	29
3.3.3 – Implementação Digital do Controlador.....	30
3.4 – SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR OBTIDO.....	31
3.5 – RESULTADO DO SISTEMA DE CONTROLE.....	33
Capítulo 4 – PROCESSAMENTO DA REFERÊNCIA	36
4.1 – OBTENÇÃO DO SINAL MIOELÉTRICO.....	36
4.2 – INTEGRAÇÃO COM O CONTROLADOR DE CORRENTE.....	38
4.3 – RESULTADO DO PROCESSAMENTO DA REFERÊNCIA.....	38
Capítulo 5 – RESULTADOS E ANÁLISE	40

5.1 – RESULTADOS DO CONTROLADOR	40
5.2 – RESULTADOS DO SISTEMA DE EMG.....	41
5.3 – RESULTADO DO SISTEMA COMPLETO	41
Capítulo 6 – CONCLUSÕES.....	43
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	45
APÊNDICE A – IMAGENS DA MONTAGEM DO SISTEMA.....	47
APÊNDICE B – RESULTADO DO ENSAIO DE RP DO SISTEMA ELETROMECAÂNICO	49
APÊNDICE C – RESULTADOS DOS FILTROS	50
APÊNDICE D – SIMULAÇÕES DO CONTROLADOR.....	51
ANEXO A – ESQUEMÁTICO DA PLACA DE EMG	53

CAPITULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 - MOTIVAÇÃO

O uso de próteses é uma solução comumente utilizada para reabilitação de pessoas que sofreram perda de seus membros superiores ou inferiores, tendo como objetivo devolver ou garantir a seus usuários a capacidade de executar tarefas cotidianas sem as dificuldades apresentadas pela ausência parcial ou total destes membros. Segundo Farina e Aszmann (2014), pesquisas com o conceito de próteses ativas podem ser datadas desde a década de 40, e a grande dificuldade então encontrada - a interface entre o membro artificial e o corpo do usuário - ainda apresenta-se como um obstáculo nos dias de hoje.

Lenzi, Lipsey e Sensinger (2016) traçam um comparativo entre próteses ativas e passivas, mencionando que as ativas são mais versáteis, porém são menos robustas devido a seu peso, tamanho e complexidade. Pesquisas mencionadas nesse documento indicam que o peso e o tamanho da prótese são tão importantes para os usuários quanto características de torque e velocidade, pois seu uso por períodos prolongados necessita muito esforço físico, o que lhes causa desconforto.

1.2 - OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é verificar a aplicabilidade de se utilizar um sistema de eletromiografia (EMG) para que um usuário possa controlar o torque exercido por um motor de corrente contínua (CC) através da intensidade das contrações musculares, com o intuito de se obter uma alternativa de operação de próteses ativas. Em específico, deve ser desenvolvido um sistema de controle de corrente de armadura para um motor CC, constituído por uma malha de realimentação que detecte o valor dessa corrente e a envie para um microprocessador. Este dispositivo deve ser responsável pela realização do controle digital do valor da corrente, agindo sobre o sistema através de uma saída *PWM* que controla um *driver* de tensão, atuando sobre os terminais do enrolamento de armadura. O sinal mioelétrico deve ser detectado e processado de modo a torná-lo próprio para utilização no microcontrolador. Uma estratégia para o processamento do sinal capturado deve ser desenvolvida para relacionar a intensidade da contração muscular com o valor da corrente enviado para o sistema eletromecânico, e seu desempenho deve ser posteriormente testado e avaliado.

1.3 – ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

As atividades desenvolvidas neste trabalho estão separadas nos capítulos seguintes. No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica contendo a caracterização do sinal mioelétrico, uma descrição do funcionamento e modelagem do motor CC e uma abordagem para desenvolvimento de filtros digitais de Butterworth. Os capítulos seguintes tratam do desenvolvimento do trabalho, iniciando pelo desenvolvimento do sistema de controle e montagem do sistema no Capítulo 3. O Capítulo 4 trata da obtenção do sinal de referência de corrente através da eletromiografia. O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos após os testes do sistema completo, e o Capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Próteses são equipamentos que possuem a finalidade de substituir membros ausentes no corpo humano (KAUR, 2012). De acordo com Hafner e Askew(2015), próteses ativas são dotadas de motores que regulam movimento ou posição de uma junta, enquanto próteses passivas são puramente mecânicas. Próteses transtibiais e transfemorais substituem membros inferiores, e próteses transradiais e transmerais substituem membros superiores (RAMOS, 2015).

2.1 – ESTADO DA ARTE DAS PRÓTESES ATIVAS

As próteses atualmente encontradas no mercado são acionadas através de sistemas eletromecânicos devido à alta densidade de potência que estes apresentam (LENZI; LIPSEY; SENSINGER, 2016), ainda que, convém mencionar, existam pesquisas que exploram o acionamento através de sistemas pneumáticos e hidráulicos. Sistemas mais comuns encontrados em próteses comercialmente disponíveis consistem na detecção de dois sinais obtidos através de eletromiografia, que funcionam como comandos que podem, por exemplo, alternar entre configurações da mão. Esse tipo de operação não é natural para o usuário e não costuma melhorar sua qualidade de vida, fazendo com que muitos usuários retornem ao uso das próteses passivas.

Além da melhoria nos componentes eletromecânicos e no poder de processamento dos microcontroladores utilizados, a busca por sistemas mais confortáveis, versáteis e eficientes tem se beneficiado da utilização de diversas tecnologias para facilitar a interface entre o corpo e a prótese. Algoritmos de reconhecimento de padrões, por exemplo, auxiliam na discriminação dos sinais mioelétricos quando se desejam obter múltiplos sinais ao mesmo tempo, porém estes sistemas não produzem sinais proporcionais robustos o suficiente para serem utilizados em controle, segundo Sikdar *et al.* (2014). Procedimentos cirúrgicos como reinervação muscular ou o implante de sistemas mioelétricos buscam desviar dos problemas causados pela baixa relação sinal-ruído encontrada na eletromiografia de superfície, porém o fato de serem invasivos é um grande fator impeditivo para o usuário, que agrega custo e risco.

Próteses para membros inferiores, devido ao seu foco em locomoção, dispõem de algoritmos que facilitam o controle do dispositivo, como por exemplo o reconhecimento de

passadas, no qual o sistema reage ao movimento do pé durante uma caminhada, ou o eco controle, no qual a prótese repete o movimento realizado pela outra perna defasada em meio ciclo de passada (WINDRICH, 2016). O controle de próteses para membros superiores, no entanto, não dispõe do auxílio deste tipo de controle de alto nível, restando apenas o controle direto através do sinal mioelétrico. Conforme Sikdar *et al.* (2014), existe ainda a necessidade de sistemas não-invasivos para membros superiores que sejam mais versáteis que os disponíveis atualmente no mercado.

Outra maneira de identificação do sinal muscular que vem sendo pesquisada é a obtenção de imagens por ultrassom. Este método rende resultados precisos e proporcionais, porém requer processamento de imagem através de algoritmos adaptativos (SIKDAR *et al.*, 2014). Outro problema presente nas próteses ativas atuais é a falta de feedback para o usuário, necessitando constante contato visual durante a operação. Para isso, têm-se empregado tecnologias como feedback por vibração que permitem uma resposta táctil, conforme descrito por Strickland (2018).

2.2 – ELETROMIOGRAFIA DE SUPERFÍCIE

A eletromiografia é o procedimento através do qual pode-se observar os sinais elétricos emitidos pelo corpo que são originários de um processo de contração muscular. Existem dois tipos principais de eletromiografia - a de superfície e a intramuscular, conforme descrito por Beneteau *et al.* (2014). Ainda segundo esses autores, a eletromiografia intramuscular é tipicamente empregada em situações nas quais é necessária alta fidelidade do sinal mioelétrico, como em aplicações médicas ou científicas que necessitem da caracterização do estímulo ao nível da fibra muscular, enquanto a eletromiografia de superfície é utilizada quando a simples presença do sinal ou suas características de amplitude ou forma são suficientes, como nas áreas de reabilitação, treinamento esportivo ou controle. Neste trabalho, o emprego da eletromiografia se deve à necessidade de obter uma estimativa da força da contração muscular para realizar o controle de corrente de um motor CC. A característica fundamental para esta aplicação é a amplitude do sinal, portanto a eletromiografia de superfície é um método capaz de prover a informação necessária, sendo restrita à qualidade do hardware aqui utilizado.

O sinal mioelétrico obtido através da eletromiografia de superfície pode ser caracterizado, conforme De Luca (2002) explica, costumeiramente por amplitudes de 0 e 10 mV pico-a-pico e banda de frequência dominante entre 50 e 150 Hz, limitada em 500 Hz. Beneteau *et al.* (2014) atribui componentes de até 15 Hz ao movimento dos eletrodos sobre a superfície da pele. Nilson

(2014) menciona que apesar de a amplitude máxima do sinal obtido estar próxima de 10 mV, tipicamente as aplicações rendem sinais na faixa de 5 mV.

O emprego da eletromiografia de superfície possui algumas limitações típicas que devem ser abordadas com cuidado. De Luca (2002) enuncia como os dois problemas principais deste método a relação sinal-ruído e a distorção do sinal. A alta impedância de entrada do sistema de aquisição também é um fator limitante, pois a junção entre o eletrodo e a pele pode chegar à ordem de megaohms. Também é mencionado por Beneteau et. al. (2014) que, devido à baixa amplitude do sinal, este é muito suscetível a ruídos externos, utilizando como exemplo o ruído da rede elétrica, de 50 ou 60 Hz.

A fim de maximizar a qualidade do sinal obtido, De Luca (2002) lista algumas características importantes que devem ser empregadas na unidade de aquisição. A primeira delas é a amplificação diferencial, na qual o sinal é obtido a partir da diferença entre os estímulos detectados por dois eletrodos no mesmo músculo, minimizando assim o efeito de tensões de modo comum. A segunda característica importante é a distância entre os eletrodos, que influencia proporcionalmente na amplitude do sinal diferencial, porém distâncias muito grandes afetam negativamente a filtragem de modo comum. Outro fator relevante é a minimização da capacitância entre os fios dos eletrodos, obtida com a alocação do amplificador o mais próximo possível destes elementos, constituindo um conjunto denominado de eletrodo ativo. Menciona-se ainda que a distância de 1 cm entre eletrodos é um balanço aceitável entre esses dois fatores. Outros fatores importantes mencionados são a filtragem do sinal, cortando frequências a partir da faixa de 500 Hz, a estabilidade da fixação do eletrodo e a condição da pele à qual este é afixado. Outra consideração realizada pelo autor é a de que o equipamento para o qual o sinal é enviado deve ser eletricamente isolado dos eletrodos, tipicamente obtido através de desacopladores ópticos ou magnéticos, mas que estes devem ser planejados com cuidado para não distorcer o sinal.

O posicionamento dos eletrodos é um fator crítico para o funcionamento correto da eletromiografia. De Luca (2002) explica que os dois eletrodos de sinal devem ser afixados entre o ponto de inervação do músculo e a inserção dos tendões, cobrindo transversalmente o maior número de fibras possível, mas que áreas muito grandes podem causar a leitura de sinais provindos de outras unidades motoras. O eletrodo de referência, por sua vez, deve ser fixado o mais longe possível e sobre tecido eletricamente neutro. Tipicamente, o eletrodo é fixado sobre partes em que o osso é mais próximo da pele, como no cotovelo, por exemplo.

2.3 – MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Para o desenvolvimento deste trabalho, foi necessária uma representação matemática do comportamento do motor CC. Conforme descrito por Hughes (2006), o circuito equivalente da sua parte elétrica, mostrado na Figura 1, produz a Equação de malha

$$V_a = V_{ce} + I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt}, \quad (1)$$

onde V_a é a tensão de armadura nos terminais do motor, V_{ce} é a tensão contra-eletromotriz (TCE) desenvolvida pelo movimento do rotor, e I_a , R_a e L_a são a corrente, resistência e indutância de armadura, respectivamente.

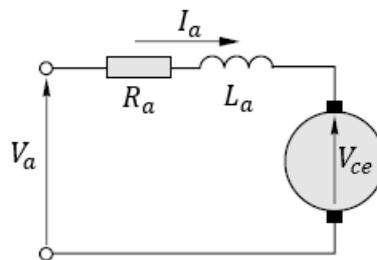


Figura 1: Circuito equivalente do um motor CC (HUGHES, 2006).

Hughes (2006) afirma que o valor da TCE depende apenas do fluxo magnético e da rotação do eixo, bem como a relação entre a corrente de armadura e o torque τ produzido no eixo. Este mesmo autor também afirma que o fluxo magnético é aproximadamente constante em motores de ímãs permanentes, o que leva ao conjunto de equações

$$\begin{cases} \tau = k_t I_a \\ V_{ce} = k_e \dot{\theta} \end{cases} \quad (2)$$

no qual k_t e k_e são constantes do sistema, e $\dot{\theta}$ é a velocidade angular do eixo.

O controle da corrente de armadura é abordado por Krishnan (2001) utilizando duas malhas de realimentação – uma malha interna para o controle do torque e uma malha externa para o controle da velocidade angular. Também define-se a operação isolada da malha interna de realimentação, que é o caso deste trabalho, como um amplificador de torque (KRISHNAN, 2001).

Dois estratégias para o controle de corrente são mencionadas por Krishnan (2001): controle através de *PWM* e controle por histerese. É afirmado que, para uma dada frequência de chaveamento, a oscilação da corrente de saída é menor no controle via *PWM* do que por histerese. Outra consideração realizada é a de que em sistemas de alta performance de *drives*

de motores, é usual que se utilize um controlador de ação proporcional integral (PI) (KRISHNAN, 2001).

2.4 – FILTROS DIGITAIS

No desenvolvimento desse trabalho, são utilizados sinais adquiridos através de conversores analógico-digitais (AD). Devido ao fato de que esses sinais podem vir contaminados com interferência e ruído, utilizam-se filtros para minimizar esses efeitos (SMITH, S., 1999).

Os filtros digitais podem ser classificados em dois grandes grupos com base na característica de sua resposta ao impulso - filtros de resposta finita (*FIR*) ou infinita (*IIR*). Smith, S. (1999) afirma que filtros do tipo *FIR* são implementados através da convolução do sinal obtido com sua resposta impulsiva, ponderando valores passados do sinal de entrada, enquanto que filtros *IIR* são uma extensão dessa abordagem, e ponderando também valores passados do sinal de saída.

Outra implementação de filtros *IIR* é obtida através de recursão, reduzindo significativamente seu tempo de execução (SMITH, S., 1999). Dadas as limitações de tempo de execução de laço encontradas neste trabalho, optou-se pela utilização desse tipo de implementação.

Filtros de Chebyshev são um tipo de filtro que possui uma atenuação rápida ao permitir a presença de *ripple* na sua resposta em frequência. O desenvolvimento de um filtro de Chebyshev requer a definição de quatro parâmetros - a frequência de corte, a porcentagem de *ripple* na banda de passagem, o número de pólos e se este será um passa-altas ou passa-baixas (SMITH, S., 1999). Quando o parâmetro de *ripple* é ajustado para 0 %, obtém-se um caso particular dos filtros de Chebyshev chamado filtro de Butterworth (SMITH, S., 1999).

A forma geral de um filtro passa baixas, conforme descrito por Kugelstadt (2001), é

$$A(s) = \frac{A_0}{\prod_i^\eta (1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (3)$$

na qual A_0 é o ganho, η é a ordem do filtro dividida por dois e arredondada para cima, e a_i e b_i são coeficientes do filtro. São estes coeficientes que determinam se este filtro será do tipo Butterworth, Chebyshev ou outros. Os coeficientes do denominador são tabelados para uma frequência normalizada $s = j\Omega = j\omega/\omega_c$, em que ω_c é a frequência de corte do filtro (KUGELSTADT, 2001). Isso permite que a função de transferência de filtros de Butterworth

de frequências de corte arbitrárias possam ser determinadas partindo-se da função geral com os coeficientes de Butterworth, seguida da substituição de s por s/ω_c .

De posse da função de transferência analógica do filtro de Butterworth desejado, se obtém um equivalente digital através do mapeamento entre os domínios s e z . Existem diversos métodos de mapeamento entre esses dois domínios, cada qual preservando características diferentes do sinal amostrado. Neste caso, foi utilizada a transformação bilinear, também conhecida como método de Tustin, pois as características desejáveis de muitos tipos de filtros são conservadas através deste método (SMITH, J., 2007). A transformada bilinear é realizada através da substituição de variáveis

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (4)$$

onde T_s é o período de amostragem do sistema discreto.

A função de transferência digital do filtro, quando submetida à transformada z inversa, rende uma equação de diferenças, que pode ser facilmente programada em um microcontrolador. Smith, J. (2007) descreve duas maneiras de fazer sua realização. A II, utilizada neste trabalho. Esta forma foi escolhida pois se trata da forma canônica do filtro, apresentando um número de atrasos igual à ordem do sistema.

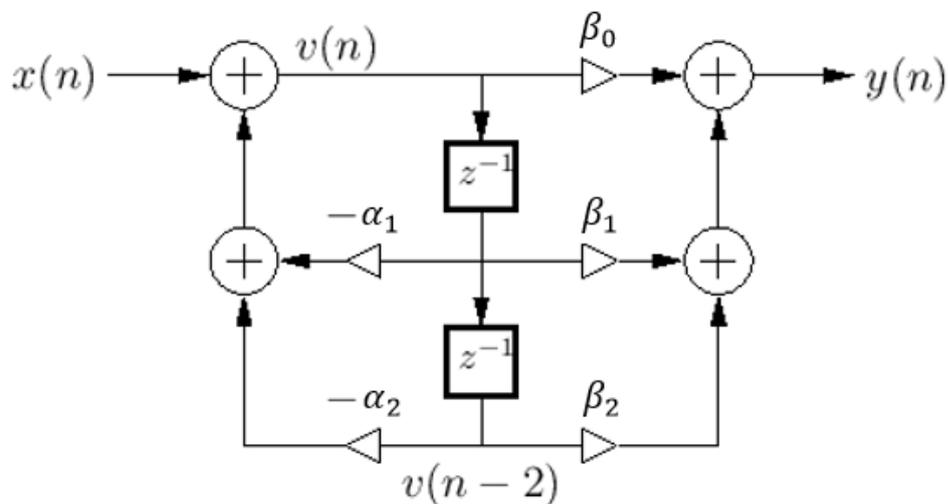


Figura 2 apresenta a realização na forma direta II, utilizada neste trabalho. Esta forma foi escolhida pois se trata da forma canônica do filtro, apresentando um número de atrasos igual à ordem do sistema.

Figura 2: Realização de um filtro digital na forma direta II (SMITH, J., 2007).

CAPÍTULO 3 – SISTEMA DE CONTROLE DE CORRENTE

Para realizar o controle de corrente do motor CC, partiu-se de uma análise do seu modelo matemático descrito na Equação 1. Aplicando nessa equação a transformada de Laplace e isolando o termo de corrente, encontra-se sua representação no domínio frequência. Como se deseja controlar o torque do sistema, essa representação pode ser descrita na forma

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - V_{ce}(s)}{R_a + sL_a} \quad (5)$$

A partir dessa equação, nota-se que a TCE, representada por $V_{ce}(s)$, pode ser interpretada como uma perturbação sobre o sinal de controle. A partir da sua relação de proporcionalidade com a velocidade angular do eixo, descrita pela Equação 2, pode-se inferir que a rotação do eixo é uma representação direta da perturbação sobre esse sistema. Utilizando o princípio da superposição, pode-se anular o efeito da perturbação $V_{ce}(s)$, obtendo a função de transferência generalizada da parte elétrica do motor CC,

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{R_a + sL_a} = \frac{1/L_a}{s + R_a/L_a} \quad (6)$$

Após definida a forma geral da função de transferência da planta, prosseguiu-se com o projeto e a montagem de um sistema que permita sua operação em malha fechada..

3.1 – PROJETO E MONTAGEM DO SISTEMA

O sistema utilizado neste trabalho foi desenvolvido com base na necessidade de ser capaz de evidenciar o efeito da implementação do controlador de corrente em um motor CC e permitir a manipulação de sua referência através de sinais mioelétricos. Os passos realizados durante o funcionamento desse sistema são a aquisição do sinal mioelétrico, o processamento desse sinal para obter uma referência de corrente, a obtenção do sinal de corrente de armadura de um motor CC, o cálculo do sinal de controle e o envio do sinal de controle para o sistema. A Figura 3 é uma representação inicial desse sistema que ilustra a relação entre as etapas mencionadas.

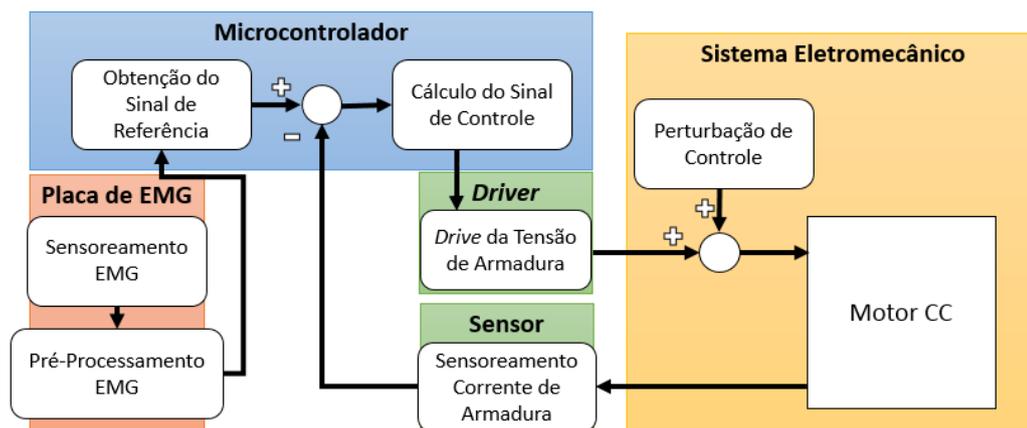


Figura 3: Diagrama do sistema proposto contendo as etapas de seu funcionamento.

3.1.1 – Placa de Eletromiografia

Para a aquisição do sinal mioelétrico, a solução encontrada foi a fabricação de circuito de condicionamento da Advancer Technologies, disponibilizado na internet, apresentado no Anexo A. Este circuito é alimentado por duas baterias de 9 V, e utiliza um amplificador de instrumentação para amplificar o sinal diferencial coletado de dois eletrodos sobre o qual realiza as operações de ganho, retificação e filtragem, obtendo um sinal de tensão positivo equivalente à intensidade da atividade muscular.

Para a interface com o músculo, foram utilizados eletrodos para eletroestimulação flexíveis e reutilizáveis, disponíveis comercialmente. Após finalizada, sua saída foi testada com um multímetro cuja performance foi suficiente para constatar a presença de uma resposta a contrações musculares. Uma imagem da placa finalizada se encontra no Apêndice A. Mais detalhes sobre o sinal obtido e efeitos observados são explorados mais adiante no Capítulo 5.

3.1.2 – UMC, *Driver* e Sensor de Corrente

O elemento utilizado para fazer o tratamento do sinal mioelétrico e do sinal de controle foi um microcontrolador Arduino Mega 2560. Esse dispositivo foi escolhido por fatores de disponibilidade e custo, além de não necessitar de equipamentos periféricos para realizar sua programação.

Devido à intensidade da tensão e da corrente requeridas para o funcionamento do motor, este não pode ser operado diretamente pela placa microcontroladora. Sendo assim, foi escolhido um módulo de ponte H que utiliza um circuito integrado L298N para funcionar como *driver* do motor.

Para fazer o sensoriamento de corrente, um módulo com sensor de efeito *hall* ACS712 foi utilizado. Este módulo trabalha na faixa de -5 A a +5 A, e transmite a informação obtida em um sinal de tensão de 0 a 5 V (Allegro Microsystems, 2006), compatível com o microcontrolador utilizado.

3.1.3 – Sistema Eletromecânico

Para a montagem do sistema mecânico, utilizou-se um motor CC HC677L-120. Este modelo possui tensão nominal de 13,5 V, é caracterizado por uma resposta rápida, longa vida útil e alta confiabilidade, e é utilizado em aplicações automotivas como recirculação de gás de exaustão e válvulas de turbocompressores (Johnson Electric).

3.1.4 – Alimentação e Conexão de Componentes

Uma bateria de *no-break* de 12V foi utilizada para alimentação do sistema eletromecânico e *driver*, e foi regulada para 5 V no caso do módulo do sensor. O microcontrolador foi alimentado diretamente de uma porta *USB* do computador, pois esta conexão já era necessária para se fazer a coleta dos dados, enquanto que a placa de eletromiografia possuía sua própria alimentação através de duas baterias de 9 V em configuração simétrica.

3.2 – MODELAGEM DO SISTEMA

3.2.1 – Definição da Zona de Operação

Uma vez definidos os componentes, verificou-se que o valor da corrente de armadura obido durante a operação do motor em malha aberta não atingia valores compatíveis com a resolução do sensor. Considerando que os 10 bits do conversor AD da unidade microcontroladora (UMC) sejam distribuídos ao longo desta faixa de tensão do sensor (0 a 5 V), obtém-se uma resolução de corrente de aproximadamente 9,8 mA

Com o intuito de aumentar a corrente de armadura e corrigir esse problema, determinou-se que uma carga deveria ser acoplada ao eixo, pois ao reduzir a velocidade angular do motor, a TCE gerada é menor, conforme explorado na seção 2.3 . Uma caixa de redução poderia ser utilizada para obter este aumento na carga, porém esta abordagem seria de difícil ajuste, possivelmente requerindo não apenas a substituição do par de engrenagens como o retrabalho da estrutura que o suportaria. Sendo assim, a carga acoplada escolhida foi outro motor CC do mesmo modelo, funcionando como um dínamo. Essa abordagem permitiu que se obtivesse mais

torque de resistência à rotação do eixo, ajustável através da modificação da resistência elétrica nos terminais do dínamo. Uma pequena placa foi feita e fixada aos terminais do dínamo, que permitia a seleção de 3 conexões diferentes - terminais em curto circuito, terminais conectados por um resistor de 3,3 ohms, e terminais em aberto. O valor da resistência foi escolhido com base no resultado de um ensaio de rotor bloqueado, que indicou que a resistência de armadura do sistema foi de aprox. 3 ohms. Fotos do sistema montado encontram-se no Apêndice A.

Antes de realizar o ensaio de malha aberta para obtenção dos valores numéricos do modelo, foi necessário definir uma zona de operação, com o intuito de minimizar eventuais saturações do sinal de controle ou valores de regime permanente muito elevados que pudessem danificar o sistema. Um teste de regime permanente foi realizado, observando seu comportamento para diferentes valores de tensão de armadura. Foram observadas as correntes de armadura nos casos em que os terminais do dínamo estavam em curto-circuito e com a resistência de 3,3 ohms. Durante este ensaio observou-se que quando a tensão se aproximava de 2,6 V, o torque motor começava a vencer a resistência do atrito estático e iniciava a rotação do eixo, porém esta apresentava um comportamento bem ruidoso e frequentemente o eixo voltava a ficar parado. Além disso, observou-se que quando a tensão de armadura se aproximava de 6 V, em ambos cenários testados, o sistema emitia um ruído sonoro alto e o motor apresentava um pouco de aquecimento. O Apêndice B mostra os valores coletados nesse ensaio.

Com base nessas observações, decidiu-se inicialmente limitar a operação do sistema a uma referência de corrente máxima de armadura do motor equivalente aos 6 V obtidos no ensaio, cerca de 1,22 A. Esse limite também deixa uma margem de sobretensão de 100% antes de atingir níveis de saturação, dado que a bateria utilizada é de 12 V.

3.2.2 – Ensaio de Malha Aberta

O levantamento de valores numéricos para o modelo foi realizado com o método de ajuste de curva. Nesse caso, o sistema é estimulado com um degrau no sinal de controle e sua resposta é observada. De posse do modelo matemático desse sistema, busca-se então um conjunto de parâmetros que aproxima a resposta do modelo à resposta obtida experimentalmente (BAZANELLA, SILVA, 2005).

Para que se pudesse realizar esse ensaio, era necessário que o driver e o sistema de aquisição estivessem funcionais. A implementação desses dois elementos apresentou alguns problemas.

3.2.2.1 – Driver

Ao realizar testes iniciais com o *driver*, inicialmente notou-se que a tensão de saída estava de acordo com o esperado. Após obtidos os primeiros resultados e verificada a presença de ruído, decidiu-se aumentar a frequência do *PWM*, modificando-a de 7,8 kHz para o valor sem *prescaler*, em 62,5 kHz. Após essa alteração, notou-se que os níveis de tensão produzidos pela ponte H não estavam mais apresentando uma relação linear com o *duty cycle* do *PWM*. A fim de reduzir os efeitos desse problema, um ajuste de reta foi feito sobre este sinal, concentrando a excursão desejada (0 a 10 V) na faixa do *PWM* que apresentava maior sensibilidade (cerca de 50 % a 90 %).

3.2.2.2 – Sistema de Aquisição

Um período de amostragem de 2 ms foi utilizado, pois foi o menor valor que permitia a execução completa do laço do programa da UMC. Um ensaio de malha aberta foi realizado inserindo um degrau de aproximadamente 3 V no sistema, mantendo o rotor bloqueado para anular efeitos de perturbação e liberando-o após alguns segundos para observar seus efeitos sobre a resposta. A fim de evitar conversões excessivas de unidades durante o processamento do sinal de controle, o sinal de corrente foi tratado na unidade de contagens do AD do sensor. A partir do resultado desse ensaio, constatou-se a presença de ruído e a necessidade de realizar a filtragem do sinal. Filtros digitais de Butterworth de segunda ordem foram testados nas frequências de corte de 100, 50 e 10 Hz. Os filtros de 100 e 50 Hz apresentaram ruído demasiado, portanto o filtro de 10 Hz foi escolhido. A Figura 4 mostra o sinal original e o sinal filtrado. O Apêndice D mostra o resultado dos demais filtros.

Com a filtragem em 10 Hz, observou-se um desvio padrão de 1,19 contagens, cerca de 11,6 mA, porém a dinâmica do filtro era muito dominante com relação à dinâmica do sistema, mascarando seu comportamento. A resposta rápida da parte elétrica do motor CC juntamente com o ruído no sinal adquirido impedem a obtenção de um modelo preciso através da análise de sua resposta ao degrau. A utilização de um filtro analógico permitiria uma redução do tempo de execução do laço, aumentando a taxa de amostragem do sistema, porém não solucionaria a divergência entre modelo obtido e a dinâmica real, além de necessitar o desenvolvimento de hardware adicional. Sendo assim, devido a limitações de hardware e de projeto, procedeu-se com o desenvolvimento deste trabalho utilizando a resposta obtida com o filtro de 10 Hz como a dinâmica real da planta. O projeto do controlador foi realizado sobre este modelo e simulações

foram utilizadas para observar possíveis consequências desta abordagem, apresentadas na seção 3.4.

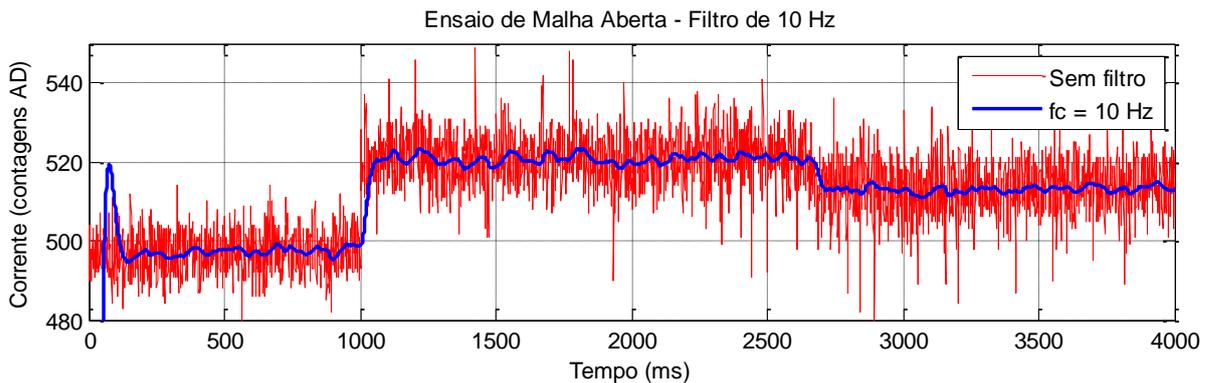


Figura 4: Resultado da filtragem do sinal de corrente com frequências de corte de 10 Hz superposta ao sinal original.

3.2.3 – Obtenção do Modelo

Conforme observado na Equação 6, o modelo da parte elétrica do sistema é de primeira ordem, portanto realizou-se um ajuste de curva dessa ordem sobre a resposta obtida na Figura 4, buscando os parâmetros de ganho e do valor do seu polo. A amplitude do sinal obtido no ensaio foi encontrada a partir da diferença das médias dos trechos de 1250 a 2500 *ms* e de 250 a 1000 *ms*, resultando em aproximadamente 23 contagens de AD, equivalente a cerca de 225 *mA*. Para se obter o tempo de acomodação e o valor do polo, partiu-se da equação da resposta no tempo de um sistema de primeira ordem

$$y(t) = K(1 - e^{-pt}) \quad (7)$$

onde p é o valor do polo do sistema (BAZANELLA, SILVA, 2005). Utilizando a aproximação de que o polo equivale a cinco vezes a constante de tempo, substituiu-se na equação o valor de tempo $t = 5/p$. Com essa substituição, encontra-se que a razão entre a amplitude atingida após cinco constantes de tempo e a amplitude de regime permanente é de 99,4 %, conforme descrito na Equação 8

$$y(t) = K(1 - e^{-5}) = 0,994 K. \quad (8)$$

Ao longo deste trabalho, esta foi a condição utilizada para determinar o início do regime permanente da resposta do sistema. Utilizando o valor de 99,4% do degrau, observou-se que o tempo de acomodação t_s da resposta foi de aproximadamente 70 *ms*. O valor do polo foi então encontrado realizando-se a substituição

$$p = \frac{5}{t_s} = \frac{5}{0,07} = 71,42 \approx 70 \text{ Hz.} \quad (9)$$

Para se obter o valor numérico do numerador N , utilizou-se o teorema do valor final sobre a saída de corrente do sistema,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} I_a(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot I_a(s). \quad (10)$$

Como $G(s) = I_a(s)/V_a(s)$, o sinal de entrada era um degrau de tensão de 3 V, e o valor de regime obtido foi de 23 contagens, segue que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} I_a(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot V_a(s) \cdot G(s) \quad (11)$$

$$23 = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{(3)(N)}{(s)(s + 70)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{3N}{s + 70} = \frac{3N}{70} \quad (12)$$

$$N = 536,667. \quad (13)$$

Com isso, tem-se o modelo de primeira ordem

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s)} = \frac{536,667 \text{ contagens}}{s + 70} \frac{1}{V}. \quad (14)$$

3.3 – DESENVOLVIMENTO DO CONTROLADOR

3.3.1 – Especificações do Controlador

Dados os problemas encontrados durante a modelagem do sistema, a performance desejada teve de ser escolhida cuidadosamente. A característica central desejada no sistema de malha fechada foi a capacidade de rejeitar perturbações decorrentes da TCE.

O controlador PI foi escolhido pois é comum neste tipo de aplicação, conforme visto na seção 2.3, e é capaz de rejeitar perturbações do tipo salto devido à presença do integrador (BAZANELLA, SILVA, 2005). Definiu-se que o tempo de resposta à entrada tipo salto e o tempo de rejeição à perturbação deve ser menor que 100 ms, pois esta resposta requer menor esforço de controle, porém ainda é compatível com a aplicação.

Conforme apresentado por Bazanella e Silva (2005), a equação de um controlador do tipo PID é

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (15)$$

Removendo a ação derivativa e utilizando a transformada de Laplace, chega-se à função de transferência do controlador PI,

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i + sK_p}{s} \quad (16)$$

A etapa seguinte à definição do tipo de controlador consiste na definição de seus parâmetros K_i e K_p , e para isso foi utilizado o método de alocação de pólos.

3.3.2 – Alocação de Polos no Domínio Contínuo

Para determinar o valor das constantes do controlador K_i e K_p , primeiramente escreveu-se a função de transferência de malha fechada do sistema,

$$T(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{(536,667K_p)(s + K_i/K_p)}{s^2 + (70 + 536,667K_p)s + 536,667K_i} \quad (17)$$

que permite concluir que o sistema possui um zero localizado em $\zeta = K_i/K_p$, e que sua equação característica é um polinômio de segunda ordem. Para encontrar as raízes desse polinômio, partiu-se do pressuposto de que estas são números reais, o que permite escrever este polinômio na forma

$$(s + p_1)(s + p_2) = s^2 + (p_1 + p_2)s + p_1p_2, \quad (18)$$

que permite montar o sistema de equações

$$\begin{cases} p_1p_2 = 536,667 K_i \\ p_1 + p_2 = 70 + 536,667 K_p \end{cases} \quad (19)$$

Como o tempo de resposta ao degrau deve ser de 100 ms, utilizou-se a substituição da Equação 9 e conclui-se que o pólo mais lento do sistema deve encontrar-se em 50 Hz. Decidiu-se também alocar ambos os pólos sobre este ponto, portanto $p_1 = p_2 = p$. O sistema obtido pode então ser resolvido, obtendo

$$\begin{cases} p^2 = 536,667 K_i \\ 2p = 70 + 536,667 K_p \end{cases} \quad (20)$$

$$K_i = 4,6568, \quad K_p = 0,0559 \quad (21)$$

De posse desses valores, pode-se calcular a posição do zero do sistema de malha fechada,

$$\zeta = K_i / K_p = 83,333, \quad (22)$$

e também obter a função de transferência do controlador

$$C(s) = \frac{0,0559s + 4,6584}{s} \frac{V}{\text{contagem}}. \quad (23)$$

Com estes pólos alocados, o sistema de malha fechada atende ao requisito de tempo de resposta à entrada do tipo salto. É necessário porém verificar se este atende ao requisito de rejeição à perturbação tipo salto. Para isso, utiliza-se a função de transferência da saída em relação à perturbação

$$T_p(s) = \frac{I_a(s)}{P(s)} = \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{536,667 s}{s^2 + (70 + 536,667K_p)s + 536,667K_i} \quad (24)$$

Observa-se aqui que a posição do zero foi alterada para $\zeta = 0$, o que garante rejeição à perturbação de salto, conforme mostra o teorema do valor final:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} I_a(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} sP(s)T_p(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{536,667 s}{s^2 + (70 + 536,667K_p)s + 536,667K_i} = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

Nota-se também que a equação característica deste caso é igual à da função de transferência da entrada, o que permite concluir que ambos pólos estão na mesma posição.

3.3.3 – Implementação Digital do Controlador

Para se obter uma representação digital desse controlador, foi realizada a discretização da equação do controlador no tempo contínuo, utilizando a substituição $t = n.T_s$, onde n é o índice da amostra e T_s é o período de amostragem do sistema.

Para prosseguir com esse desenvolvimento, é necessário definir uma aproximação discreta para a integral do sinal de erro. Como este é um sinal microprocessado, o valor amostrado é retido pelo conversor AD até a próxima leitura, permanecendo constante durante esse período, conforme ilustrado na Figura 5.

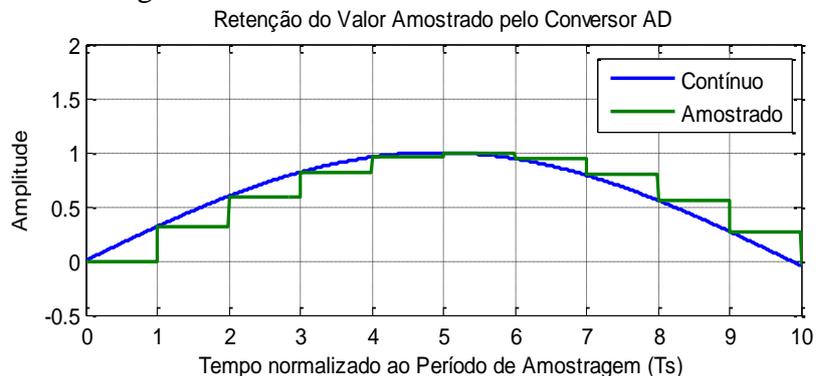


Figura 5: Aproximação discreta de uma integral através de um retentor de ordem zero .

Pode-se verificar que, para um determinado instante de tempo n , o valor da sua integral é a soma das áreas dos retângulos formados em cada intervalo T_s . Após cada amostragem do sistema, o valor do erro de corrente é mantido até que se obtenha uma nova amostra, ou seja,

$$i[n] = \sum_{k=0}^n e[k-1]T_s. \quad (26)$$

A partir dessa definição, pode-se realizar a manipulação

$$i[n-1] = \sum_{k=0}^{n-1} e[k-1]T_s, \quad (27)$$

$$i[n] = e[n-1]T_s + i[n-1]. \quad (28)$$

Substituindo essa expressão na equação do controlador, tem-se

$$u[n] = K_p e[n] + K_i i[n] = K_p e[n] + K_i e[n-1]T_s + K_i i[n-1] \quad (29)$$

$$u[n-1] = K_p e[n-1] + K_i i[n-1] \quad (30)$$

$$u[n] = K_p e[n] + (K_i T_s - K_p) e[n-1] + u[n-1] \quad (31)$$

que é uma aproximação digital do controlador projetado, já no domínio de tempo discreto.

3.4 – SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR OBTIDO

Antes de implementar o controlador no sistema real, foram realizadas simulações utilizando o software Simulink para verificar se seu uso em uma planta mais rápida e a presença

de não-linearidades do microcontrolador afetariam demasiadamente o comportamento da planta. Arbitrou-se para essa simulação uma planta de primeira ordem com um pólo 10 vezes mais rápido do que o do modelo utilizado. Para simular o controlador obtido, foi necessário encontrar sua função de transferência no domínio discreto utilizando a transformada z .

$$U(z) = K_p E(z) + (K_i T_s - K_p) z^{-1} E(z) + z^{-1} U(z), \quad (32)$$

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{K_p z + (K_i T_s - K_p)}{z - 1} = \frac{0,0559 z - 0,0466}{z - 1} \quad (33)$$

Três casos diferentes foram simulados, utilizando como sinal de entrada um degrau de referência de 23 contagens do AD, e com degrau de perturbação de -1 V. No primeiro caso, foi verificado o efeito de se utilizar o controlador digital subamostrado, utilizando uma variação do modelo da planta 10 vezes mais rápida. Nos casos seguinte foram incluídas a dinâmica do filtro digital de Butterworth na malha de realimentação, e os efeitos de resolução do sensor e atuador do sistema. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 6. O Apêndice D mostra os diagramas de blocos utilizados e outras simulações realizadas.

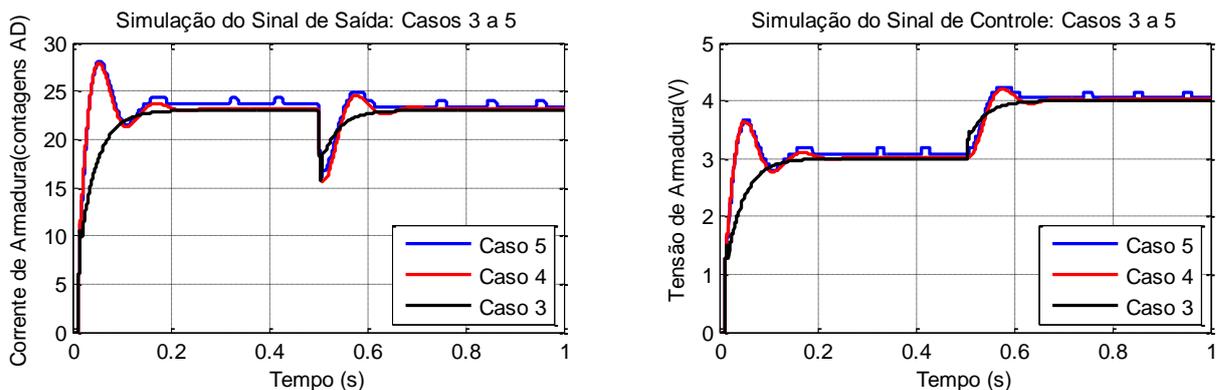


Figura 6: Resultados das simulações dos casos 3 a 5. Os gráficos da esquerda mostram o sinal de controle, e os da direita mostram a saída de corrente.

A partir dessas simulações nota-se a presença de um pico dentro da resposta transiente do Caso 3, decorrente da divergência entre o modelo utilizado no projeto e na simulação, os quais representam um risco de instabilidade caso a planta real seja muito mais rápida. Esses picos foram reduzidos no Caso 4 com a inclusão do filtro, porém observou-se um *overshoot* de cerca de 22% e um tempo de estabilização de cerca de 200 ms. A resposta obtida com a inclusão dos efeitos de resolução acompanhou a do caso anterior, mas adicionou pequenos pulsos durante o regime permanente, no qual passou a apresentar um erro médio de aproximadamente 2%. A presença desses pulsos é um problema, pois estes acarretam vibrações do sistema mecânico, diminuindo sua precisão e acelerando o processo de fadiga do equipamento.

Com a realização dessas simulações, observou-se que a abordagem utilizada para circundar as limitações do hardware utilizado insere diversos efeitos prejudiciais sobre o comportamento do sistema de malha fechada, inviabilizando sua aplicação direta na caso de uma prótese ativa e requerindo seu posterior refinamento. Conhecendo os efeitos e riscos decorrentes das imperfeições presentes nesse sistema, prosseguiu-se com a implementação no sistema real.

3.5 – RESULTADO DO SISTEMA DE CONTROLE

A implementação do controlador se deu diretamente através da Equação 31. Após implementado o controlador no sistema, um ensaio para sua validação foi realizado. Programou-se o microcontrolador para ligar o controlador após 1000 ms, ajustando a referência de corrente para 550 contagens de AD, equivalentes a cerca de 371 mA. Esse valor foi definido pois era suficiente para colocar o eixo do motor em rotação, ou seja, inserindo uma perturbação. Após cerca de 5000 ms, o eixo do motor foi bloqueado manualmente, removendo essa perturbação. Por motivos de segurança, foi inserida uma saturação artificial do sinal de controle através do programa da UMC em 10 V. A Figura 7 mostra o resultado do ensaio, indicando o sinal de corrente de armadura em contagens do AD e o sinal de controle em V.

Observa-se que o sensor de corrente utilizado apresentou um desvio em seu valor de zero, indicando um valor de 522 contagens enquanto o driver permanecia desativado. Esse efeito foi observado ao longo de outros ensaios, variando a cada ensaio em cerca de ± 10 contagens de AD do valor esperado de zero, 512 contagens. Ainda assim, notou-se que esse valor permanecia constante até a inserção do degrau de referência, o que permite concluir que este efeito de desvio do sensor se trata de algum problema na sua inicialização. Isso é corroborado pela relação entre os sinais de controle e de corrente obtidos, pois não há um grande desvio no controle ao longo do tempo que sugira um efeito de imprecisão do sensor.

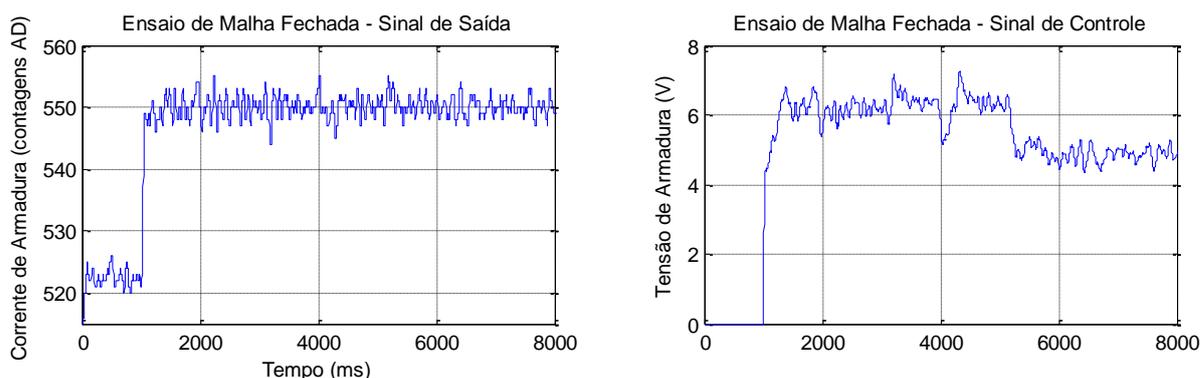


Figura 7: Resultado do teste de malha fechada do controlador. Observar a alteração do nível de controle em tensão e o seguimento de referência de corrente devido à inserção da perturbação.

Nota-se que, com a inclusão da parte mecânica do sistema, dois outros parâmetros passam a ser considerados: o atrito viscoso B e o momento de inércia J . Sistemas mecânicos operados por motores CC de porte similar ao do utilizado neste trabalho, como kits de desenvolvimento ou ensaios de atrito, foram pesquisados com o intuito de se obter valores típicos para estes parâmetros. A partir da análise de resultados obtidos por Vargas(2015), Herberts(2011), Virgala, Frankovský, Kenderova(2013) e de documentação da Zeltom LLC(2011), constatou-se que o momento de inércia presente em aplicações dessa ordem variou entre $1,96 \cdot 10^{-2}$ e $1,88 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, enquanto que o coeficiente de atrito viscoso ficou na faixa de $2,45 \cdot 10^{-1}$ a $2,03 \cdot 10^{-5} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$. Os valores dos polos mecânicos dos sistemas pesquisados foram calculados e ficaram entre 2 e 243 Hz. Observou-se também que os valores de indutância de armadura dos motores utilizados nesses casos ficou entre 2,7 e 9,7 mH. Utilizando o valor da resistência de armadura do motor utilizado nesse sistema, de 3 ohms, e a maior indutância encontrada, de 9,7 mH, estima-se um valor para o polo elétrico em cerca de 333 Hz. Esse valor é maior que os polos mecânicos observados, ainda que tenha se observado um caso em que estes dois valores foram relativamente próximos. O valor calculado, no entanto, representa o pior caso obtido, e se comparado com os demais valores de polos mecânicos observados, diferenças de até cerca de 160 vezes entre as dinâmicas são possíveis, ilustrando a dominância da dinâmica mecânica sobre a elétrica nesse tipo de sistema.

CAPÍTULO 4 – PROCESSAMENTO DA REFERÊNCIA

Após a validação do controlador de corrente, foi realizada sua integração com o sinal mioelétrico. Para que isso fosse possível, foi necessário desenvolver uma maneira de converter os sinais obtidos pela contração muscular em uma referência de corrente, de modo a permitir o controle voluntário do torque exercido pelo motor. Antes de encontrar uma maneira de realizar essa conversão, foi necessário verificar as características do sinal obtido realizando ensaios com o sistema de eletromiografia.

4.1 – OBTENÇÃO DO SINAL MIOELÉTRICO

Para obter um sinal da contração muscular, o cuidadoso posicionamento dos eletrodos é necessário. Conforme verificado na seção 2.2, os dois eletrodos que captam o sinal devem ser fixados sobre o músculo, a uma distância de cerca de 1 cm, enquanto o eletrodo de terra deve ser fixado sobre uma parte do corpo eletricamente neutra. Os eletrodos utilizados, no entanto, possuem uma área adesiva de 3 x 5 cm, o que impede o seu posicionamento ideal. Decidiu-se portanto posicioná-los o mais próximo possível, mas mantendo uma pequena distância entre suas áreas de contato, a fim de evitar interações elétricas indesejadas.

O músculo escolhido para realizar a contração adquirida foi o bíceps. Antes de posicionar os eletrodos, a pele foi limpa com álcool a fim de remover óleos e impurezas e diminuir sua resistência elétrica. Os eletrodos foram então fixados conforme apresentado na Figura 9, onde se podem ver os dois eletrodos que captam o sinal diferencial sobre o músculo e o eletrodo neutro posicionado no antebraço, próximo ao cotovelo e diretamente sobre a ulna.

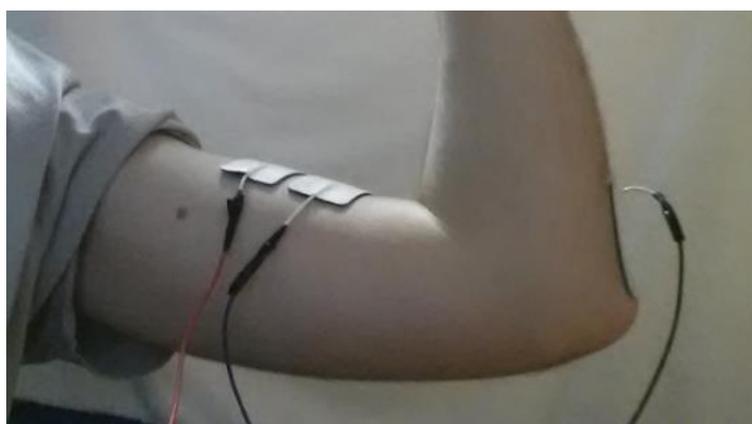


Figura 9: Posicionamento dos eletrodos para aquisição do sinal. Dois eletrodos sobre o bíceps para capturar o sinal mioelétrico, e o eletrodo de referência posicionado sobre a ulna.

Após a fixação dos eletrodos, um teste foi realizado com a placa de EMG, realizando contrações musculares de intensidade e duração variadas. Observou-se que a amplitude da resposta obtida aumentou com o tempo, estabilizando-se após cerca de 10 minutos. Este tempo de estabilização foi observado em todas as vezes que o sistema foi ligado. O motivo deste efeito não ficou absolutamente claro. Segundo De Luca (2002), após a fixação do eletrodo, uma reação química ocorre com os eletrólitos da pele, e é necessário que essa reação se estabilize para que se tenha uma leitura adequada. Em contrapartida, este mesmo autor também afirma que, caso o eletrodo seja projetado corretamente, essa reação deve estabilizar-se na ordem de alguns segundos, que não foi o caso.

Não se encontrou um padrão para definir a intensidade de contrações musculares utilizadas no experimento, portanto foram arbitrados três níveis de contração, denominando-os como contrações “fracas”, ‘médias” e “fortes”. A Figura 10 mostra um ensaio no qual foram realizadas contrações musculares de intensidades arbitrariamente definidas como fraca, média e forte. Neste primeiro ensaio foram realizadas cinco contrações de cada tipo em sequência, de menor para maior intensidade.

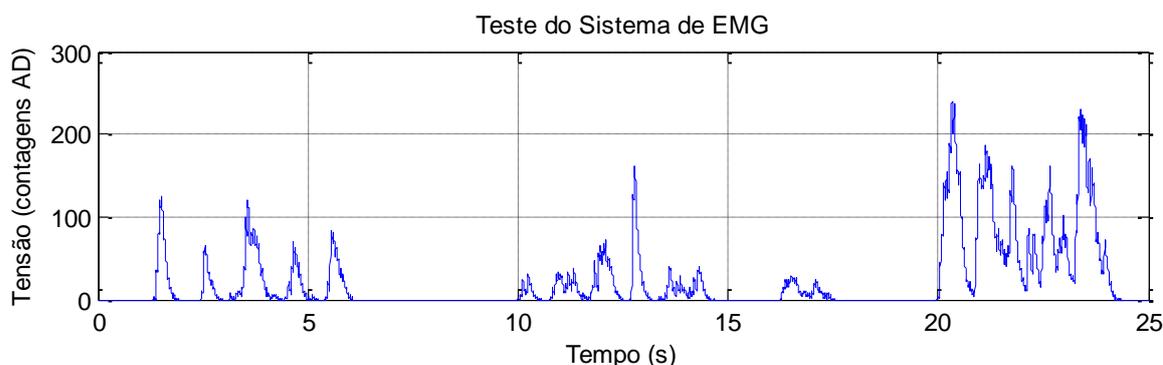


Figura 10: Resultado de um ensaio do sistema de EMG. Observar a presença de um sinal indesejado entre impulsos médios e fortes .

A partir do gráfico obtido, observa-se que a relação de intensidade de contrações fracas e médias se provou muito pouco confiável, dado que as contrações médias apresentaram resultados menos intensos que as contrações fracas. A diferença de intensidade foi mais expressiva no caso de contrações fortes, porém ainda bastante oscilatória. Outro efeito observado foi que, após a realização de diversas contrações, surgiram leituras que não estavam relacionadas a contrações voluntárias. Um exemplo desse efeito pode ser visualizado neste primeiro ensaio, entre as contrações médias e fortes. Houve circunstâncias nas quais essas leituras chegavam a valores muito significativos, alcançando picos equivalentes à metade da intensidade de uma contração voluntária intensa.

4.2 – INTEGRAÇÃO COM O CONTROLADOR DE CORRENTE

Uma vez obtido o sinal mioelétrico, prosseguiu-se com a conversão deste sinal em uma referência de corrente. Para isso, um pós-processamento deste sinal teve de ser realizado. Devido ao fato de que o sinal mioelétrico é um sinal diferencial, a leitura de uma contração muscular sustentada retorna a zero. Com a intenção de que o usuário pudesse manter um nível de torque relativamente constante, foi implementada a estratégia de tornar a dinâmica do sistema mais lenta, ao ponto em que o sistema fosse capaz de detectar múltiplas contrações em sequência e acumular seus efeitos para formar um sinal de referência. Para isso foi utilizado outro filtro digital passa-baixas de Butterworth, de ordem 2 e frequência de corte em 1 Hz, definida experimentalmente.

A Figura 11 mostra outro ensaio realizado, no qual foram feitas três contrações de cada tipo em ordem crescente de intensidade, e finalizou-se com uma sequência de contrações fracas seguidas de uma sequência de contrações fortes. Este ensaio foi realizado com o objetivo de verificar a possibilidade de controlar voluntariamente a intensidade média do sinal. Pode-se observar neste caso que, apesar de que a intensidade das contrações seja visualmente identificável, os sinais apresentaram oscilação significativa.

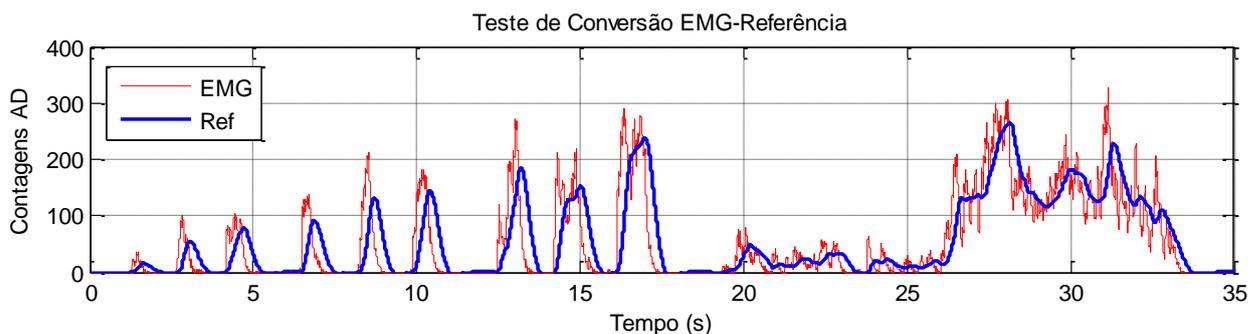


Figura 11: Resultado de ensaio de EMG. Cada conjunto de três impulsos foi realizado com contrações de intensidade crescente. Ao final, contrações sequenciais fracas e fortes foram realizadas.

Após a filtragem desses sinais, um ajuste de reta foi implementado no sinal mioelétrico filtrado, relacionando-o com a referência de corrente. Com essa implementação, todas as etapas do sistema proposto foram realizadas.

4.3 – RESULTADO DO PROCESSAMENTO DA REFERÊNCIA

Após o desenvolvimento do processamento da referência, observou-se que a utilização de um filtro passa-baixas como maneira de converter contrações musculares em um sinal de tensão apresentou problemas de confiabilidade, mais pronunciados quando as contrações eram fracas e médias. Apesar de permitir o controle do nível médio do sinal, essa característica observada

no sistema de EMG compromete a repetibilidade do sistema e a sua utilização direta em uma aplicação de prótese.

De acordo com Kuriki *et al.*(2012), o sinal mioelétrico é constituído por diversos sinais menores denominados potenciais de ação, sendo que cada um destes é responsável pela ativação de um conjunto de fibras musculares, chamado de unidade motora. Músculos são compostos por mais de uma unidade motora, e possuem fibras de diferentes tipos, sendo ativadas em diferentes intensidades de contrações, e a força exercida por um músculo depende da sincronia entre as ativações de suas unidades motoras. Essas características da contração muscular fazem com que não seja possível garantir que a amplitude de sinais mioelétricos isolados corresponda diretamente à intensidade de contrações (KURIKI *et al.*, 2012), explicando o efeito observado na Figura 10. A partir dessas informações, pode-se inferir que a variação da amplitude do sinal obtido nos casos fracos e médios se deve à própria natureza do sinal mioelétrico, e que suas informações de frequência seriam mais adequadas para estimar a intensidade da contração muscular.

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS E ANÁLISE

O desenvolvimento deste trabalho foi segmentado em diversas etapas, apresentadas nos capítulos anteriores, juntamente com os respectivos resultados obtidos. Este capítulo tem como objetivo abordar o resultado do trabalho como um todo, portanto uma breve revisão dos resultados do controlador e do sistema de EMG é apresentada, seguida de uma análise da performance do conjunto montado com base na sua proposta de aplicação.

5.1 – RESULTADOS DO CONTROLADOR

O controlador desenvolvido neste trabalho foi especificado para atender aos requisitos de rejeição de perturbação de controle do tipo salto e tempo de resposta e tempo de rejeição de perturbação de 100 ms. O ensaio realizado teve como referência de corrente o valor de 550 contagens. Incluindo-se o efeito do desvio de zero do sensor, isso rendeu um salto de amplitude de 28 contagens.

Após a implementação do controlador, observou-se a presença da rejeição de perturbação. O valor de regime permanente apresentou desvio padrão de 1,681 contagens em torno do valor de 549,934 contagens, referente a um erro de 0,23% com relação ao valor desejado, calculados com base nos valores médios dos trechos de regime permanente antes e após a inserção do degrau. O tempo de resposta ao salto obtido foi de 60 ms, e o tempo de rejeição de perturbação de 140 ms. Atribuem-se essas diferenças de performance às divergências entre o modelo utilizado no projeto e a dinâmica real da planta. Os resultados obtidos permitiram verificar que os efeitos da parte mecânica do sistema permaneceram presentes, e que a abordagem de desconsiderá-la é insuficiente para se obter uma performance adequada do conjunto. Além disso, se o conjunto mecânico fosse considerado desde o início, o novo tempo de acomodação obtido seria significativamente maior, mitigando ou possivelmente eliminando os problemas de taxa de amostragem e dinâmica do filtro encontrados ao longo deste trabalho.

As simulações realizadas também evidenciaram problemas nos comportamentos transiente e de regime permanente. O sobrepasso significativo decorrente da inclusão do filtro e a presença de pulsos periódicos devidos à quantização digital do PWM comprometem a aplicação direta do sistema desenvolvido em uma prótese ativa, pois aumentam oscilações e inserem vibrações

que diminuem a precisão de sua resposta e aceleram o processo de fadiga das estruturas de uma prótese.

5.2 – RESULTADOS DO SISTEMA DE EMG

O sistema de EMG utilizado, apesar de funcional, apresentou alguns problemas significativos. Observou-se pouca confiabilidade na relação entre intensidade das contrações e amplitude de saída do sistema, além de ocasionais leituras indesejadas que chegavam a amplitudes de até 50% dos valores de pico atingidos com contrações voluntárias. A estratégia de relação entre as grandezas envolveu o atraso da dinâmica do sinal, requerindo contrações sucessivas para se manter um nível de referência desejado. Apesar de permitir o controle de nível médio da referência, o intervalo de tempo em que essas contrações podem ser realizadas e a dinâmica lenta do sinal filtrado fizeram com que a resposta apresentasse oscilação significativa.

Após obtenção desses resultados, buscaram-se explicações para esses problemas, e foi percebido que a utilização isolada da amplitude do sinal como correspondência da intensidade da contração muscular não é adequada. Pela natureza do sinal mioelétrico, informações de suas componentes de frequência ou seu valor rms possibilitariam uma extração mais precisa da informação de intensidade de contração, uma vez que esta é atrelada à quantidade de impulsos transmitidos ao músculo ao longo de tempo e à sincronia entre as ativações das suas diferentes unidades motoras. A utilização de circuitos conversores de frequência em tensão são, portanto, uma alternativa considerada para melhorar o desempenho desse sistema.

5.3 – RESULTADO DO SISTEMA COMPLETO

Uma vez que o sistema completo foi montado, um teste de operação foi realizado. Os eletrodos foram fixados conforme as posições já descritas, e se aguardou a estabilização do sistema de aquisição do sinal mioelétrico até se obterem leituras adequadas das contrações musculares. A relação entre estes sinais e a referência de corrente foi recalibrada através do ajuste de seus parâmetros de ganho e offset, e foram então realizadas contrações arbitrárias a fim de avaliar o seguimento de referência sob condições de operação mais irregulares. A Figura 12 mostra o resultado de um desses ensaios.

Como pode ser observado, a corrente de armadura seguiu a forma da referência. Nos picos de maior intensidade, nota-se que há um pequeno desvio momentâneo da saída, sendo que esta

fica menor do que a referência quando o valor desta ultrapassa um limite de cerca de 30 contagens, e fica maior que a referência quando esta retorna para baixo deste limite, conforme detalhe da Figura 13. Essa diferença se deve ao efeito da perturbação, pois nestes pontos ocorria o início ou a parada do movimento do eixo. Quando o rotor começa a se movimentar, ocorre um aumento da TCE, causando uma queda momentânea na corrente de armadura, e quando este movimento cessa, o efeito contrário ocorre.

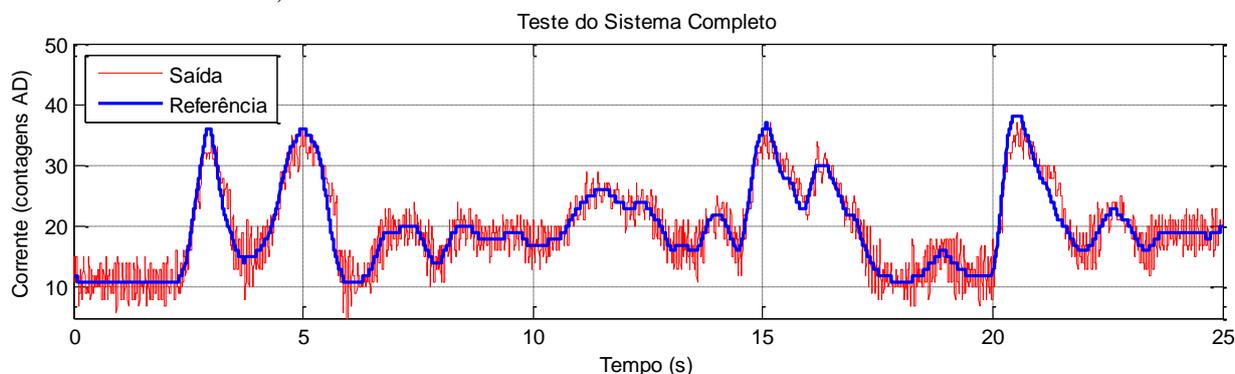


Figura 12: Resultado do teste de operação do sistema.

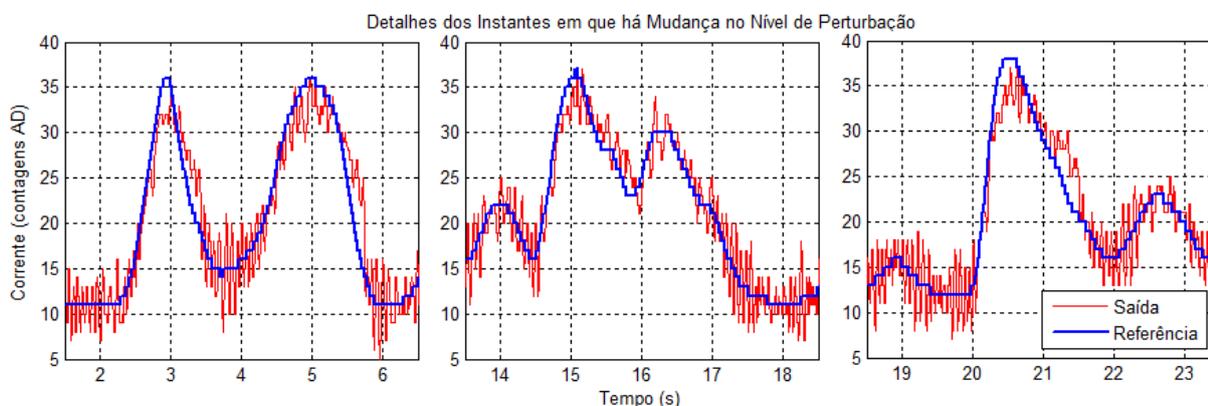


Figura 13: Detalhe de alguns instantes em que o movimento do eixo inicia ou para, alterando a perturbação no sistema.

Com relação ao fator de usabilidade do sistema, observou-se uma dificuldade de efetivamente controlar a intensidade da corrente através das contrações musculares. Devido às oscilações do sinal mioelétrico filtrado e à utilização direta da amplitude do sinal como correspondência da intensidade das contrações, não foi possível manter um valor constante de referência.

A inconsistência encontrada na relação entre a intensidade das contrações e a amplitude dos sinais gerados fez com que a resposta obtida frequentemente não correspondesse com a intenção do usuário. Além disso, estratégia de conversão utilizando um filtro passa-baixas gerou a necessidade de realizar múltiplas contrações musculares consecutivas para se manter um nível de corrente requer constante esforço do músculo, acelerando seu processo de fadiga e inviabilizando a utilização deste sistema por períodos prolongados..

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES

Os resultados obtidos mostraram que abordagem utilizada no projeto do controlador, de desconsiderar os efeitos provenientes da parte mecânica do sistema, não foi adequada. A presença de efeitos decorrentes dessa parte foi observada principalmente na inserção da perturbação, e demonstrou-se que sua consideração permitiria não só a obtenção de um modelo mais fiel ao comportamento real do sistema como também diminuiria os problemas relacionados às limitações de hardware e filtragem.

O sistema de obtenção de referência através de EMG, por sua vez, apresentou pouca repetibilidade nos testes realizados. A discrepância entre as magnitudes das contrações realizadas e da amplitude dos sinais de saída, em específico nos casos de menor intensidade, foi atribuída à utilização direta da amplitude do sinal mioelétrico como correspondente à intensidade das contrações musculares, e a utilização da informação de frequência do sinal renderia uma resposta mais adequada para esta aplicação.

O uso de um filtro passa-baixas como mecanismo de conversão entre o sinal mioelétrico e o sinal de referência de corrente foi uma maneira encontrada para compensar a natureza diferencial do primeiro, porém sua aplicação se mostrou limitada. Apesar de permitir que as respostas de contrações musculares consecutivas de acumulem ao longo do tempo para se obter um determinado nível médio, a presença de oscilações significativas em sua saída necessitaria de um atraso ainda maior, que seria incompatível com a proposta de aplicação. Outro problema observado com essa abordagem foi que as consecutivas contrações requeridas para a sustentação de um nível de referência acabam acelerando o processo de fadiga do músculo, inviabilizando o uso do sistema por períodos prolongados.

A performance obtida pode ser aprimorada para uso em uma aplicação real através de diferentes abordagens. Um dos pontos significativos de melhora é a utilização apropriada do sinal mioelétrico adquirido, utilizando, por exemplo, um circuito conversor de frequência em tensão. Isso permitiria uma correspondência mais fiel à intensidade das contrações, melhorando a confiabilidade do sinal obtido e, conseqüentemente, facilitando a operação do sistema. Não se descarta também o uso de estratégias de conversão mais complexas para estabelecer a relação entre sinais mioelétricos e referência. A utilização de algoritmos adaptativos ou o tratamento de múltiplas informações do mesmo sinal necessitariam de hardware mais avançado para serem

implementadas, mas possibilitariam a obtenção de sinais de referência mais próximos do solicitado pelo usuário.

Por fim, conclui-se que o sistema desenvolvido constitui uma introdução à abordagem proposta, e necessita de melhorias para que se possa efetivamente demonstrar a viabilidade de se controlar o torque de um motor CC através de contrações musculares. Os pontos críticos que precisam ser revisados nesse desenvolvimento são a abordagem da componente mecânica do sistema durante a modelagem e a necessidade de explorar melhor a correspondência entre o sinal mioelétrico e a intensidade de contrações musculares. Outros pontos que podem ser desenvolvidos com base no conceito deste trabalho para se obter uma implementação prática desse sistema são o dimensionamento dos atuadores e sistemas de potência aplicados a próteses ativas, e o estudo de outras estratégias de conversão de sinais mioelétricos em referências de torque para o motor CC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADVANCER TECHNOLOGIES. **DIY Muscle Sensor / EMG Circuit for a Microcontroller**. Disponível em: <<https://www.instructables.com/id/Muscle-EMG-Sensor-for-a-Microcontroller/>>. Acesso em: 19 nov 2018.

ALLEGRO MICROSYSTEMS. **ACS712 datasheet**. Massachusetts: 2006. Disponível em: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/168326/ALLEGRO/ACS712.html>>, Acesso em: 19 nov 2018.

BAZANELLA, A. S.; DA SILVA, J. M. G. **Sistemas de Controle: Princípios e Métodos de Projeto**, 1ª Edição. Porto Alegre: Editora da UFRGS, 2005.

BENETEAU, A. et. al. **Low-Cost Wireless Surface EMG Sensor Using the MSP430 Microcontroller**. In: Education and Research Conference, 6, 2014, Milão, Itália. University of Strathclyde, Glasgow, UK; Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, France. Disponível em: <<https://pdfs.semanticscholar.org/bad0/4d95dd63d62f09be0b15e2bbec3516207d98.pdf>>. Acesso em: 03 mai 2018.

DE LUCA, C. J. **Surface Electromyography: Detection and Recording**. DelSys Incorporate, 2002. Disponível em: <https://www.delsys.com/Attachments_pdf/WP_SEMGintro.pdf>, Acesso em: 03 mai 2018.

FARINA, D.; ASZMANN, O. **Bionic Limbs: Clinical Reality and Academic Promises**. Science Translational Medicine, Washington, EUA, v.6, n.257, 8 out 2014.

HAFNER, B. J.; ASKEW, R. L. Physical Performance and Self-Report Outcomes Associated with Use of Passive, Adaptive, and Active Prosthetic Knees in Persons with Unilateral, Transfemoral Amputation: Randomized Crossover Trial. **Journal of Rehabilitation Research and Development**, v.52, n.6, p.677-700, 2015. Disponível em: <<http://go-galegroup.ez45.periodicos.capes.gov.br/ps/i.do?id=GALE%7CA435542969&v=2.1&u=capes&it=r&p=AONE&sw=w>>. Acesso em 8 dez 2018.

HERBERTS, M. A. Acionamento de um Robô Antibombas, 2011. 57 f. (Projeto de Diplomação, Engenharia Elétrica) - UFRGS, Porto Alegre, 2011. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/65617>>. Acesso em 12 dez. 2018.

HUGHES, A. **Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications**. 3ª Edição. Oxford, Reino Unido: Elsevier Ltd., 2006.

JOHNSON ELECTRICS. HC677L-120 datasheet. Disponível em: <<https://www.yumpu.com/en/document/view/13494488/hc677l-120-low-voltage-dc-motors-johnson-electric>>, Acesso em: 19 nov. 2018.

KAUR, K. **An Introduction to the Biomechanics of Prosthetics**. AZoRobotics, 2012. Disponível em: <<https://www.azorobotics.com/Article.aspx?ArticleID=11P/>>. Acesso em 8 dez 2018.

KRISHNAN, R. **Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control**. New Jersey, EUA: Prentice Hall, 2001.

KUGELSTADT, T. Active Filter Design Techniques. In: MANCINI, R. **Op Amps For Everyone: Design Reference**. Dallas: Texas Instruments Inc., 2001. Disponível em: <<https://www2.seas.gwu.edu/~ece121/Spring-06/filterdesign.pdf>>. Acesso em: 19 nov. 2018.

- KURIKI, H. U. et al. The Relationship Between Electromyography and Muscle Force. In: SCHWARTZ, M. **EMG Methods for Evaluating Muscle and Nerve Function**. Rijeka, Croácia: InTech, 2012. Disponível em: <<https://www.intechopen.com/books/emg-methods-for-evaluating-muscle-and-nerve-function/the-relationship-between-electromyography-and-muscle-force>>. Acesso em 7 dez. 2018.
- LENZI, T.; LIPSEY, J.; SENSINGER, J. W. **The RIC Arm**—A Small Anthropomorphic Trans-humeral Prosthesis. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, v.21, n.6, dez 2016.
- NILSON, C. P. **Aquisição, Processamento de Sinais Mioelétricos e Máquina de Vetores de Suporte para Caracterização de Movimentos do Segmento Mão-Braço**. 2014. 88f. Dissertação (Mestrado em Controle e Automação) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, 2014.
- RAMOS, V. Introduction to Prosthetic Limbs. **The Kabod**, v.2, n.1, Liberty University Digital Commons, 2015. Disponível em: <<https://digitalcommons.liberty.edu/cgi/viewcontent.cgi?referer=https://www.google.com/&httpsredir=1&article=1020&context=kabod>>. Acesso em 8 dez 2018.
- SIKDAR, S. *et al.* Novel Method for Predicting Dexterous Individual Finger Movements by Imaging Muscle Activity Using a Wearable Ultrasonic System. **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, v.22, n.1, jan 2014.
- SMITH, J. O. **Introduction to Digital Filters with Audio Applications**, 2007. Disponível em: <<https://ccrma.stanford.edu/~jos/filters/>>, Acesso em: 19 nov 2018.
- SMITH, S. W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. 2ª Edição. San Diego, EUA: California Technical Publishing, 1999.
- STMicroeletronics. **L298N datasheet**. Itália, 2000. Disponível em: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf>, Acesso em: 19 nov 2018.
- STRICKLAND, E. Amputees "Feel" the Movement of Their Prosthetic Hands. **IEEE Spectrum**, 2018. Disponível em: <<https://spectrum.ieee.org/the-human- os/biomedical/bionics/amputees-feel-the-movement-of-their-prosthetic-hands>>, Acesso em: 19 nov 2018.
- VARGAS, R. M. Desenvolvimento de uma Plataforma de Testes de Controladores para os Dois Primeiros Graus de Liberdade de um Robô SCARA, 2015. 55 f. (Trabalho de Conclusão em Engenharia de Controle e Automação) - UFRGS, Porto Alegre, 2015. Disponível em: <<https://lume.ufrgs.br/handle/10183/127790>>. Acesso em 12 dez. 2018.
- VIRGALA, I.; FRANKOVSKÝ, P.; KENDEROVA, M. Friction Effect Analysis of a DC Motor. *American Journal of Mechanical Engineering*, v.1, n.1, 2013. Disponível em: <<http://pubs.sciepub.com/ajme/1/1/1/>>. Acesso em 12 dez. 2018.
- WINDRICH, M. et al. Active lower limb prosthetics: a systematic review of design issues and solutions. **Robotics: Science and Systems**, Berlim, Alemanha, 28 jun 2016.
- ZELTOM LLC. DCMS DC Motor System: User Manual. Belleville, EUA, 2011. Disponível em: <http://zeltom.com/documents/dcms_um_13.pdf>. Acesso em 12 dez. 2018.

APÊNDICE A – IMAGENS DA MONTAGEM DO SISTEMA



Figura 14: Placa de Eletromiografia montada.



Figura 15: Motores utilizados no sistema eletromecânico.

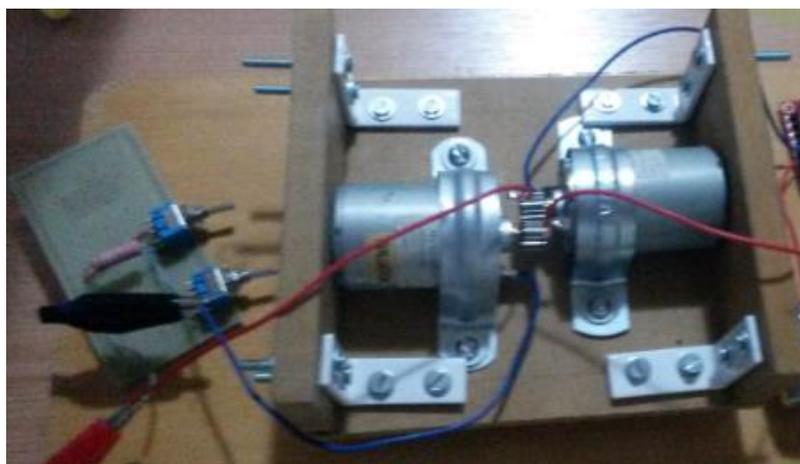


Figura 16: Sistema eletromecânico montado.

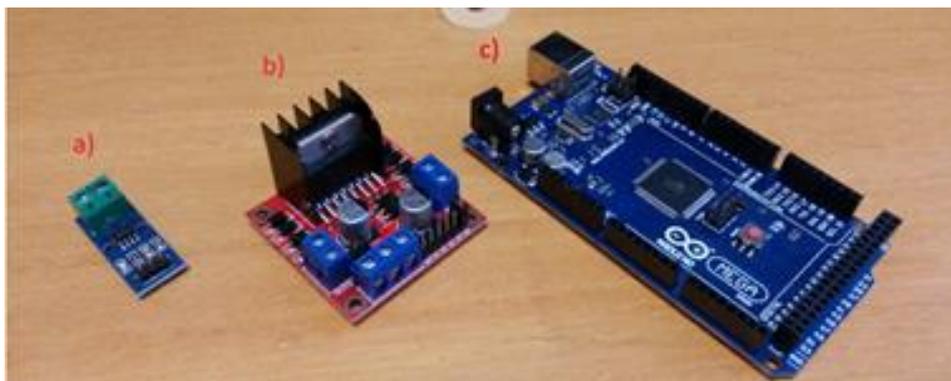


Figura 17: Hardware utilizado no desenvolvimento: a) Sensor de corrente ACS712; b) Driver Ponte H L298n; c) Microcontrolador Arduino MEGA2560.

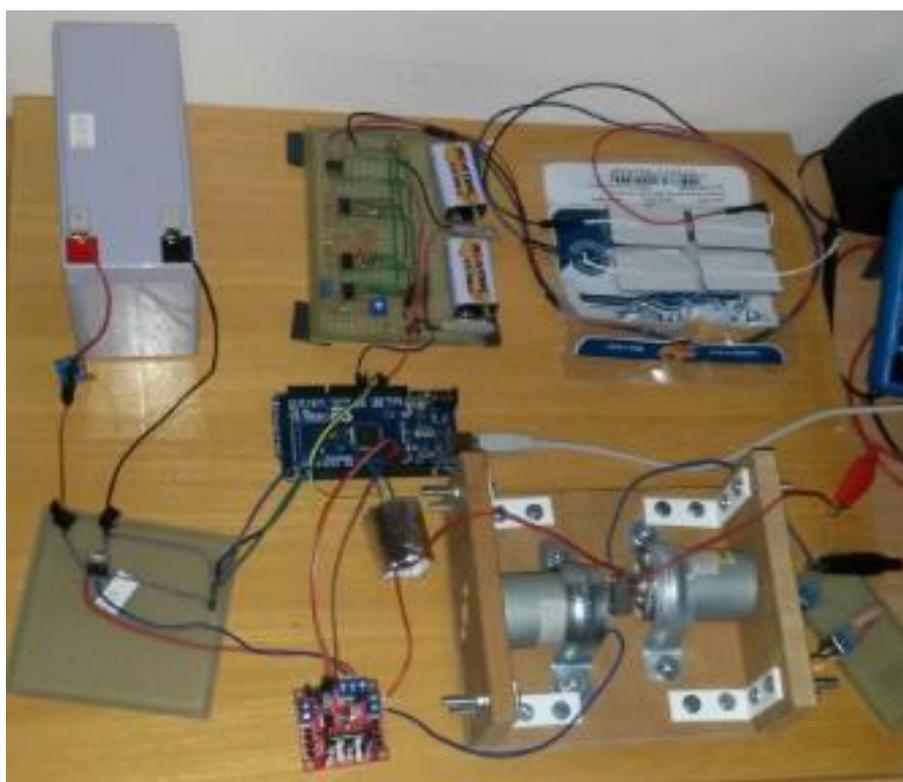


Figura 18: Sistema completo após sua montagem.

APÊNDICE B – RESULTADO DO ENSAIO DE RP DO SISTEMA ELETROMECAÂNICO

Tabela 1 - Valores de corrente de armadura de regime permanente para diferentes tensões de armadura, com terminais da carga com resistência de 3,3 ohms e em curto-circuito.

$V(V)$	$I_{3R3}(A)$	$I_{cc}(A)$
2,6	0,65	0,69
2,8	0,66	0,71
3,2	0,70	0,76
3,6	0,76	0,84
4,0	0,80	0,90
4,4	0,85	0,98
4,8	0,90	1,04
5,2	0,94	1,11
5,6	0,98	1,16
6,0	1,02	1,22

APÊNDICE C – RESULTADOS DOS FILTROS

A seguir são apresentados os resultados da filtragem do sinal obtido no ensaio de malha aberta. A Figura 19 apresenta a resposta filtrada com um filtro de Butterworth de segunda ordem, com frequência de corte de 100 Hz, e a Figura 20, com frequência de corte de 50 Hz.

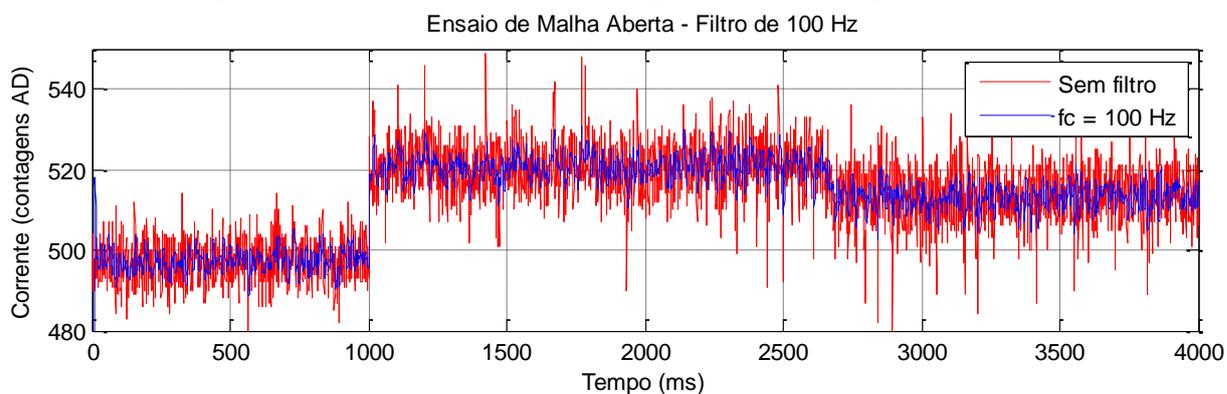


Figura 19 – Resultado da filtragem do sinal de corrente com frequências de corte de 100 Hz superposta ao sinal cru.

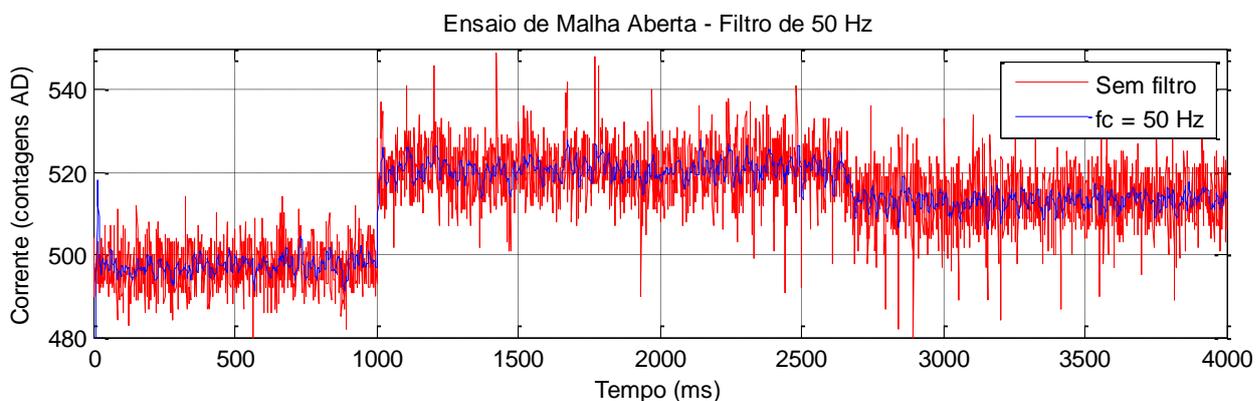


Figura 20 – Resultado da filtragem do sinal de corrente com frequências de corte de 50 Hz superposta ao sinal cru.

APÊNDICE D – SIMULAÇÕES DO CONTROLADOR

A seguir são apresentados cinco casos simulados e seus respectivos diagramas de blocos. Em todos os casos, utilizou-se na entrada um degrau de referência de 23 contagens do AD, e na perturbação um degrau de -1 V. Os diagramas dos casos 1, 2 e 3, são apresentados na Figura 21, e seus resultados, na Figura 22. O caso 1 apresenta o controlador e a planta no domínio contínuo. No caso 2, o controlador digital foi utilizado. No caso 3, o modelo da planta foi substituído por um com o polo 10x mais rápido.

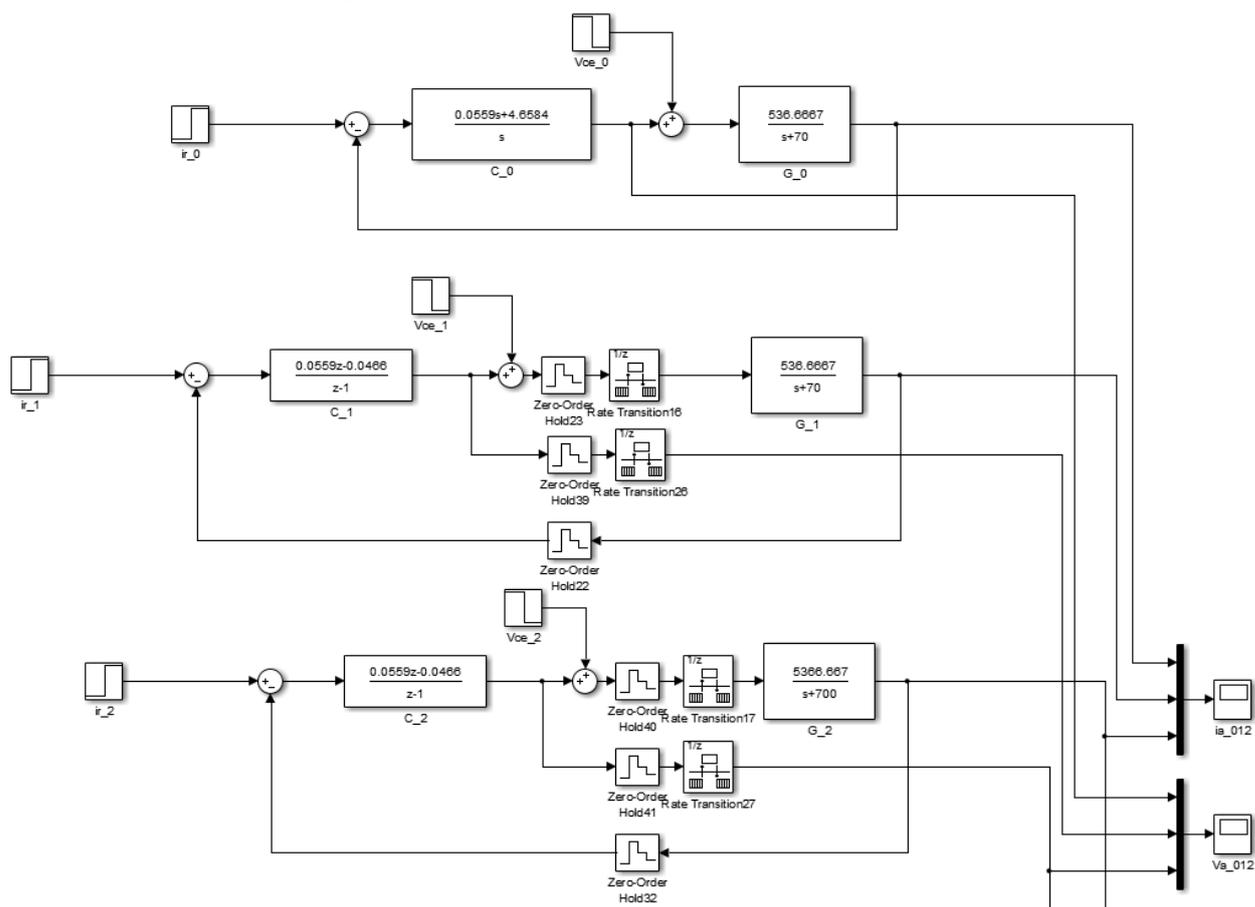


Figura 21: Diagramas de blocos das simulações dos casos 1 a 3.

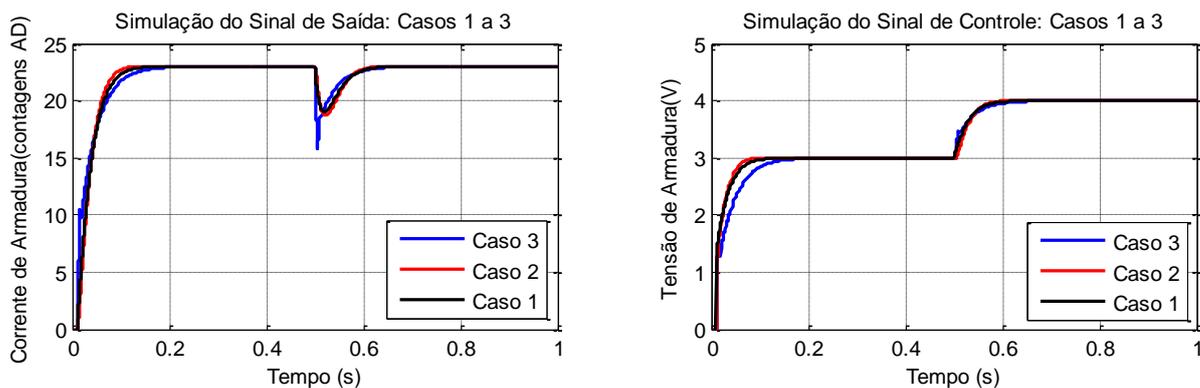


Figura 22: Resultados das simulações dos casos 1 a 3. Os gráficos da esquerda mostram o sinal de controle, e os da direita mostram a saída de corrente.

Os diagramas dos casos 4 e 5 são apresentados na Figura 23. Seus resultados superpostos ao caso 3 são apresentados na Figura 24. O caso 4 mostra os efeitos da inclusão do filtro na leitura da saída, e o caso 5 insere os efeitos de resolução do AD e do *PWM*.

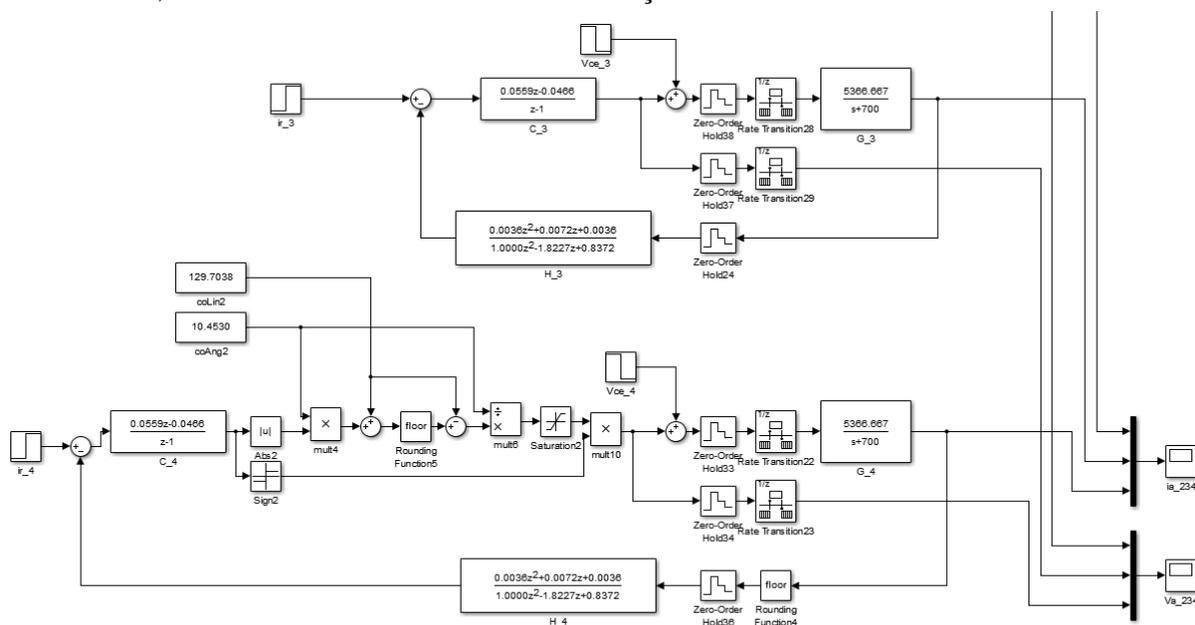


Figura 23: Diagramas de blocos das simulações dos casos 4 e 5.

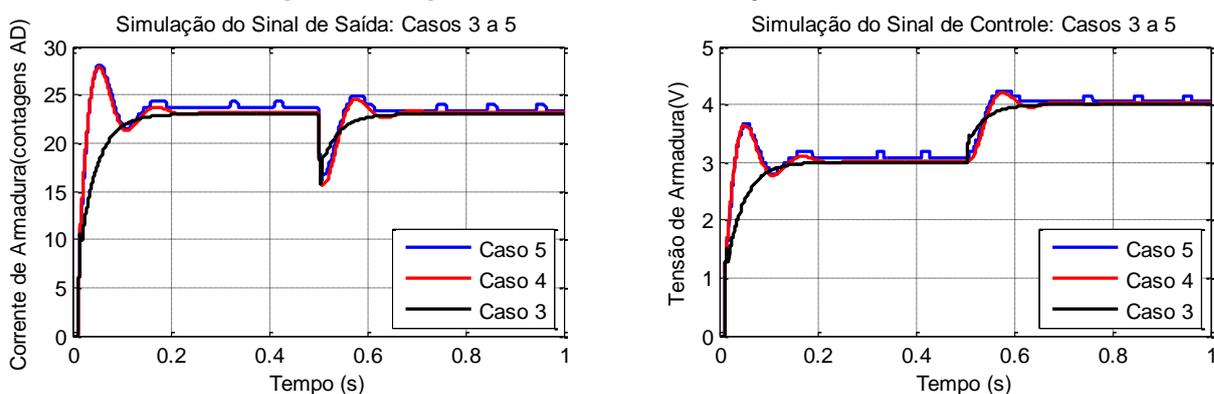
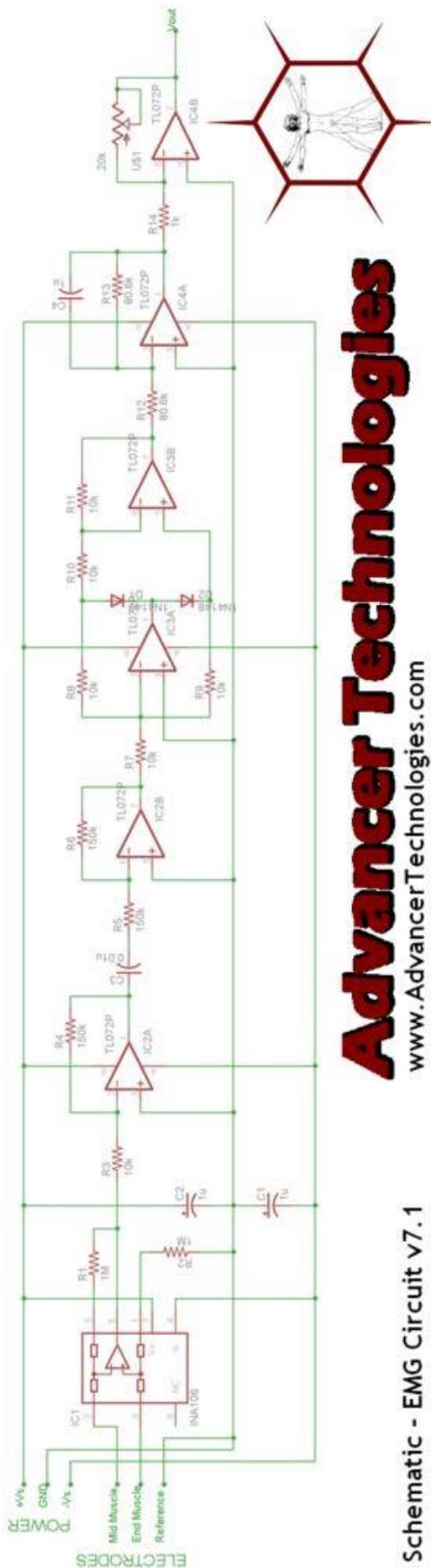


Figura 24: Resultados das simulações dos casos 3 a 5. Os gráficos da esquerda mostram o sinal de controle, e os da direita mostram a saída de corrente.

ANEXO A – ESQUEMÁTICO DA PLACA DE EMG



Schematic - EMG Circuit v7.1

Advancer Technologies
www.AdvancerTechnologies.com

Figura 25: Esquemático da placa de EMG (ADVANCER TECHNOLOGIES)