

Carlos Alberto Cascão Júnior

PRÓTESE MECÂNICA PARA REABILITAÇÃO ROBÓTICA

*Monografia apresentada ao Curso de
Engenharia Mecatrônica da Universidade de
Brasília como requisito parcial para a obtenção
do título de Engenheiro de Mecatrônica.*

Orientador: Prof. Geovany Araújo Borges (ENE)

Curso de Engenharia Mecatrônica
Departamento de Engenharia Elétrica
Faculdade de Tecnologia
Universidade de Brasília
Junho, 2005

Dedico este trabalho aos meus familiares que acreditaram em mim e me apoiaram durante todo esse tempo

Agradecimentos

Gostaria de agradecer fundamentalmente a Deus por realizar seus propósitos de criação ao passo que rege os caminhos de minha vida. Nunca me esquecendo do apoio moral, espiritual e financeiro dependido por todos os familiares, principalmente pelos avós e pelos pais, profundamente amados.

Agradeço também ao orientador deste projeto professor Geovany por sua imensa dedicação e paixão demonstrados em suas pesquisas.

Aos amigos, não apenas por existirem mas também por apoiarem nos momentos difíceis, apresentando suas experiências vividas e sabedorias adquiridas. Obrigado a todos.

A todos os técnicos do Departamento de Engenharia Mecânica da UnB (bloco SG-9) e do Departamento de Engenharia Elétrica (bloco SG-11) por sua crucial participação na construção mecânica e elétrica do protótipo.

Resumo

PRÓTESE MECÂNICA PARA REABILITAÇÃO ROBÓTICA

Autor: Carlos Alberto Cascão Júnior.

Orientador: Geovany Araújo Borges.

Curso de Graduação em Engenharia Mecatrônica

Brasília, junho de 2005

Resumo: Este trabalho consiste no projeto e confecção de uma prótese de perna robótica ativa, que possui atuadores em seus três graus de liberdade. O objetivo dos atuadores é de aumentar a independência dos amputados acima do joelho em terrenos inclinados e escadas. Este projeto pretende fazer uso dos dados colhidos dos sensores de posicionamento das juntas para posicionamento das mesmas. O controle de posicionamento das juntas da prótese deverá ser desenvolvido através de controle PID para validação do correto funcionamento dos circuitos projetados e dos componentes mecânicos. A confecção mecânica encontra-se em sua fase final, sendo necessários apenas alguns ajustes. O desenvolvimento elétrico das placas de controle e acionamento apresenta-se em estágio avançado, tendo sido confeccionadas as placas de controle dos três motores juntamente com as placas de acionamentos dos mesmos. Algumas placas de comunicação estão em fase de testes. Duas foram as metodologias escolhidas para desenvolvimento das placas. A primeira, implementação em circuito impresso, que apresenta circuitos menores, mas em compensação o tempo gasto para seu desenvolvimento é maior e ajustes na placa são mais difíceis de serem realizados. A segunda, implementação em placa perfurada padrão apresenta a desvantagem de circuitos maiores, mas necessita de um tempo de desenvolvimento menor e ajustes são facilmente realizados.

Abstract

PRÓTESE MECÂNICA PARA REABILITAÇÃO ROBÓTICA

Author: Carlos Alberto Cascão Júnior

Supervisor: Geovany Araújo Borges.

Curso de Graduação em Engenharia Mecatrônica

Brasília, June, 2005

Abstract: This work consists on the design and construction of an active robotic leg prosthesis, that has actuators on each of its three degrees of freedom. The main objective of the actuators is to improve the independence of above knee amputees on slope surfaces and stairs. This project intends to utilize the data collected from the sensors with the data collected from the EMG signal through data multi-fusion, since the EMG signals collected from the thigh don't contain much information about the intention of the user with respect to the movements of the foot and ankle. The control of the prosthesis should be made through adaptive control techniques, making use of predictive models of the movements. The mechanical implementation is in its final state, so only few adjustments need to be done. The electrical development of the control and drive boards is in advanced stage. Until now the control boards of the three actuators and its drive boards have been made. Some of the communication boards are in test phase. Two different techniques have been chosen for development of the boards. The development in printed circuit results in smaller boards, but the time expenditure is much higher and adjustments are hard to make. The implementation in standard matrix of contacts board results in bigger boards , but less time is needed and adjustments are easy to make.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Definição do Problema	1
1.2	Objetivos do Projeto	3
1.3	Apresentação do Manuscrito	4
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Controle Digital	5
2.1.1	Controle PID	5
2.2	Controle Adaptativo	6
2.2.1	Escalonamento de Ganho	7
2.2.2	Sistema Adaptativo de Modelo de Referência	8
2.2.3	Reguladores Auto-ajustados	9
2.2.4	Controle Dual	10
2.2.5	Mínimos Quadrados e Modelos de Regressão	13
2.2.6	Computação Recursiva	14
2.2.7	Modelos de Função de Transferência	18

2.3	Identificação de Terrenos	20
2.3.1	Modelo dos Membros Inferiores	20
2.3.2	Identificação de Terrenos	22
3	Desenvolvimento	25
3.1	Descrição Geral	25
3.2	Desenvolvimento do Projeto Mecânico	27
3.2.1	Juntas	28
3.2.2	Fixação Superior da Tíbia	29
3.2.3	Haste em T	30
3.2.4	Haste em I	30
3.2.5	Hastes da Tíbia	31
3.2.6	Fixadores da Tíbia	31
3.2.7	Pé	32
3.3	Dimensionamento dos Motores	32
3.3.1	Motor do Pé	33
3.3.2	Motor do Tornozelo	35
3.3.3	Motor do Joelho	35
3.4	Modelo Geométrico	35
3.5	Placa de Controle do Motor do Joelho	36
3.5.1	Comunicação Serial	37
3.5.2	Aquisição das Medidas de Ângulo do Joelho	40
3.5.3	Saída PWM	41
3.5.4	Programação <i>in-circuit</i>	42
3.5.5	LED Indicador	42
3.5.6	<i>Display</i> LCD	43
3.6	Placa de Controle dos Motores do Pé e do Tornozelo	43
3.6.1	Aquisição das Medidas dos Ângulos	44
3.6.2	Saída PWM	44
3.7	Acionamento do Motor do Joelho	45

3.7.1	Acionamento da Porta do Lado de Alta	47
3.7.2	Acionamento da Porta do Lado de Baixa	48
3.7.3	Lógica PWM	49
3.8	Placa de Comunicação	49
3.9	Fonte de Alimentação	50
3.10	Instrumentação de Controle	51
4	Experimentos	55
4.1	Placa de Controle do Joelho	55
4.1.1	Comunicação Serial	55
4.1.2	Aquisição de Medidas de Ângulo do Joelho	56
4.1.3	Saída PWM	56
4.1.4	Programação <i>in-circuit</i>	56
4.1.5	LED Indicador	56
4.1.6	<i>Display</i> LCD	57
4.2	Placa de Controle dos Motores do Pé e do Tornozelo	57
4.2.1	Aquisição das Medidas dos Ângulos	57
4.2.2	Saídas PWM	57
4.3	Acionamento do Motor do Joelho	57
4.4	Controle de Posição da Junta do Tornozelo	58
4.4.1	Referência Quadrada	58
4.4.2	Referência Triangular	60
4.4.3	Referência Senoidal	60
5	Conclusões	65
	Bibliografia	67
	Anexos	69
A	Provas e Notas	70
A.1	Prova da Equação (2.16)	70

CONTEÚDO

vii

A.2 Prova da Equação (2.29)	71
B Circuitos Completos	73

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de blocos de um sistema adaptativo [Strom e Wittenmark 1995]	7
2.2	Diagrama de blocos de um sistema com escalonamento de ganho [Strom e Wittenmark 1995]	8
2.3	Diagrama de blocos de um sistema adaptativo de modelo de referência [Strom e Wittenmark 1995]	9
2.4	Diagrama de blocos de um regulador auto-ajustado (STR) [Strom e Wittenmark 1995]	10
2.5	Diagrama de blocos de um controlador dual [Strom e Wittenmark 1995]	12
2.6	Diagrama de blocos do estimador de mínimos quadrados baseado em erro de saída	20
2.7	Modelo dinâmico dos membros inferiores [Jin et al. 2000]	21
2.8	Momentos do joelho como função do terreno [Jin et al. 2000]	22
2.9	Sinais de EMG de um não amputado como função do terreno [Jin et al. 2000] . . .	23
2.10	Sinais de EMG de um amputado acima do joelho como função do terreno [Jin et al. 2000]	23
2.11	Processo de identificação de terreno [Jin et al. 2000]	24
3.1	Estrutura mecânica do protótipo em desenvolvimento.	26
3.2	Visão frontal do protótipo	27
3.3	Detalhe das juntas do tornozelo e pé.	28
3.4	Desenho geométrico da prótese	29

3.5	Cotagem e desenho geométrico da junta do joelho	30
3.6	Cotagem e desenho geométrico da fixação superior da tibia	31
3.7	Cotagem e desenho geométrico da haste do joelho	32
3.8	Cotagem e desenho geométrico da haste do pé	33
3.9	Cotagem e desenho geométrico do cubo de fixação	34
3.10	Sistema de coordenadas e graus de liberdade da perna	37
3.11	Placa de controle do joelho	38
3.12	Diagrama de interfaceamento mecânico e elétrico do joelho	39
3.13	Componente ST485	39
3.14	Circuito de comunicação RS485	40
3.15	Circuito de conversão A/D	41
3.16	Circuito de condicionamento do sinal de saída PWM	42
3.17	Circuito de condicionamento do sinal de habilitação da placa de acionamento	42
3.18	Placa de controle dos motores do pé e tornozelo	43
3.19	Diagrama de blocos do L298	44
3.20	Circuito de condicionamento do PWM	45
3.21	Placa de acionamento do motor do joelho	46
3.22	Diagrama de blocos da placa de acionamento	47
3.23	Circuito de <i>boost</i>	47
3.24	Circuito da porta do lado de alta	48
3.25	Circuito da porta do lado de baixa	49
3.26	Circuito da lógica PWM	50
3.27	Placa de interface de comunicação entre o PC e a prótese.	51
3.28	Circuito da placa de interface de comunicação entre o PC e a prótese.	51
3.29	Circuito de retificação da fonte de tensão	52
3.30	Circuito de regulação e proteção da fonte de tensão	53
3.31	Arquitetura de instrumentação e controle.	54
4.1	Primeira curva de referência quadrada	58
4.2	Segunda curva de referência quadrada	59

4.3	Curva de resposta do controle PI à primeira onda quadrada de referência	59
4.4	Curva de resposta do controle PI à segunda onda quadrada de referência	60
4.5	Primeira curva de referência triangular	61
4.6	Segunda curva de referência triangular	61
4.7	Curva de resposta do controle PI à primeira onda triangular de referência	62
4.8	Curva de resposta do controle PI à segunda onda triangular de referência	63
4.9	Primeira curva de referência senoidal	63
4.10	Curva de resposta do controle PI à onda senoidal de referência	64
B.1	Projeto da placa de controle do joelho	74
B.2	Projeto da placa de acionamento do motor do joelho	75
B.3	Projeto da placa de controle do pé e tornozelo	76
B.4	Projeto da fonte de alimentação	77

Lista de Tabelas

2.1	Taxas de acerto na identificação de terrenos [Jin et al. 2000]	24
3.1	Momentos de inércia do motor do pé	34
3.2	Momentos de inércia do motor do tornozelo	35
3.3	Tabela verdade de transmissão	38
3.4	Tabela verdade de recepção	40

Introdução

1.1 Definição do Problema

Os estudos em reabilitação têm como principal objetivo restaurar as funções motoras perdidas e auxiliar o tratamento das desabilidades motoras. A primeira tentativa de se produzir sistemas robóticos para uso de pessoas com desabilidades físicas teve início no final dos anos 60 e início dos anos 70. Praticamente todos os esforços iniciais falharam em atingir o estado de produção, basicamente pela rejeição dos prováveis usuários aos projetos desenvolvidos, principalmente ao que diz respeito à interface homem/máquina, e aos altos custos [Prior e Warner 1990]. Com o sucesso da robótica na área industrial, os novos conhecimentos puderam ser aplicados no auxílio a pessoas com desabilidades físicas para melhor integra-las à vida social e ao trabalho. Com o desenvolvimento da tecnologia, diferentes técnicas foram aperfeiçoadas, visando maior interação entre os diferentes dispositivos mecânicos, elétricos ou sensoriais e o usuário de próteses, assim como o desenvolvimento de novos algoritmos que permitem que mais informação útil seja recebida do usuário.

Para próteses dos membros superiores, os campos de pesquisa de trocas de informações e sinais de energia entre a prótese e o usuário, avançam através do controle bilateral, atualmente campo de pesquisa da tele-robótica, como apresentado em [Harwin, Rahman e Foulds 1995]. Por exemplo em [Carpaneto et al. 2003] é apresentado um dedo instrumentado que foi projetado para

controle em malha fechada de força em neuropróteses. O protótipo é baseado em uma matriz de sensores de força piezo resistivos. Foi verificado que o aparelho proposto pode ser utilizado para coletar informações de força durante o aperto. Com relação aos membros inferiores, sabe-se que um grande número de desabilidades envolvem perda das habilidades motoras. Uma solução foi apresentada em [Gruver 1994] que consiste de um exoesqueleto ativo para auxiliar indivíduos com dificuldades motoras nas pernas. Esse mecanismo apresenta apenas um grau de liberdade, sendo que os movimentos do quadril e do joelho são realizados pelo mesmo motor e o tornozelo é passivo. Esse mecanismo é capaz de gerar movimentos humanos programados.

Amputados acima do joelho que possuem próteses mecânicas passivas encontram grandes dificuldades de locomoção em terrenos inclinados e com obstáculos, como rampas e escadas. Pelo fato de tais próteses serem passivas, elas não apresentam, em sua maioria, resistência que facilite a locomoção nesses terrenos. Em [Kastner, Nimmervoll e Wagner 1999, Dietl e Bargehr 1997] é proposta uma prótese motorizada com capacidade de interagir com alguns tipos de terreno de maior grau de dificuldade de locomoção. Estudos preliminares em próteses de pernas ativas mostram os benefícios de uma maior independência, comparada com próteses passivas de joelhos, alcançada pelos deficientes no uso de próteses ativas.

Os estudos em reabilitação têm como principal objetivo restaurar as funções motoras perdidas e auxiliar o tratamento das desabilidades motoras. Para tratamento de uma patologia do andado conhecida como *drop foot*, o artigo [Blaya e Herr 2004] apresenta o desenvolvimento de uma prótese ativa de pé-tornozelo de impedância variável (AAFO). Este dispositivo é controlado por computador para variar a impedância da junta em resposta à fase do andado e às variações no andado passo-a-passo. O AAFO comprime uma mola ligada em série a um motor DC (SEA), capaz de controlar a rigidez e o amortecimento da prótese para rotações plantares e dorsiflexoras. Os testes da prótese mostraram que a ocorrência do choque do pé com o solo foi eliminada para velocidades baixas e controladas, mas aumentou para velocidades maiores e a prótese variável diminuiu a ocorrência de choques para velocidades maiores em 67%. Quanto ao problema de arrasto do dedo, esta prótese aumentou o ângulo de variação do pé em 200%, 37% e 108%, em relação à prótese constante para velocidades baixas, controladas e altas, respectivamente.

Com relação ao uso de sinais biológicos para próteses, o artigo [Bankman e Jansenlewitz 1995] apresenta um sistema de controle de prótese a partir da detecção de ondas neurais em gravações extracelulares. Sua idéia é captar os potenciais de ação gerados diretamente pelos neurônios na região do membro amputado. Por outro lado, é mais vigente o uso de sinais de eletromiografia (EMG) para o controle de próteses. Inúmeras técnicas já foram desenvolvidas visando essa aplicação, como apresentado nos artigos [Aeyles et al. 1995, Minor, González e Leija 1997]. As maiores contribuições têm sido apresentadas quanto à extração de informação desses sinais. Para isso, existem questionamentos na maneira como o EMG é capturado da musculatura, pois esta captura pode ser feita de maneira invasiva ou evasiva. Para o controle de prótese, o uso dos eletrodos de superfície é mais interessante, pois apesar de captarem sinais de uma região muito ampla e, de certa maneira, desnecessários e redundantes, eles são não invasivos (como os eletrodos de agulha e fio), o que

facilita imensamente a manipulação, além de serem mais higiênicos e de aplicação indolor.

Com relação ao processamento de sinais de EMG, a extração de características tornou-se mais eficiente na medida em que se observou um avanço maior na capacidade de processamento dos computadores. Os primeiros trabalhos usavam características estatísticas dos sinais no domínio do tempo. Devido à pouca riqueza de informação nestas características, passou-se a aplicar cada vez mais as medições espectrais e os modelos de séries temporais. Quanto à estimação de amplitude, pode-se mencionar a técnica denominada branqueamento [Merletti e Parker 2004]. No que diz respeito à análise no domínio da frequência podem ser citadas a Transformada de Fourier em janela e as Transformadas Wavelets [Merletti e Parker 2004]. Outras técnicas mais sofisticadas foram desenvolvidas com base principalmente em teorias de processamento de sinais e de controle. Técnicas que têm sido bastante utilizadas são as Redes Neurais Artificiais e a Lógica Fuzzy [Zhang et al. 2002]. No estudo de classificação de movimentos para a implementação de próteses, o principal desafio é a estratégia utilizada para se conseguir transmitir para a prótese a intenção de movimento de seu usuário. Sinais de eletromiografia (EMG) têm se mostrado grandes portadores de informações de intenções de movimento, pois são sinais elétricos gerados pela ativação neuromuscular associada com a contração da musculatura [Basmajian e Luca 1985].

1.2 Objetivos do Projeto

Este relatório apresenta o estado atual de desenvolvimento de uma prótese para reabilitação robótica a ser usada por amputados acima do joelho. São apresentados detalhes de desenvolvimento da prótese, cobrindo os aspectos de projeto mecânico, eletrônico e de controle. O protótipo deve receber futuramente parte dos comandos de acionamento por meio de processamento de sinais EMG provenientes da coxa do paciente. Modelos AR e ARMA obtidos por meio de estimação recursiva serão usados na extração de características de sinais de EMG. A aquisição e classificação dos sinais de EMG não fazem parte dos objetivos do projeto proposto neste relatório e sim de projetos futuros implementados nesta mesma prótese. Redes neurais serão treinadas para estimar a intenção de movimento do usuário (ângulo entre coxa e tíbia desejado) a partir destas características. Resultados satisfatórios foram alcançados na classificação de sinais EMG para determinação da intenção de movimento do usuário, mas tais resultados estão sendo pesquisados pelo Grupo de Processamento de Sinais Digitais (GPDS) e serão apenas citados aqui. O aspecto inovador da solução proposta está na possibilidade de se ter uma prótese que utiliza não somente sinais de EMG mas também modelos preditivos da robótica bípede para a ativação dos eixos do pé. Isto faz-se necessário uma vez que sinais EMG de superfície extraídos na coxa permitem determinar a intenção de movimento apenas da junta do joelho. Portanto, para uma prótese que possui também eixos de tornozelo e de pé, é necessário utilizar outras fontes de informação além do EMG. Neste caso, propõe-se que sinais provenientes de diferentes sensores sejam fusionados em um modelo preditivo de movimento. O modelo é então usado para determinar referências de posicionamento do pé com relação ao solo (atitude). O projeto deverá auxiliar na reabilitação de amputados acima do joelho,

permitindo a locomoção em terrenos inclinados e escadas. Essas são características propostas para trabalhos futuros, este trabalho tem o objetivo de prover as primeiras funcionalidades da prótese, sem a implementação de técnicas mais avançadas de controle.

Como o projeto proposto apresenta grande complexidade e demanda bastante tempo para ser realizado, como primeiro passo será proposto como objetivo a construção de um protótipo mecânico para a prótese, onde esse protótipo mecânico engloba aspectos elétricos. Também será realizado um estudo de arquiteturas de controle capazes de dar funcionalidade a essa prótese. O projeto elétrico prevê a construção de placas de controle para as juntas, placas de acionamento para os atuadores e circuitos de comunicação para transmissão dos dados. Os estudos de arquiteturas pretendem mostrar algumas técnicas de controle adaptativo para realização das trajetórias da prótese. Para teste das placas será apresentada a implementação de um controlador digital PI (proporcional integral) para posicionamento da junta do tornozelo seguindo uma referência móvel.

1.3 Apresentação do Manuscrito

No Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre aspectos de controle digital, controle adaptativo e é apresentado um artigo com uma abordagem capaz de identificar terrenos a partir dos sinais de EMG. Em seguida, o Capítulo 3 descreve a metodologia empregada no desenvolvimento do projeto, incluindo projeto e confecção das placas controladoras e de acionamento, dimensionamento dos motores e proposta de desenvolvimento da arquitetura de instrumentação e controle. Resultados experimentais são discutidos no Capítulo 4, com a apresentação dos resultados obtido na utilização das placas construídas para a prótese, que é seguido das conclusões no Capítulo 5. Os anexos contêm material complementar apresentando os circuitos completos das placas confeccionadas.

Revisão Bibliográfica

2.1 Controle Digital

Atualmente os sistemas de controle utilizados são baseados em computadores digitais (microcontroladores e microprocessadores), com os dispositivos necessários de entrada/saída para implementar os controladores [Franklin, Powell e Workman 1997]. Diferentemente dos circuitos analógicos, os circuitos digitais não podem integrar. Por isso, para resolver equações diferenciais em computadores, as equações devem ser aproximadas por relações algébricas sob a forma de somas e produtos.

2.1.1 Controle PID

O controlador PID apresenta três termos, o controle proporcional

$$u(t) = Ke(t), \quad (2.1)$$

controle integral

$$u(t) = \frac{K}{T_I} \int_0^t e(\eta) d\eta, \quad (2.2)$$

e controle derivativo

$$u(t) = KT_D \dot{e}(t). \quad (2.3)$$

Onde K é chamado de ganho proporcional, T_I o tempo integral, e T_D o tempo derivativo. Estas três constantes definem o controlador. A aproximação destes três termos de controle individuais para equações algébricas que podem ser implementadas em um computador digital são o controle proporcional

$$u(k) = Ke(k), \quad (2.4)$$

o controle integral

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K}{T_I} Te(k), \quad (2.5)$$

e o controle derivativo

$$u(k) = \frac{KT_D}{T} [e(k) - e(k-1)]. \quad (2.6)$$

As Equações 2.5 e 2.6 resultam do emprego do método de Euler. Entretanto estes termos são geralmente usados juntos e, nesse caso, a combinação deve ser feita cuidadosamente. A função de transferência contínua combinada Equação (2.7) é

$$D(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right). \quad (2.7)$$

Então a equação diferencial relacionando $u(t)$ e $e(t)$ é

$$\dot{u} = K \left(\dot{e} + \frac{1}{T_I} e + T_D \ddot{e} \right), \quad (2.8)$$

e o uso do método de Euler resulta em

$$u(k) = u(k-1) + K \left[\left(1 + \frac{T}{T_I} + \frac{T_D}{T} \right) e(k) - \left(1 + 2\frac{T_D}{T} \right) e(k-1) + \frac{T_D}{T} e(k-2) \right]. \quad (2.9)$$

2.2 Controle Adaptativo

Uma das propostas futuras deste projeto é a implementação de um modelo preditivo através de controle adaptativo, por isso, será feito um estudo das arquiteturas de controle adaptativo. Todo o estudo realizado a respeito de controle adaptativo foi pesquisado no livro da referência [Strom e Wittenmark 1995], sendo assim, não serão feitas citações a esta referência a todo momento.

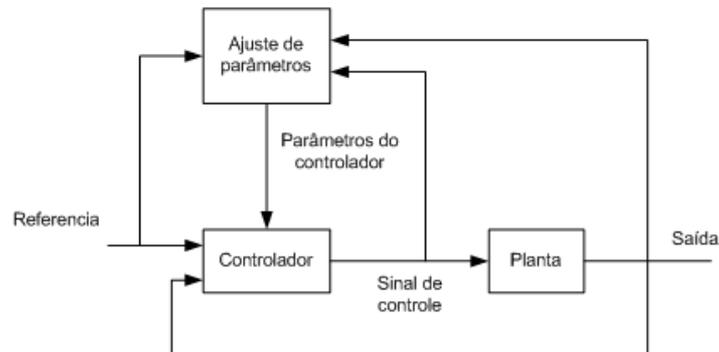


Figura 2.1: Diagrama de blocos de um sistema adaptativo [Strom e Wittenmark 1995]

Na linguagem usual diária adaptar significa mudar o comportamento em resposta a novas circunstâncias. Intuitivamente um controlador adaptativo é um controlador que pode modificar seu comportamento em resposta a mudanças na dinâmica do processo e do caráter da perturbação. Já que realimentação comum também tenta reduzir os efeitos de perturbações e incertezas da planta, a questão da diferença entre controle com realimentação e controle adaptativo surge imediatamente. O livro [Strom e Wittenmark 1995] sugere que varias discussões foram feitas através dos anos na tentativa de levantar essa diferença, mas nenhum consenso foi atingido. Uma definição significativa de controle adaptativo, que tornaria possível a distinção dos controladores, ainda está faltando. Entretanto há um consenso em que sistemas realimentados com ganho constante não são sistemas adaptativos.

Uma definição aceitável é de que um controlador adaptativo é um controlador com parâmetros ajustáveis e um mecanismo de ajuste desses parâmetros. O controlador se torna não-linear por causa do mecanismo de ajuste de parâmetros [Strom e Wittenmark 1995]. Um controlador adaptativo pode ser pensado como tendo dois laços. Um laço é a realimentação com o processo e o controlador. O outro laço é o laço de ajuste de parâmetros. A Figura 2.1 apresenta um diagrama de blocos de um controle adaptativo. O laço de ajuste de parâmetros é normalmente mais lento que o laço de realimentação.

2.2.1 Escalonamento de Ganho

Em vários casos é possível encontrar variáveis mensuráveis que correspondem bem com variações na dinâmica do processo. Essas variáveis podem ser utilizadas para modificar os parâmetros do controlador. Este método é chamado de *escalonamento de ganho* porque foi usado originalmente para medir o ganho e depois modificar, isso é, escalonar, o controlador para compensar mudanças no ganho do processo. Um diagrama de blocos de um sistema com escalonamento de ganho é apresentado na Figura 2.2. Esse sistema pode ser visto como tendo dois laços. Existe um laço

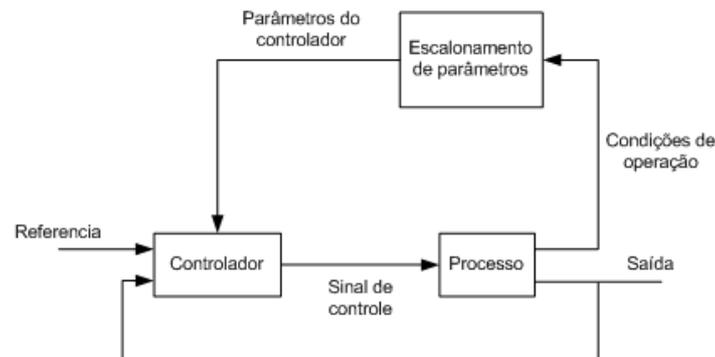


Figura 2.2: Diagrama de blocos de um sistema com escalonamento de ganho [Strom e Wittenmark 1995]

inferior contendo o processo e o controlador e um laço superior que ajusta os parâmetros do controlador nas bases das condições de operação. Escalonamento de ganho pode ser visto como um mapeamento dos parâmetros do processo para os parâmetros do controlador. Ele pode ser implementado como uma função ou como uma tabela de valores.

O conceito de escalonamento de ganho se originou em conexão com o desenvolvimento dos sistemas de controle de vôo. Nesta aplicação o número de Mach e a altitude são medidos por sensores de ar e são usados como escalonadores. Escalonamento de ganho é uma técnica muito útil para reduzir o efeito da variação de parâmetros.

2.2.2 Sistema Adaptativo de Modelo de Referência

O sistema adaptativo de modelo de referência (MRAS - Model Reference Adaptive System) foi originalmente proposto para resolver o problema no qual as especificações de desempenho são dadas em termos de um modelo de referência. Este modelo diz como a saída do processo deveria responder idealmente ao sinal de comando. Um diagrama de blocos desse sistema é apresentado na Figura 2.3. O controlador pode ser pensado como tendo dois laços. O laço inferior é uma malha de realimentação composto do processo e do controlador. O laço superior ajusta os parâmetros do controlador de maneira que o erro, que é a diferença entre a saída do processo y e a saída do modelo y_m , seja pequeno. O MRAS foi originalmente concebido para controle de vôo. Neste caso o modelo de referência descreve a resposta desejada do avião a movimentos do manche.

O problema chave em sistemas MRAS é determinar o mecanismo de ajuste para que um sistema estável, que leve o erro a zero, seja obtido. Este problema não é trivial. O seguinte mecanismo de ajuste de parâmetros, chamado a regra MIT, foi utilizado no primeiro MRAS desenvolvido.

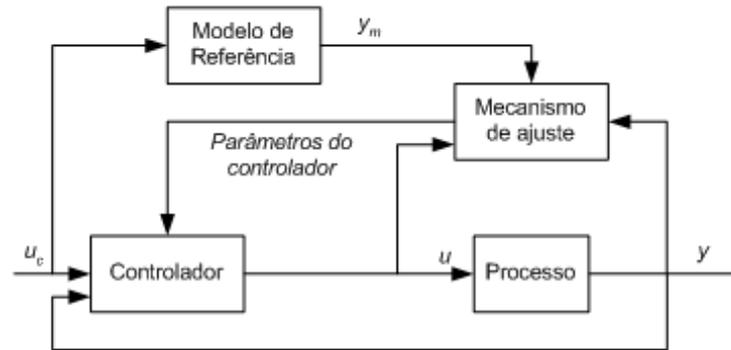


Figura 2.3: Diagrama de blocos de um sistema adaptativo de modelo de referência [Strom e Wittenmark 1995]

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (2.10)$$

Nessa equação, $e = y - y_m$ denota o erro do modelo e θ é um parâmetro do controlador. A quantidade $\partial e / \partial \theta$ é a sensibilidade da derivada do erro em relação ao parâmetro θ . O parâmetro γ determina a taxa de adaptação. Na prática é necessário fazer aproximações para se obter a sensibilidade da derivada. A regra MIT pode ser considerada um esquema de gradiente para minimizar o erro quadrático e^2 , sem garantia de estabilidade.

2.2.3 Reguladores Auto-ajustados

Os esquemas adaptativos apresentados até agora são ditos métodos diretos, porque as regras de ajuste dizem diretamente como os parâmetros do controlador devem ser atualizados. Um esquema diferente é obtido se as estimativas dos parâmetros do processo forem atualizadas e os parâmetros dos controladores forem obtidos da solução de um problema de projeto utilizando os parâmetros estimados. Um diagrama de blocos de tal sistema é apresentado na Figura 2.4. O controle adaptativo pode ser pensado como sendo composto de dois laços. O laço inferior é uma malha de realimentação composto do processo e do controlador. Os parâmetros do controlador são ajustados pelo laço superior, que é composto de um estimador de parâmetros recursivo e um calculador de projeto. Algumas vezes não é possível estimar os parâmetros do processo sem introduzir sinais de controle variantes e perturbações. Note que o sistema pode ser visto como uma automação do modelamento e projeto do processo, em que o modelo do processo e o projeto de controle são atualizados a cada período de amostragem. Um controlador com esta estrutura é chamado de regulador auto-ajustado (STR - Self Tuning Regulator) para enfatizar que o controlador automaticamente regula seu parâmetros para obter as propriedades desejadas do sistema de malha fechada.

O bloco chamado “Design de controlador” na Figura 2.4, representa uma solução *on-line* a um

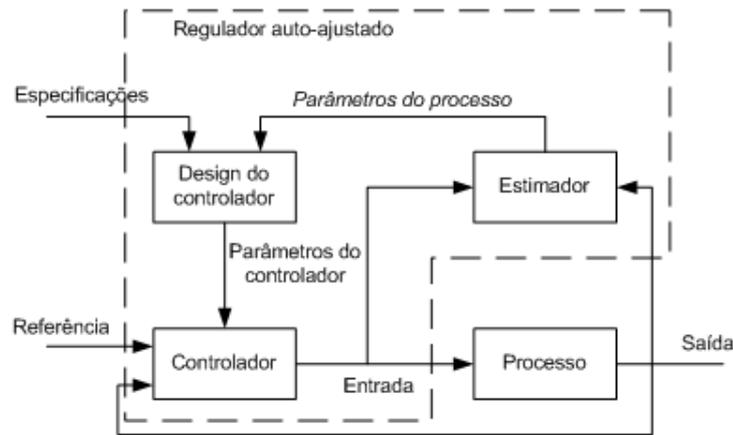


Figura 2.4: Diagrama de blocos de um regulador auto-ajustado (STR) [Strom e Wittenmark 1995]

problema de projeto para um sistema com parâmetros conhecidos. Este é o problema de projeto subjacente. Tal problema pode ser associado com a maioria dos esquemas de controle adaptativo, mas é usualmente dado indiretamente [Strom e Wittenmark 1995]. Para realizar esquemas de controle adaptativo, é frequentemente útil encontrar o problema de projeto subjacente, porque ele dará as características do sistema sob condições ideais quando os parâmetros são conhecidos exatamente.

O esquema STR é bastante flexível com respeito a escolha do projeto subjacente e métodos de estimação. Muitas combinações diferentes têm sido testadas. Os parâmetros do controlador são atualizados indiretamente através dos cálculos do projeto no auto-ajustador da Figura 2.4. Em alguns casos é possível re-parametrizar o processo para que o modelo possa ser expresso em termos dos parâmetros do controlador. Isso gera uma simplificação significativa do algoritmo porque os cálculos de projeto são eliminados. Na Figura 2.4 o bloco rotulado “Design do controlador” desaparece, e os parâmetros do controlador são atualizados diretamente.

No STR os parâmetros do controlador ou os parâmetros do processo são estimados em tempo real. As estimativas são usadas como se elas fossem iguais aos parâmetros verdadeiros (*i.e.*, as incertezas da estimação não são consideradas). Isso é chamado de *princípio da equivalência das certezas*. Em muitos esquemas de estimação é possível obter uma medida da qualidade das estimações. Esta incerteza pode ser usada no projeto do controlador.

2.2.4 Controle Dual

Os esquemas para controle adaptativo apresentados até agora aparentam ser abordagens heurísticas razoáveis. Já de suas descrições parece que eles têm algumas limitações. Por exemplo, incertezas de parâmetros não são consideradas no projeto do controlador. É natural perguntar se existem

abordagens melhores que o esquema de equivalência de certezas. Podemos também perguntar se controladores adaptativos podem ser obtidos de princípios gerais. É possível obter uma solução que venha da fundamentação de um problema abstrato e uso da teoria de otimização. A ferramenta particular que pode ser usada é a teoria de controle estocástico não-linear. Isso levará à noção de controle dual. Essa abordagem levará a uma estrutura de controle com propriedades interessantes. A maior consequência é que as incertezas nos parâmetros estimados serão consideradas no controlador. O controlador também tomará ações especiais quando ele tiver conhecimento pobre sobre o processo. A abordagem é tão complicada, entretanto, que até agora não foi possível sua utilização em problemas práticos.

O primeiro problema enfrentado é descrever matematicamente a idéia de que uma constante ou parâmetro de variação lenta não é conhecido. Uma constante desconhecida pode ser modelada pela equação diferencial

$$\frac{d\theta}{dt} = 0, \quad (2.11)$$

com distribuição inicial que reflete a incerteza do parâmetro. A variação do parâmetro pode ser descrita adicionando-se variáveis randômicas ao lado direito da Equação (2.11). Um modelo de uma planta com parâmetro incertos é então obtido aumentando as variáveis de estado da planta e do ambiente pelo vetor de parâmetros cuja dinâmica é dada pela Equação (2.11). Note que com essa formulação não há distinção entre os parâmetros e as outras variáveis de estado. Isso significa que o controlador resultante pode suportar variações muito rápidas dos parâmetros. Um estado aumentado $z = (x^T \theta^T)^T$ consistindo do estado do processo e os parâmetros podem ser agora introduzidos. O objetivo do controle é então formulado para minimizar uma função de perda

$$V = E \left(G(z(T), u(T)) + \int_0^T g(z, u) dt \right), \quad (2.12)$$

em que E denota expectativa matemática, u é a variável de controle, e G e g são funções escalares de z e u . A expectativa é calculada com respeito à distribuição de todos os valores iniciais e todas as perturbações presentes no modelo do sistema. O critério V deve ser minimizado com respeito a controles admissíveis que são tais que $u(t)$ seja uma função das medições passadas e presentes e da distribuição primária. O problema de se encontrar um controlador que minimize a função de perda é difícil. Fazendo suposições suficientes uma solução pode ser obtida utilizando programação dinâmica. A solução é então dada em termos de uma equação funcional que é chamada de equação de *Bellman*. Esta equação é uma extensão da equação *Hamilton-Jacobi* no cálculo de variações. É bastante difícil e dispendiosa. Se é que é possível, resolver a equação de *Bellman* numericamente [Strom e Wittenmark 1995].

Algumas propriedades estruturais são apresentadas na Figura 2.5. O controlador pode ser visto como sendo composto de duas partes: um estimador não-linear e um controlador em malha fechada. O estimador gera a distribuição probabilística condicional do estado a partir das medições,

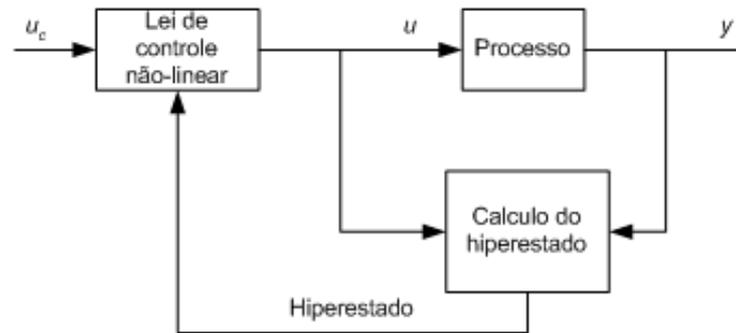


Figura 2.5: Diagrama de blocos de um controlador dual [Strom e Wittenmark 1995]

$p(z, y, u)$. Esta distribuição é chamada de hiperestado problema. O controlador em malha fechada é uma função não-linear que mapeia o hiperestado no espaço de variáveis de controle. Esta função pode ser computada *off-line*. O hiperestado deve, entretanto, ser atualizado *on-line*. A simplicidade estrutural da solução é obtida ao preço de se introduzir o hiperestado, que é uma quantidade de dimensão muito alta. Atualizar o hiperestado geralmente requer a solução de problemas de filtragem não-linear complicados. Em casos simples a distribuição pode ser caracterizada pelo seu valor médio e covariância.

Este controlador ótimo às vezes tem propriedades interessantes, que foram encontradas resolvendo-se um numero de problemas específicos. Ele tende a levar a saída para o valor desejado, mas ele também introduz perturbações quando os parâmetros são incertos. Isso melhora a qualidade das estimações e o desempenho futura do sistema em malha fechada. O controle ótimo dá o correto balanceamento entre manter um bom controle e pequenos erros de estimação. O nome controle dual foi forjado para expressar essa propriedade.

É interessante comparar o controlador da Figura 2.5 com o regulador auto-ajustado da Figura 2.4. No STR os estados são separados em dois grupos, o grupo das variáveis de estado comuns do modelo de parâmetros constantes subjacente e o grupo dos parâmetros, que são assumidos com variação lenta. O estimador de parâmetros pode ser considerado um observador para os parâmetros. Note que muitos estimadores também provêm estimações das incertezas, mesmo que elas não sejam usadas no calculo do sinal de controle. O calculo do hiperespaço no controlador dual gera a distribuição condicional de todos os estados e todos os parâmetros do processo. O valor médio condicional representa as estimativas, e a covariância condicional dá a incerteza das estimações. Incertezas não são usadas no calculo do sinal de controle do regulador auto-ajustado. Elas são importantes para o controle dual porque elas podem introduzir perturbações automaticamente quando as estimações são pobres.

2.2.5 Mínimos Quadrados e Modelos de Regressão

Karl Friedrich Gauss formulou o princípio dos mínimos quadrados ao final do século dezoito e o usou para determinar as órbitas dos planetas e dos asteróides. Gauss postulou que, de acordo com esse princípio, os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático devem ser escolhidos de maneira que a soma dos quadrados das diferenças entre os valores observados e o valores computados, multiplicados por números que medem os graus de precisão, seja um mínimo.

O método dos mínimos quadrados pode ser aplicado a uma grande variedade de problemas. Ele é particularmente simples para problemas matemáticos que podem ser escritos na forma

$$y(t) = \varphi_1(i)\theta_1^0 + \varphi_2(i)\theta_2^0 + \dots + \varphi_n(i)\theta_n^0 = \varphi^T(i)\theta^0, \quad (2.13)$$

em que y é a variável observada, $\theta_1^0, \theta_2^0, \dots, \theta_n^0$ são parâmetros do modelo a ser determinado, e $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ são funções conhecidas que talvez dependam de outras variáveis conhecidas. Os vetores

$$\varphi^T(i) = (\varphi_1(i) \ \varphi_2(i) \ \dots \ \varphi_n(i)), \quad (2.14)$$

$$\theta^0 = (\theta_1^0 \ \theta_2^0 \ \dots \ \theta_n^0)^T, \quad (2.15)$$

também foram introduzidos. O modelo é indexado pela variável i , que frequentemente denota tempo. Será assumido inicialmente que a seqüência de índices é uma seqüência discreta. As variáveis φ_i são chamadas variáveis de regressão ou regressores. E o modelo na Equação (2.13) também é chamado de modelo de regressão. Pares de observadores e regressores $\{(y(i), \varphi(i)), i = 1, 2, \dots, t\}$ são obtidos de um experimento. O problema é determinar os parâmetros de maneira que as saídas computadas do modelo da Equação (2.13) concordem o mais próximo possível com as variáveis medidas $y(i)$ no sentido de mínimos quadrados. Isso é, os parâmetros θ devem ser escolhidos para minimizar a função de perda dos mínimos quadrados

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2. \quad (2.16)$$

Já que a variável medida y é linear em seus parâmetros θ_0 e o critério dos mínimos quadrados é quadrático, o problema admite uma solução analítica. Intruduzindo as notações

$$\begin{aligned}
Y(t) &= (y(1) \ y(2) \ \dots \ y(t))^T, \\
E(t) &= (\varepsilon(1) \ \varepsilon(2) \ \dots \ \varepsilon(t))^T, \\
\Phi(t) &= \begin{pmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(t) \end{pmatrix}, \\
P(t) &= (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \right)^{-1},
\end{aligned} \tag{2.17}$$

onde os resíduos $\varepsilon(i)$ são definidos por

$$\varepsilon(i) = y(i) - \varphi^T(i)\theta. \tag{2.18}$$

Com essa notação a função de perda (Equação (2.16)) pode ser escrita como

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \varepsilon^2(i) = \frac{1}{2} E^T E = \frac{1}{2} \|E\|^2, \tag{2.19}$$

onde E pode ser escrito como

$$E = Y - \Phi\theta. \tag{2.20}$$

A solução do problema dos mínimos quadrados é dado pelo seguinte teorema.

2.2.5.1 Estimação dos Mínimos Quadrados

A função da Equação (2.16) é mínima para parâmetros $\hat{\theta}$ tais que

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T Y. \tag{2.21}$$

Se a matriz $\Phi^T \Phi$ é não singular, o mínimo é único e é dado por

$$\theta = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y. \tag{2.22}$$

2.2.6 Computação Recursiva

Em controladores adaptativos as observações são obtidas sequencialmente em tempo real. Então é desejável tornar os cálculos recursivos para salvar tempo computacional. O calculo das estimações

dos mínimos quadrados podem ser organizadas de tal forma que o resultado obtido no tempo $t - 1$ pode ser usado para se obter as estimativas no tempo t . A solução na Equação (2.22) para o problema dos mínimos quadrados será reescrita em formato recursivo. $\hat{\theta}(t - 1)$ denota a estimativa dos mínimos quadrados baseada em $t - 1$ medições. É assumido que a matriz $\Phi^T \Phi$ é não singular para todo t . Segue da definição de $P(t)$ na Equação (2.17) que

$$\begin{aligned} P^{-1}(t) &= \Phi^T(t)\Phi(t) = \sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \\ &= \sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)\varphi^T(i) + \varphi(t)\varphi^T(t) \\ &= P^{-1}(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t). \end{aligned} \quad (2.23)$$

A estimativa dos mínimos quadrados $\hat{\theta}(t)$ é dado pela Equação (A.4):

$$\hat{\theta}(t) = P(t) \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i)y(i) \right) = P(t) \left(\sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) + \varphi(t)y(t) \right). \quad (2.24)$$

Segue da Equação (A.4) e Equação (2.23) que

$$\sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) = P^{-1}(t-1)\hat{\theta}(t-1) = P^{-1}(t)\hat{\theta}(t-1) - \varphi(t)\varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1). \quad (2.25)$$

A estimativa no tempo t pode agora ser escrita como

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) - P(t)\varphi(t)\varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)y(t) \\ &= \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t) \left(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) \right) \\ &= \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t), \end{aligned} \quad (2.26)$$

onde

$$K(t) = P(t)\varphi(t), \quad (2.27)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1). \quad (2.28)$$

O resíduo $\varepsilon(t)$ pode ser interpretado como o erro de predição do sinal $y(t)$ um passo a frente na estimativa $\hat{\theta}(t - 1)$.

Para prosseguir, é necessário derivar uma equação recursiva para $P(t)$ em vez de $P^{-1}(t)$ como na Equação (2.23). o seguinte lema é útil.

2.2.6.1 Lema da Inversão de Matrizes

Seja A , C , e $C^{-1} + DA^{-1}B$ matrizes quadradas não singulares. Então $A + BCD$ é inversível, e

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1}DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1}. \quad (2.29)$$

Aplicando o lema da inversão de matrizes para $P(t)$ e usando a Equação (2.23) obtemos

$$\begin{aligned} P(t) &= (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = (\Phi^T(t-1)\Phi(t-1) + \varphi(t)\varphi^T(t))^{-1} \\ &= (P(t-1)^{-1} + \varphi(t)\varphi^T(t))^{-1} \\ &= P(t-1) - P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)P(t-1) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Isso implica que

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}. \quad (2.31)$$

Note que uma inversão de matriz é necessária para calcular P . Entretanto a matriz a ser invertida tem a mesma dimensão que o número de medições. Isso é, para um sistema de uma única saída ela é um escalar.

Os cálculos recursivos são apresentados no teorema seguinte.

2.2.6.2 Teorema da Estimação Recursiva de Mínimos Quadrados (RLS)

Assumimos que a matriz $\Phi^T(t)\Phi(t)$ é não singular, para todo $t \geq t_0$. Dado $\hat{\theta}(t_0)$ e $P(t_0) = (\Phi^T(t_0)\Phi(t_0))^{-1}$, a estimativa dos mínimos quadrados $\hat{\theta}(t)$ então satisfaz a equação recursiva

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)), \quad (2.32)$$

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}, \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} P(t) &= P(t-1) - P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)P(t-1) \\ &= (I - K(t)\varphi^T(t))P(t-1). \end{aligned} \quad (2.34)$$

Nota 1. A Equação (2.32) tem um forte apelo intuitivo. A estimativa $\hat{\theta}(t)$ é obtida somando uma correção à estimativa anterior $\hat{\theta}(t-1)$. A correção é proporcional a $y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)$, onde o último termo pode ser interpretado como o valor de y no tempo t predito pelo modelo da Equação (2.13). O termo de correção é proporcional à diferença entre o valor medido de $y(t)$ e a

predição de $y(t)$ baseada na estimativa anterior do parâmetro. Os componentes do vetor $K(t)$ são fatores de ponderação que dizem como a correção e a estimativa anterior devem ser combinadas.

Nota 2. A estimativa dos mínimos quadrados pode ser interpretada como um filtro de Kalman para o processo [Strom e Wittenmark 1995]

$$\begin{aligned}\theta(t+1) &= \theta(t), \\ y(t) &= \varphi^T(t)\theta(t) + e(t).\end{aligned}\tag{2.35}$$

Nota 3. Equações recursivas podem também ser derivadas começando pela função de perda da Equação (2.16). Utilizando a Equação (A.2) e 2.22 tem-se

$$\begin{aligned}2V(\theta, t) &= 2V(\theta, t-1) + \varepsilon^2(\theta, t) \\ &= Y^T(t-1) \left(I - \Phi(t-1) (\Phi^T(t-1)\Phi(t-1))^{-1} \Phi(t-1) \right) Y(t-1) \\ &\quad + \left(\theta - \hat{\theta}(t-1) \right)^T \Phi^T(t-1)\Phi(t-1) \left(\theta - \hat{\theta}(t-1) \right) \\ &\quad + \left(y(t) - \varphi^T(t)\theta \right)^T \left(y(t) - \varphi^T(t)\theta \right).\end{aligned}\tag{2.36}$$

O primeiro termo do lado direito é independente de θ , os dois termos restantes são quadráticos em θ . $V(\theta, t)$ pode então ser minimizado facilmente com respeito a θ .

Note que a matriz $P(t)$ é definida apenas quando a matriz $\Phi^T(t)\Phi(t)$ é não singular. Já que

$$\Phi^T(t)\Phi(t) = \sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i),\tag{2.37}$$

segue que $\Phi^T(t)\Phi(t)$ é sempre singular se $t < n$. Para obter condições iniciais para P , é necessário escolher $t = t_0$ tal que $\Phi^T(t_0)\Phi(t_0)$ seja não singular. As condições iniciais são

$$P(t_0) = \left(\Phi^T(t_0)\Phi(t_0) \right)^{-1},\tag{2.38}$$

$$\hat{\theta}(t_0) = P(t_0)\Phi^T(t_0)Y(t_0).\tag{2.39}$$

As equações recursivas podem então ser usadas para $t > t_0$. É, entretanto, frequentemente conveniente usar as equações recursivas em todos os passos. Se as equações recursivas são iniciadas com as condições iniciais

$$P(0) = P_0,\tag{2.40}$$

onde P_0 é positivo e definido, então

$$P(t) = (P_0^{-1} + \Phi^T(t)\Phi(t))^{-1}. \quad (2.41)$$

Note que $P(t)$ pode ser arbitrariamente próximo a $(\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1}$ escolhendo P_0 suficientemente grande.

Utilizando a interpretação do filtro de Kalman do método dos mínimos quadrados, pode ser visto que esta maneira de iniciar a recursão corresponde à situação em que os parâmetros têm uma distribuição inicial θ_0 médio e covariância P_0 .

2.2.7 Modelos de Função de Transferência

O método dos mínimos quadrados pode ser usado para identificar parâmetros em sistemas dinâmicos. Considere o sistema sendo descrito pelo modelo

$$A(q)y(t) = B(q)u(t), \quad (2.42)$$

onde q é o operador de avanço e $A(q)$ e $B(q)$ são os polinômios

$$\begin{aligned} A(q) &= q^n + a_1q^{n-1} + \dots + a_n, \\ B(q) &= b_1q^{m-1} + b_2q^{m-2} + \dots + b_m. \end{aligned} \quad (2.43)$$

A Equação (2.42) pode ser escrita como uma equação adiferenças

$$y(t) = a_1y(t-1) + \dots + a_ny(t-n) = b_1u(t+m-n-1) + \dots + b_mu(t-n). \quad (2.44)$$

Assuma que a seqüência de entradas $\{u(1), u(2), \dots, u(t)\}$ foi aplicada ao sistema e a seqüência correspondente de saídas $\{y(1), y(2), \dots, y(t)\}$ foi observada. Introduzindo o vetor de parâmetros

$$\theta^T = (a_1 \dots a_n \ b_1 \dots b_m), \quad (2.45)$$

e o vetor de regressão

$$\varphi^T(t-1) = (-y(t-1) \dots -y(t-n) \ u(t+m-n-1) \dots u(t-n)). \quad (2.46)$$

Note que o sinal de saída está atrasado no vetor de regressão. O modelo é por isso chamado de modelo auto-regressivo. A maneira em que os elementos estão ordenados na matriz θ é, claro,

arbitraria, sabendo que $\varphi(t-1)$ também está similarmente reordenada. A convenção de que a seqüência dos tempos do vetor φ irá se referir ao tempo quando todos os elementos no vetor estiverem disponíveis também será adotada. O modelo pode ser formalmente escrito como o modelo de regressão

$$y(t) = \varphi^T(t-1)\theta. \quad (2.47)$$

Estimativas dos parâmetros podem ser obtidas aplicando o método dos mínimos quadrados. A matriz Φ é dada por

$$\Phi = \begin{pmatrix} \varphi^T(n) \\ \vdots \\ \varphi^T(t-1) \end{pmatrix}. \quad (2.48)$$

Se for utilizada a interpretação estatística da estimativa dos mínimos quadrados o método irá funcionar bem quando as perturbações puderem ser descritas como ruído branco adicionado ao lado direito da Equação (2.42). Isso leva ao modelo dos mínimos quadrados

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + e(t+n). \quad (2.49)$$

O método é então chamado de método do erro equacional. Uma pequena variação do método é melhor se as perturbações forem descritas ao invés de ruído branco adicionado à saída do sistema, isso é, quando o modelo for

$$y(t) = \frac{B(q)}{A(q)}u(t) + e(t). \quad (2.50)$$

O método obtido é chamado de método do erro de saída. Para descrever tal método, seja u a entrada e \hat{y} a saída do sistema com a relação entrada/saída

$$\hat{y}(t) + a_1\hat{y}(t-1) + \dots + a_n\hat{y}(t-n) = b_1u(t+m-n-1) + \dots + b_mu(t-n), \quad (2.51)$$

isso é

$$\hat{y}(t) = \frac{B(q)}{A(q)}u(t). \quad (2.52)$$

Determina os parâmetros que minimizam o critério

$$\sum_{k=1}^t (y(k) - \hat{y}(k))^2, \quad (2.53)$$

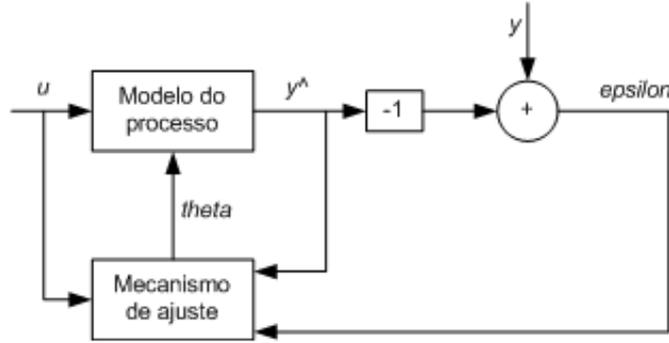


Figura 2.6: Diagrama de blocos do estimador de mínimos quadrados baseado em erro de saída

onde $y(t) = \hat{y}(t) + e(t)$. Esse problema pode ser interpretado como um problema de mínimos quadrados cuja solução é dada por

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t-1)\varepsilon(t), \quad (2.54)$$

onde

$$\begin{aligned} \varphi^T(t-1) &= (-\hat{y}(t-1) \dots -\hat{y}(t-n) \ u(t+m-n-1) \dots u(t-n)), \\ \varepsilon(t) &= y(t) - \varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1). \end{aligned} \quad (2.55)$$

O estimador recursivo obtido pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 2.6.

2.3 Identificação de Terrenos

Uma das intenções desse projeto envolve a identificação do tipo de terreno em que o usuário está se locomovendo. Por isso o artigo [Jin et al. 2000] é apresentado, sendo toda a seção 2.3 referente a este mesmo artigo e, por isso, não serão feitas citações a todo o tempo. Ele apresenta um estudo dos sinais de EMG em diferentes terrenos e um método de identificação através da análise desses sinais. Análises de ganho mostram que os momentos que atuam no joelho são consideravelmente diferentes quando caminhando em diferentes terrenos. Através da análise dos momentos atuantes no joelho é possível identificar as condições do terreno e ajustar o controlador.

2.3.1 Modelo dos Membros Inferiores

Para analisar os momentos do joelho durante o andar, [Jin et al. 2000] modelou o sistema a três graus de liberdade mostrado na Figura 2.7. De acordo com essa figura, H , K , e A são as juntas

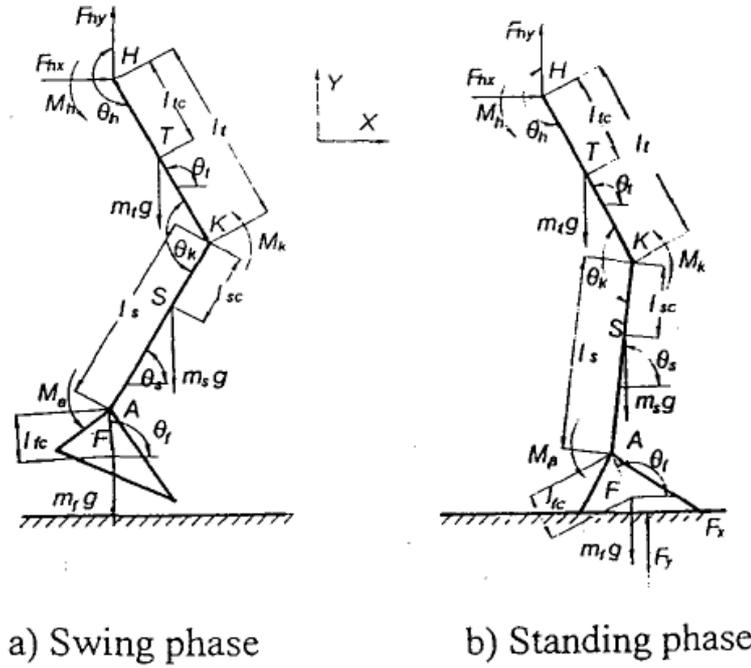


Figura 2.7: Modelo dinâmico dos membros inferiores [Jin et al. 2000]

do quadril, do joelho e do tornozelo, respectivamente; T , S e F são os centros de massa da coxa, tibia e pé, respectivamente; M_h , M_k e M_a são os momentos no quadril, joelho e tornozelo, respectivamente; e F_x , F_y são as forças exercidas pelo solo nos eixos x e y , respectivamente.

A equação dinâmica inversa pode ser obtida como segue:

$$M_a = \begin{cases} J_f \ddot{\theta}_f + m_f \ddot{x}_f l_{fc} \sin \theta_f - m_f (\ddot{y}_f + g) l_{fc} \cos \theta_f \\ J_f \ddot{\theta}_f + m_f \ddot{x}_f l_{fc} \sin \theta_f - m_f (\ddot{y}_f + g) l_{fc} \cos \theta_f + F_y D_x - F_x D_y, \end{cases} \quad (2.56)$$

$$M_k = J_s \ddot{\theta}_s + m_s \ddot{x}_s l_{sc} \sin \theta_s - m_s (\ddot{y}_s + g) l_{sc} \cos \theta_s + M_a \\ + (m_f \ddot{x}_f + F_x) l_s \sin \theta_s - (m_f g + m_f \ddot{y}_f - F_y) l_s \cos \theta_s, \quad (2.57)$$

$$M_h = J_t \ddot{\theta}_t + m_t \ddot{x}_t l_{tc} \sin \theta_t - m_t (\ddot{y}_t + g) l_{tc} \cos \theta_t + M_k \\ + (m_s \ddot{x}_s + m_f \ddot{x}_f - F_x) l_t \sin \theta_t - (m_s g + m_s \ddot{y}_s + m_f g + m_f \ddot{y}_f - F_y) l_t \cos \theta_t \quad (2.58)$$

em que J_t , J_s e J_f são os momentos de inércia relativos a T , S , F , respectivamente; D_x , D_y são os comprimentos das projeções nas direções x e y , respectivamente, da distância entre o ponto de atuação da força de reação do chão e a junta do tornozelo A ; \ddot{x}_t , \ddot{y}_t , são as acelerações do ponto T nas direções x e y , respectivamente; \ddot{x}_s , \ddot{y}_s , são as componentes de aceleração do ponto S nas

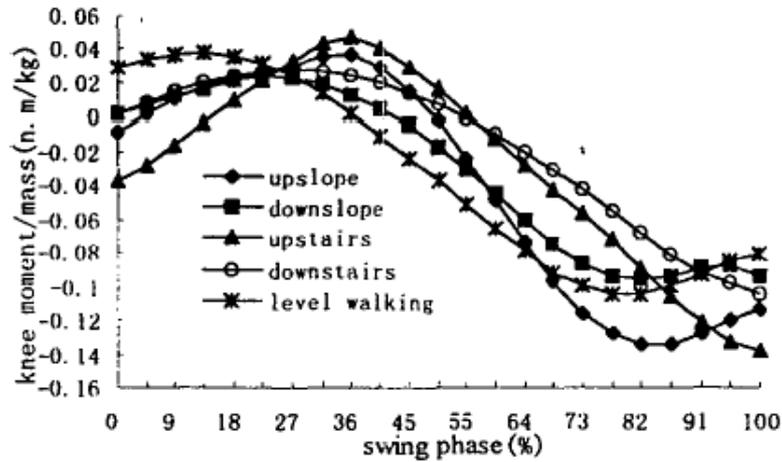


Figura 2.8: Momentos do joelho como função do terreno [Jin et al. 2000]

direções x e y , respectivamente; e \ddot{x}_f , \ddot{y}_f são as componentes de aceleração do ponto F nas direções x e y , respectivamente.

Os momentos durante a fase de balanço da perna foram obtidos através da análise do andado em velocidades normais de caminhar, e são apresentadas na Figura 2.8. Existem diferenças consideráveis entre os momentos. Essas diferenças possibilitam o ajuste das características da prótese em função dos momentos associados aos diferentes terrenos.

2.3.2 Identificação de Terrenos

Para identificação das condições do terreno através de sinais EMG, [Jin et al. 2000] conduziram experimentos em ambiente de laboratório. Ambos não amputados e amputados acima do joelho participaram dos experimentos. O voluntário caminhou a diferentes velocidades em terreno plano e a velocidades típicas subindo e descendo terrenos inclinados e escadas. Os sinais EMG foram medidos pela superfície da pele do *vastus lateralis*, *vastus medialis*, *rectus femoris* (RF), *tensor fascia latae*, *adductor longus*, *biceps femoris*, *semi-membranosus* (SM) e *semi-tendinosus*. Sinais típicos de EMG de não amputados são apresentados na Figura 2.9, enquanto os sinais dos amputados são apresentados na Figura 2.10.

Depois de processados os dados, os sinais do SM foram usados para identificação. A chave é selecionar aspectos úteis dos sinais das Figuras 2.9 e 2.10. O processo de identificação como apresentado na Figura 2.11, consiste dos três passos seguintes. Primeiramente, a integral do diferencial do sinal de EMG (método IDE) é utilizado para identificar escadas. Depois, a integral do valor absoluto (MAV) é utilizado para diferenciar subidas e descidas de terrenos planos. E finalmente, a frequência mediana (MDF) é utilizada para distinguir subidas e descidas inclinadas

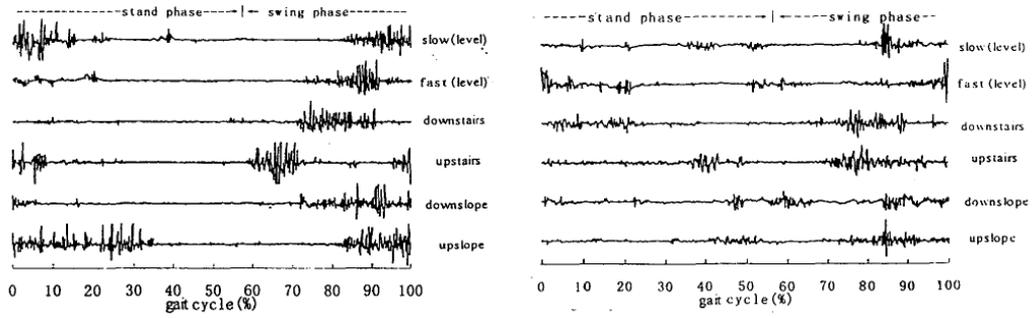


Figura 2.9: Sinais de EMG de um não amputado como função do terreno [Jin et al. 2000]

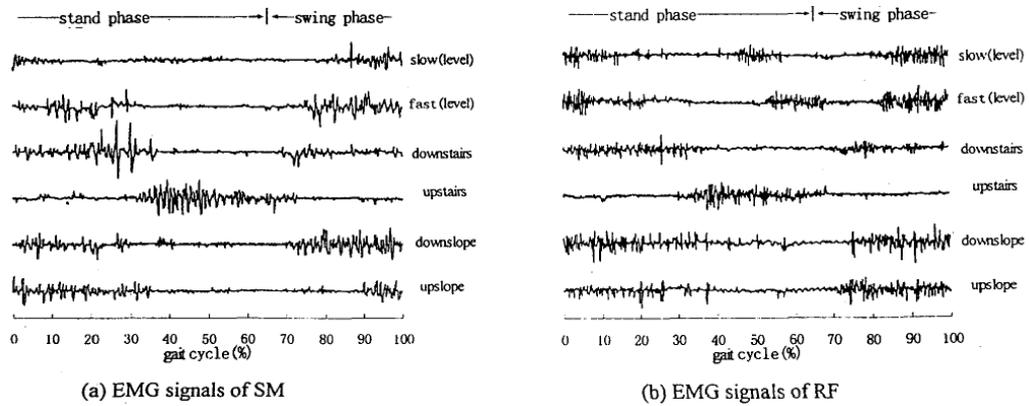


Figura 2.10: Sinais de EMG de um amputado acima do joelho como função do terreno [Jin et al. 2000]

de subidas e descidas em escadas, e a frequência média (MF) é usada para separa caminhadas rápidas e lentas em terrenos planos.

As definições destes critérios são como segue:

$$MAV = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N |x_i| \quad (i = 1, 2, 3 \dots N), \quad (2.59)$$

onde N é o numero de amostras e x_i é a amplitude da i -ésima amostra.

$$IDE = \sum_{k=1}^N |\Delta x_k| \quad \Delta x_k = x_{k+1} - x_k, \quad (2.60)$$

$$MF = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |fft(x_i)| \quad (i = 1, 2, 3 \dots N), \quad (2.61)$$

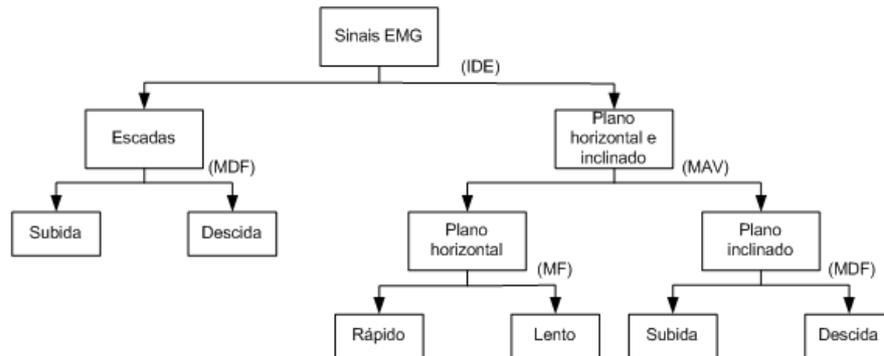


Figura 2.11: Processo de identificação de terreno [Jin et al. 2000]

Tabela 2.1: Taxas de acerto na identificação de terrenos [Jin et al. 2000]

	Subidas	Descidas	Subindo escadas
Não amputados	95,7%	97%	98%
Amputados	98,5%	88,8%	75%
	Descendo escadas	Rápido (plano)	Lento (plano)
Não amputados	98,1%	94,6%	90,6%
Amputados	80%	92,3%	84,6%

onde $fft(x_i)$ é a transformada de Fourier. MDF é a frequência que divide o espectro $S(f)$ em partes iguais de tal forma que

$$\int_0^{MDF} S(f)df = \int_{MDF}^{\infty} S(f)df. \quad (2.62)$$

A precisão da identificação é mostrada na Tabela 2.1. Observe que as taxas de acerto são bastante altas, mesmo na análise de amputados acima do joelho, sendo todas as taxas de acerto maiores que 75%. Tais resultados viabilizam o uso desta técnica de identificação de terrenos.

Desenvolvimento

3.1 Descrição Geral

Um dos objetivos deste projeto é apresentar o desenvolvimento de um protótipo de prótese mecânica ativa para perna humana, apresentando três graus de liberdade: um para o joelho (plano sagital) e dois movimentos para o pé (plano sagital e plano frontal). Neste protótipo foi utilizado alumínio para a maior parte das estruturas e aço para hastes de sustentação, conforme está ilustrado na Figura 3.1. Os três graus de liberdade são associados aos ângulos θ_1 , θ_2 e θ_3 , cuja atuação é feita por moto-redutores de corrente contínua. O protótipo será fixado ao membro restante do paciente por meio de um casulo de encaixe na coxa, onde estariam também os sensores de EMG.

Conforme ilustrado pelas Figuras 3.1 e 3.2, apenas a parte mecânica e uma parte dos projetos elétricos estão concluídos. As atividades atuais estão relacionadas à idealização de uma arquitetura modular de instrumentação e de controle, procurando utilizar técnicas comumente empregadas em robótica bípede, uma vez que os sinais de EMG relacionam-se apenas ao ângulo θ_1 do joelho. θ_2 e θ_3 serão determinados por meio de modelos preditivos de intenção de movimento, alimentados por medições dos diversos sensores da prótese. Para tanto, na parte de instrumentação, estarão presentes sensores ultra-sônicos para estimação do ângulo de inclinação do pé em relação ao solo, um acelerômetro para medição das componentes de aceleração tangencial do centro da tíbia no plano sagital e potenciômetros para medição de posição e estimação das velocidades dos eixos das

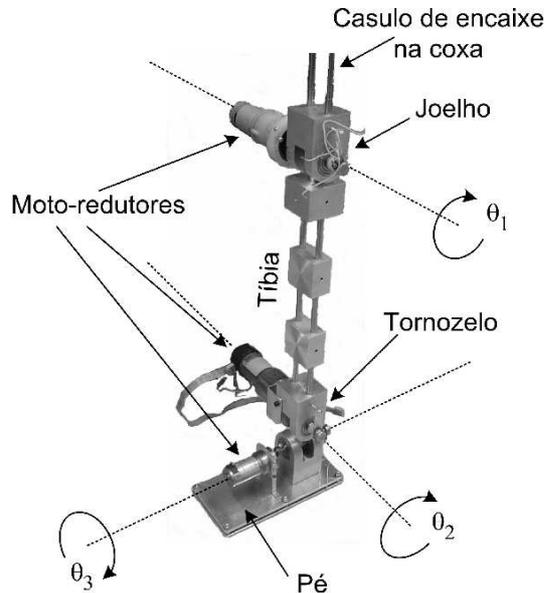


Figura 3.1: Estrutura mecânica do protótipo em desenvolvimento.

juntas da perna.

É proposto que o protótipo empregue uma hierarquia de controle, descrita com mais detalhes na seção 3.10. Nesta arquitetura estão presentes um processador mestre central e microcontroladores escravos. O processador central será encarregado da geração de trajetória e estimação dos parâmetros do modelo da perna por meio de controle adaptativo. Este processador ainda realizará a coordenação de microcontroladores escravos por meio de um simples protocolo mestre-escravos com detecção de erro. Aos microcontroladores escravos competem realizar as tarefas de controle de posicionamento e velocidade dos motores e aquisição das medidas dos sensores para envio ao processador central. A comunicação se dará através de um barramento RS485, escolha esta guiada pela sua alta imunidade a interferência eletromagnética atestada pelo fabricante. Os controladores de junta possuirão saturação na corrente de acionamento dos motores. Desta forma, se o paciente modificar seu balanço (*e.g.*, devido a desequilíbrio), os controladores de posição das juntas irão saturar em corrente, dando ao paciente a sensação de que a prótese está realizando um esforço contrário ao do balanço, podendo ajudar o mesmo na recuperação do equilíbrio. No que diz respeito aos controladores das juntas do pé, estes tentarão manter o pé paralelo ao solo usando medidas de ultra-som.

Em mais alto nível, um modelo de movimento alimentado por dados de um acelerômetro e dos potenciômetros das juntas será usado para gerar a trajetória dos ângulos do pé, objetivando que este esteja paralelo ao solo no momento do contato. O autor acredita que qualquer outra abordagem que fizesse o pé se orientar com grande antecedência antes do instante de contato poderia atrapalhar o paciente.

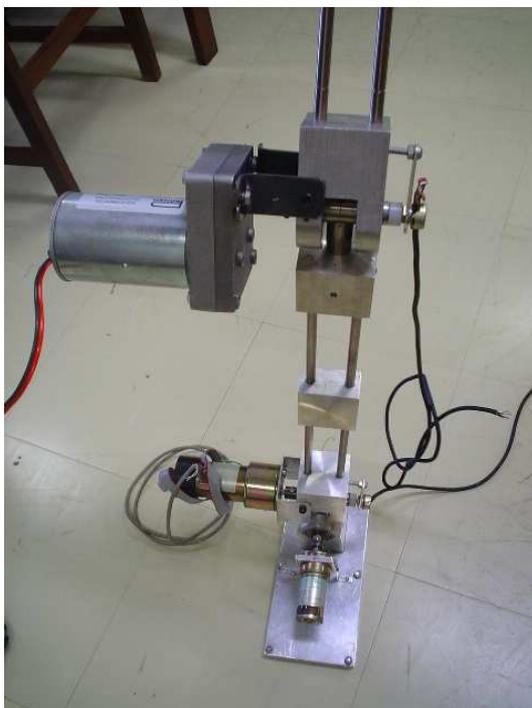


Figura 3.2: Visão frontal do protótipo

3.2 Desenvolvimento do Projeto Mecânico

O projeto mecânico procurou manter características antropomórficas, mas empregando apenas três graus de liberdade ao protótipo. O autor acredita que os três graus de liberdade escolhidos são suficientes para mimetizar o andar humano e permitir movimentos suaves. O mesmo tipo de mecanismo é empregado em robôs humanóides [Azevedo 2001].

A prótese foi desenvolvida a partir das dimensões da perna de um indivíduo de $1m75$ de altura. A medida de altura da prótese até a articulação do joelho é de $51cm$. Foi utilizado um programa de desenho assistido por computador (CAD), onde foram desenhadas as peças principais, e a partir destas foram feitas as projeções e cotação para posterior usinagem das peças, o artigo [Zachariah e Sanders 1997] apresentam um estudo das tensões na interface do acoplamento da prótese com a coxa. As juntas da perna foram confeccionadas em alumínio, de maneira a diminuir a massa total do protótipo. Cada junta é equipada com dois rolamentos, para redução do atrito, e um potenciômetro fixado na haste do motor, para medição do ângulo da junta. A Figura 3.3 apresenta uma foto atual da junta do pé.

O desenho geométrico da perna é apresentado na Figura 3.4. Em [Riechmann et al. 1991] é apresentado um trabalho sobre desenvolvimento de próteses mecânicas utilizando ferramentas CAD (Computer-Aided Design) e CAM (Computer-Aided Manufacturing). As ferramentas CAD



Figura 3.3: Detalhe das juntas do tornozelo e pé.

auxiliam na modelagem geométrica da prótese e as ferramentas CAM auxiliam na geração das trajetórias de usinagem.

A primeira dificuldade encontrada no desenvolvimento da prótese mecânica se deu na existência de materiais comerciais próprios ao projeto. Foi escolhido o alumínio como matéria prima para fabricação das peças da prótese, com exceção das hastes de sustentação. A escolha do alumínio se justifica por ser um metal leve, resistente e de fácil usinagem. Comercialmente o único bloco maciço de alumínio encontrado a venda foi um tarugo de seção quadrada de 5cm de lado, por isso, todas as peças tiveram que ser projetadas para serem fabricadas a partir do material disponível.

O projeto utilizado nas peças levou em conta duas restrições, a primeira diz respeito às dimensões do material disponível para usinagem e a segunda leva em conta as restrições de precisão e forma atingidas pelo equipamento de usinagem disponível. Como a prótese mecânica se destina à reabilitação de humanos, nada mais natural que utilizar as formas humanas como base para desenvolvimento das formas geométricas da prótese, contando, ainda, com o bom senso e procurando a simplicidade de formas.

Esta seção apresenta o desenvolvimento das várias peças mecânicas que compõem a prótese. São apresentadas as juntas que compõem cada uma das articulações, em seguida é apresentada a peça de fixação da haste em “T” e a haste em “T”, posicionada na articulação do joelho. A haste em “T”, apresentada em seguida, é posicionada na junta do pé e tornozelo. Posteriormente são apresentados os fixadores e as hastes da tíbia, que interligam a junta do joelho com as juntas do pé e tornozelo. E por fim é apresentado o pé, que se conecta à articulação mais próxima do chão.

3.2.1 Juntas

As três juntas que possuem articulação são semelhantes entre si, apresentando diferenças apenas nos furos de fixação das hastes. A Figura 3.5 apresenta a forma geométrica da junta do joelho.

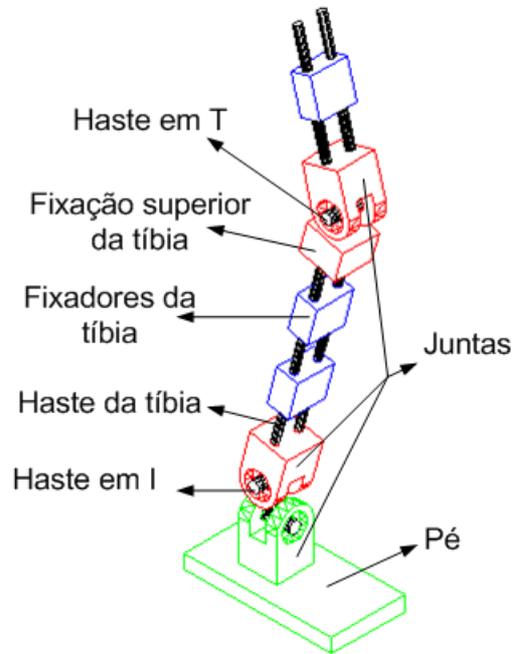


Figura 3.4: Desenho geométrico da prótese

Esta junta apresenta forma arredondada na parte inferior, essa forma é necessária pelo fato desta peça apresentar movimento relativo em relação a outras peças, evitando a ocorrência de choques mecânicos entre as peças e mantendo uma distância mínima durante o movimento do joelho. Ainda na parte inferior, foram feitos dois rebaiços laterais com um furo no centro, para acoplar os rolamentos das juntas, diminuindo o atrito durante a realização do movimento. Transversalmente a este furo, foi feito um rebaiço passante de forma a permitir a entrada do eixo em “T” que irá transmitir o movimento para a parte inferior da prótese. Estão presentes furos superiores para fixação das hastes que suportam o casulo de acoplamento com o usuário.

3.2.2 Fixação Superior da Tíbia

Foi confeccionada uma peça para fixar a haste em “T” com o elo da tíbia, esta peça apresenta furos para as hastes da tíbia e um outro furo para acoplamento da haste em “T”. A Figura 3.6 apresenta a forma geométrica dessa peça.

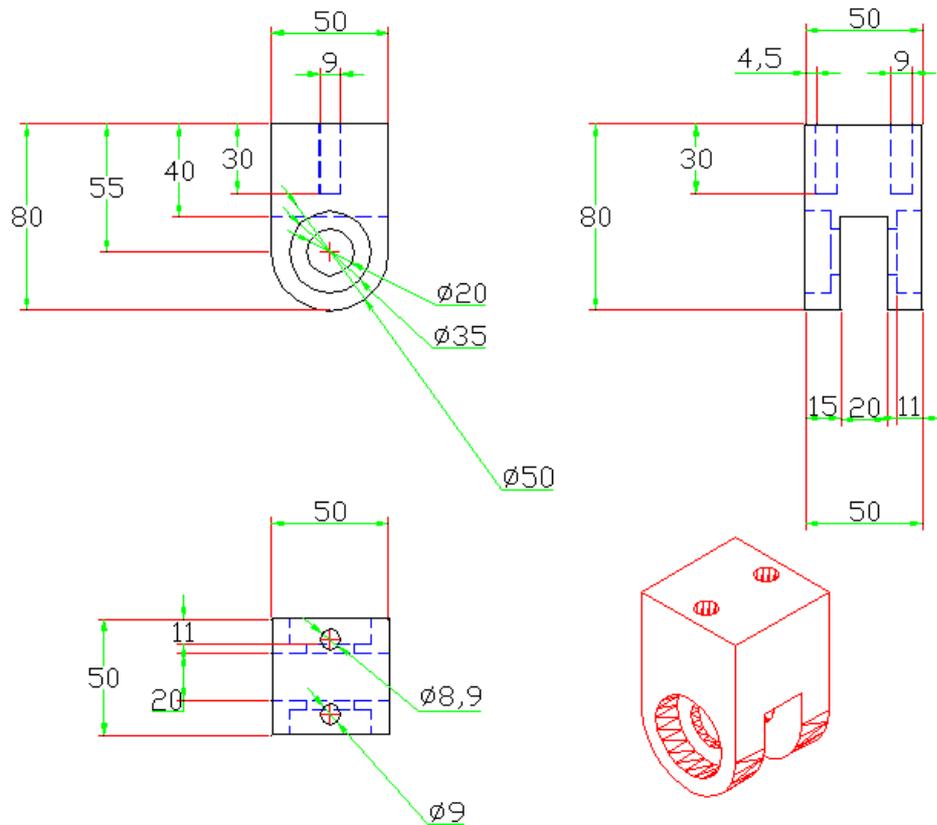


Figura 3.5: Cotação e desenho geométrico da junta do Joelho

3.2.3 Haste em T

O material de confecção desta haste foi o aço, para oferecer maior resistência e não sofrer deformações durante a transmissão dos movimentos. Esta haste possui rebaixos nas extremidades para encaixe nos rolamentos e no ponto de fixação. As duas hastes que formam o “T” são acopladas entre si através de um parafuso, essas duas partes não puderam ser soldadas, pois é necessário que elas estejam soltas para que se possam montar os rolamentos. A Figura 3.7 apresenta a forma geométrica dessa haste.

3.2.4 Haste em I

Assim como a haste em “T”, a haste em “I” também foi confeccionada em aço. Esta haste é um pouco diferente, pois possibilita a rotação em dois planos distintos, ela promove a transmissão dos movimentos do tornozelo e do pé ao mesmo tempo. As duas extremidades dessa haste foram acopladas por meio de parafusos, também para possibilitar o acoplamento dos rolamentos. A

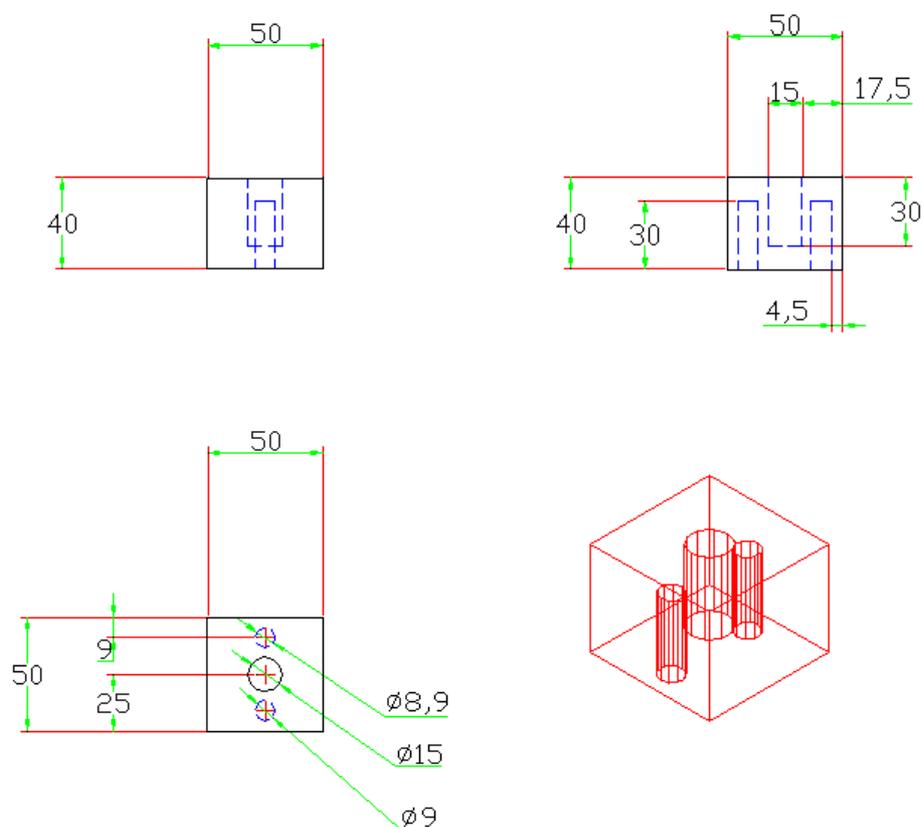


Figura 3.6: Cotação e desenho geométrico da fixação superior da tíbia

Figura 3.8 apresenta a forma geométrica dessa haste.

3.2.5 Hastes da Tíbia

Foram confeccionadas duas hastes de seção circular em aço para desempenhas o papel do elo da tíbia.

3.2.6 Fixadores da Tíbia

Foram confeccionados cubos em alumínio, com furos para a passagem das hastes da tíbia, para impedir movimentos de torção nessas hastes. A Figura 3.9 apresenta a forma geométrica destes fixadores.

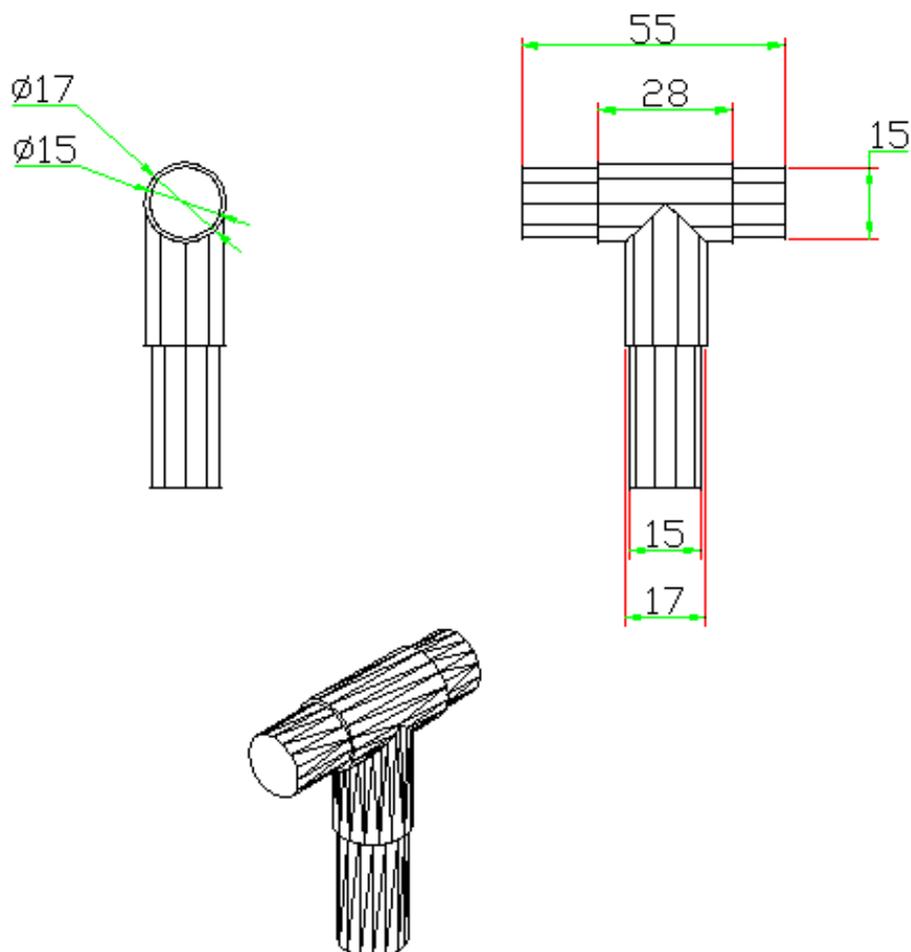


Figura 3.7: Cotagem e desenho geométrico da haste do joelho

3.2.7 Pé

O pé foi confeccionado com duas placas de alumínio paralelas e fixadas uma na outra através de espaçadores. O espaço deixado entre estas placas se destina a comportar o equipamento de transmissão e recepção de ultrassom.

3.3 Dimensionamento dos Motores

Para selecionar os motores foram calculados os torques necessários para cada uma das juntas. A velocidade mínima dos motores foi estabelecida em $\pi/2 \text{ rad/s}$, esse valor foi escolhido por parecer razoável para uma prótese mecânica. Todos os motores selecionados apresentam velocidades

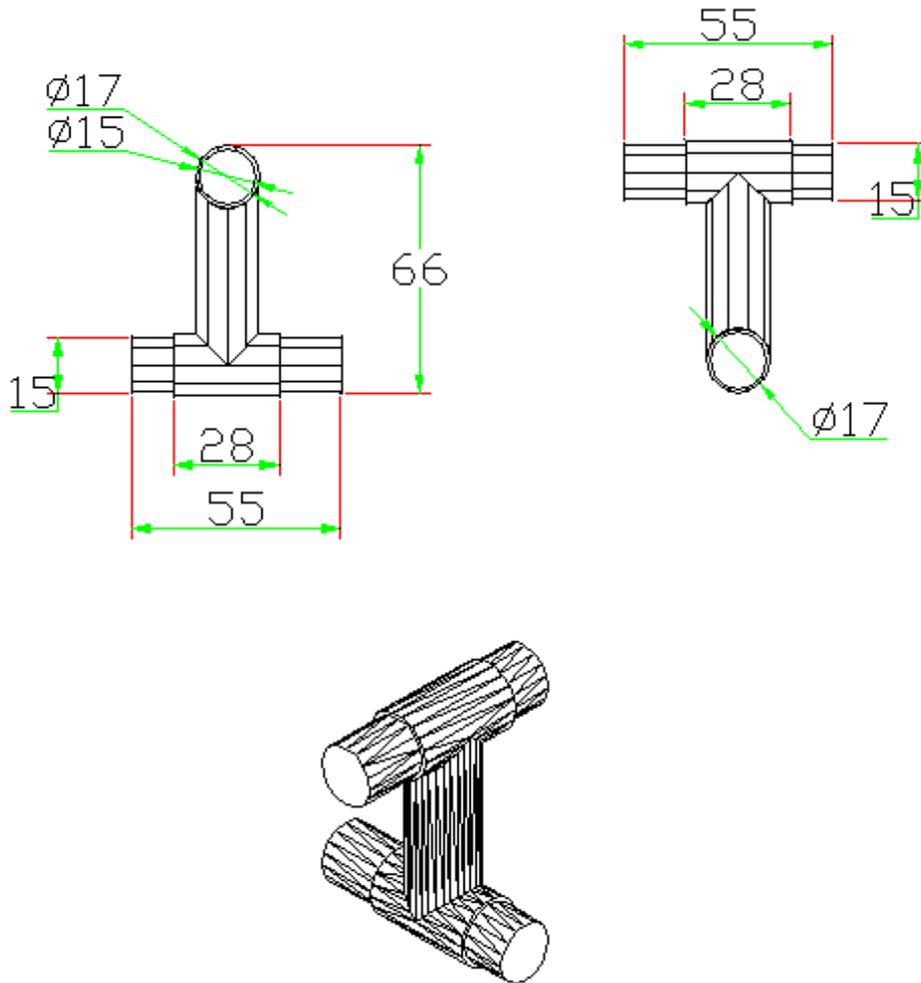


Figura 3.8: Cotagem e desenho geométrico da haste do pé

maiores que a mínima.

3.3.1 Motor do Pé

Para o dimensionamento do motor do pé foi utilizado o desenho em terceira dimensão da prótese para calcular o momento de inércia que cada motor deve suportar. A ferramenta de desenho AUTOCAD apresenta uma função que calcula o momento de inércia das formas em relação a eixos determinados. A Tabela 3.1 apresenta os valores de inércia calculados para o motor do pé.

De posse dos valores de inércia foi calculado o torque necessário para atingir a velocidade de $\pi \text{ rad/s}$ em 1 segundo. Integrando a velocidade no tempo temos que a aceleração necessária para

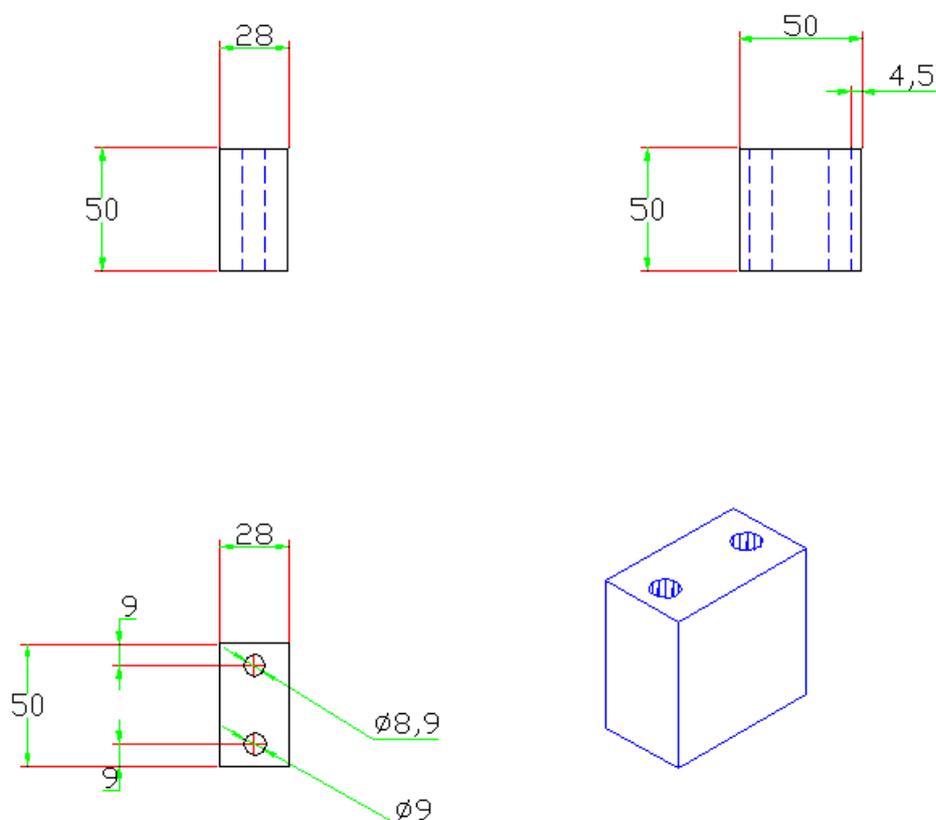


Figura 3.9: Cotagem e desenho geométrico do cubo de fixação

realizar essa tarefa é de $\pi/2 \text{ rad/s}^2$.

$$\tau = I\alpha = (6,05 \cdot 10^{-3} + 1,5 \cdot 10^{-3}) \frac{\pi}{2} = 11,86 \cdot 10^{-3} \text{ Nm} \quad (3.1)$$

A Equação 3.1 apresenta o cálculo do torque para o motor do pé. O torque necessário foi de $11,86 \text{ mNm}$. O motor selecionado foi o modelo GM9413-3 da Pittman, que fornece 900 mNm de torque e velocidade de $4,5 \text{ rad/s}$ com alimentação de $+12\text{V}$. Esta escolha foi feita baseado na disponibilidade de motores do laboratório.

Tabela 3.1: Momentos de inércia do motor do pé

Junta e pé	Motor
$6,05 \cdot 10^{-3} \text{ Kg/m}^2$	$1,50 \cdot 10^{-3} \text{ Kg/m}^2$

Tabela 3.2: Momentos de inércia do motor do tornozelo

Juntas e pé	Motor
$2,02 \cdot 10^{-2} \text{ Kg/m}^2$	$4,84 \cdot 10^{-2} \text{ Kg/m}^2$

3.3.2 Motor do Tornozelo

O mesmo procedimento foi utilizado para dimensionamento do motor do tornozelo. A Tabela 3.2 apresenta os valores de inércia calculados para o motor do tornozelo.

De posse dos valores de inércia foi calculado o torque necessário para atingir a velocidade de $\pi \text{ rad/s}$ em 1 segundo. Integrando a velocidade no tempo temos que a aceleração necessária para realizar essa tarefa é de $\pi/2 \text{ rad/s}^2$.

O torque necessário foi de $108,86 \text{ mNm}$, nesse caso o motor selecionado foi o GM9235 da Pittman, que fornece $1,24 \text{ Nm}$ de torque e velocidade de $10,1 \text{ rad/s}$ com alimentação de $+12V$.

3.3.3 Motor do Joelho

Para o dimensionamento do motor do joelho foi considerado o pior caso em relação ao torque. Esse caso é verificado quando a prótese se encontra estendida na horizontal e o motor exerce torque suficiente para mantê-la nessa posição. A massa da perna sem o motor do joelho é de $4,5 \text{ Kg}$, o centro de massa da prótese, sem o joelho dista $0,25 \text{ m}$ do ponto de aplicação do torque do motor. Portanto o torque necessário para suportar o pior caso é de $11,03 \text{ Nm}$. O motor selecionado foi o MR910-27 da Motron que fornece 20 Nm de torque e velocidade de $2,83 \text{ rad/s}$ com alimentação de $+12V$.

3.4 Modelo Geométrico

O modelo geométrico de posição da perna foi obtido considerando a atribuição de sistemas de coordenadas às juntas da perna, seguindo o algoritmo de Denavit-Hartenberg [Schilling 1990], conforme mostrado na Figura 3.10. A postura da perna é determinada utilizando a matriz de transformação homogênea relacionando o sistema de coordenadas da planta do pé com aquele do ponto de fixação na perna:

$$\mathbf{M}_0^3 = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0^3 & \mathbf{t}_0^3 \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

com

$$\mathbf{R}_0^3 = \begin{bmatrix} c_{\theta_3} \cdot c_{\theta_1+\theta_2} & -s_{\theta_1+\theta_2} & s_{\theta_3} \cdot c_{\theta_1+\theta_2} \\ c_{\theta_3} \cdot s_{\theta_1+\theta_2} & c_{\theta_1+\theta_2} & s_{\theta_3} \cdot s_{\theta_1+\theta_2} \\ -s_{\theta_3} & 0 & c_{\theta_3} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{t}_0^3 = \begin{bmatrix} a_1 \cdot c_{\theta_1} + a_2 \cdot c_{\theta_1+\theta_2} + a_3 \cdot c_{\theta_3} \cdot c_{\theta_1+\theta_2} \\ a_1 \cdot s_{\theta_1} + a_2 \cdot s_{\theta_1+\theta_2} + a_3 \cdot c_{\theta_3} \cdot s_{\theta_1+\theta_2} \\ -a_3 \cdot s_{\theta_3} \end{bmatrix},$$

onde R_0^3 é a matriz de rotação e t_0^3 é a matriz de translação, que determinam as rotações e as translações entre os sistemas de coordenadas consecutivos da prótese.

A matriz (3.2) é encontrada através de transformações sucessivas entre os sistemas de coordenadas consecutivos da perna. Seguindo a notação clássica, $s_\theta = \sin(\theta)$ e $c_\theta = \cos(\theta)$. Essa matriz permite relacionar as coordenadas $\mathbf{p}_3 = (x_3, y_3, z_3)$ de um ponto P , representadas no sistema de coordenadas 3 (planta do pé), com suas coordenadas $\mathbf{p}_0 = (x_0, y_0, z_0)$ do sistema de coordenadas 0 (ponto de fixação da prótese no usuário). A relação entre estes pontos determina o modelo geométrico da prótese:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{p}_0 \\ 1 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_0^3 \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{p}_3 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3.5 Placa de Controle do Motor do Joelho

Para controle do acionamento do motor do joelho foi projetada a uma placa baseada em microcontrolador AVR, que é apresentada na Figura 3.11. As funcionalidades presentes nesta placa incluem comunicação através de interface RS485 ou RS232, saída PWM (Modulação por Largura de Pulso), interface com LCD de uma linha e quarenta segmentos, conversores A/D, LED de indicação de funcionamento e programação in-circuit. Esta placa recebe alimentação simples de +12V.

O microprocessador AVR utilizado foi o ATMEGA8 e a frequência escolhida foi de 16MHz, suprida por um cristal externo. Como a alimentação do ATMEGA8 e de outros CIs é de +5V, foi necessária a utilização de um regulador de tensão LM7805. Foram utilizados capacitores para minimizar ruídos na alimentação, tanto no barramento +12V como no +5V. Estes filtros de alimentação foram necessários por duas razões, a primeira diz respeito ao comportamento do microcontrolador que é resetado caso a tensão de alimentação oscile para valores abaixo do mínimo estipulado pelo fabricante, a segunda razão diz respeito à precisão da conversão A/D, visto que a tensão de referência do conversor é a mesma da tensão de alimentação, qualquer oscilação nessa tensão causa erro no valor retornado pela conversão A/D.

Serão apresentadas individualmente cada uma das funcionalidades implementadas nessas placas. A Figura 3.12 apresenta esquematicamente a disposição dos módulos integrantes da prótese

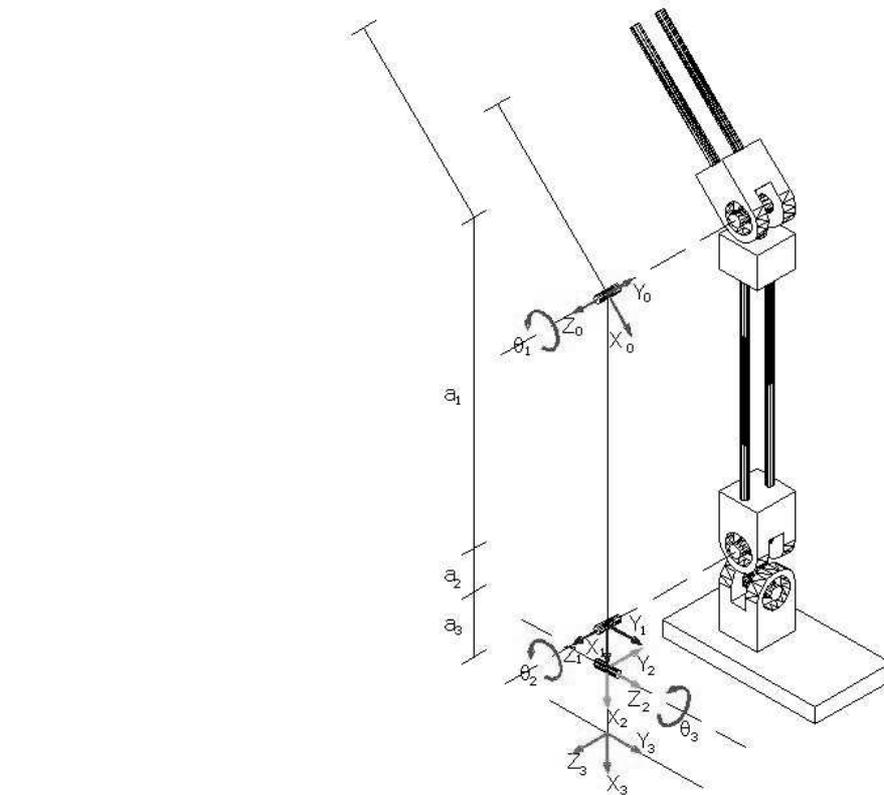


Figura 3.10: Sistema de coordenadas e graus de liberdade da perna

para controle do joelho. Essa figura mostra a junta do joelho com o motor acoplado do lado esquerdo e o potenciômetro do lado direito. Os sinais analógicos captados, do potenciômetro, pela placa de controle são digitalizados através do conversor A/D e utilizados no cálculo do sinal de controle. Esse sinal é convertido para um sinal de PWM compatível com a placa de acionamento e é transferido para a mesma. Então, a placa de acionamento fornece potência para que o motor atue no joelho. O ciclo se completa quando o torque do motor causa um deslocamento angular no potenciômetro, iniciando o processo novamente. O barramento RS485 permite a comunicação dos vários módulos com o processador central, que não está presente na figura.

3.5.1 Comunicação Serial

A interface de comunicação serial escolhida foi a RS485, por ser diferencial ela apresenta maior imunidade a ruídos, possibilidade de transmissão a maiores distâncias e possibilidade de conexão de até 64 dispositivos no mesmo barramento, suas características podem ser encontradas no sítio do fabricante <http://www.st.com>. O circuito integrado utilizado foi o ST485, que é apresentado na Figura 3.13, desenvolvido para comunicação *half-duplex*. A Tabela 3.3 apresenta a tabela verdade

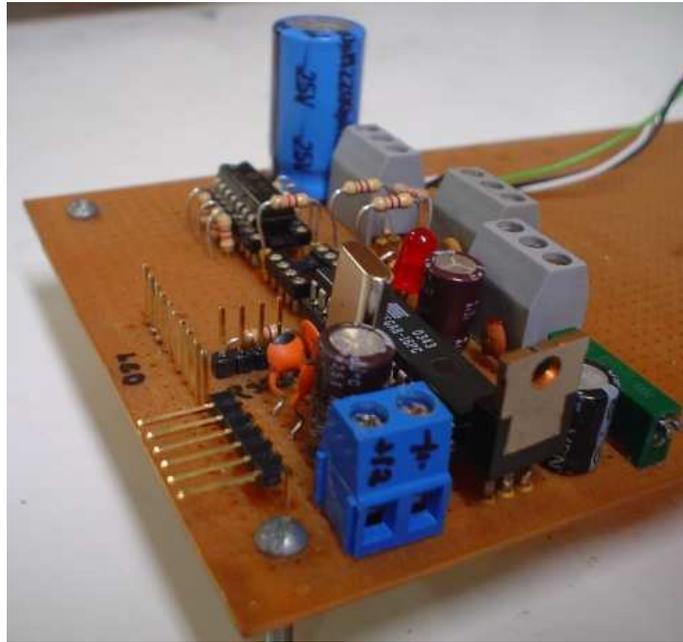


Figura 3.11: Placa de controle do joelho

em modo de transmissão e a Tabela 3.4 apresenta a tabela verdade em modo de recepção.

Pela inspeção das tabelas verdade de transmissão e de recepção foi decidido que os pinos \overline{RE} e DE deveriam ser conectados um ao outro e controlados por uma saída digital do microcontrolador, dessa forma quando se deseja transmitir algum dado basta colocar a saída digital de controle da comunicação em nível alto (H) e quando se deseja receber dados essa mesma saída deve ser levada a nível lógico baixo (L). A propriedade do pino DE de determinar o estado de transmissão dos dados, não importando o estado do pino \overline{RE} . O pino DE apresenta prioridade em relação ao pino RE , dessa forma quando ele está em nível alto (H) o CI está em modo de transmissão, independente do estado do pino \overline{RE} e quando o pino DE está em nível baixo o pino \overline{RE} determina o estado de recepção de dados. Para garantir que o canal de recepção esteja em nível lógico alto durante os intervalos onde não ocorre transmissão de dados foi colocado um *pull-up* para $+5V$ através de um

Tabela 3.3: Tabela verdade de transmissão

Entradas			Saídas	
\overline{RE}	DE	DI	B	A
X	H	H	L	H
X	H	L	H	L
X	L	X	Z	Z

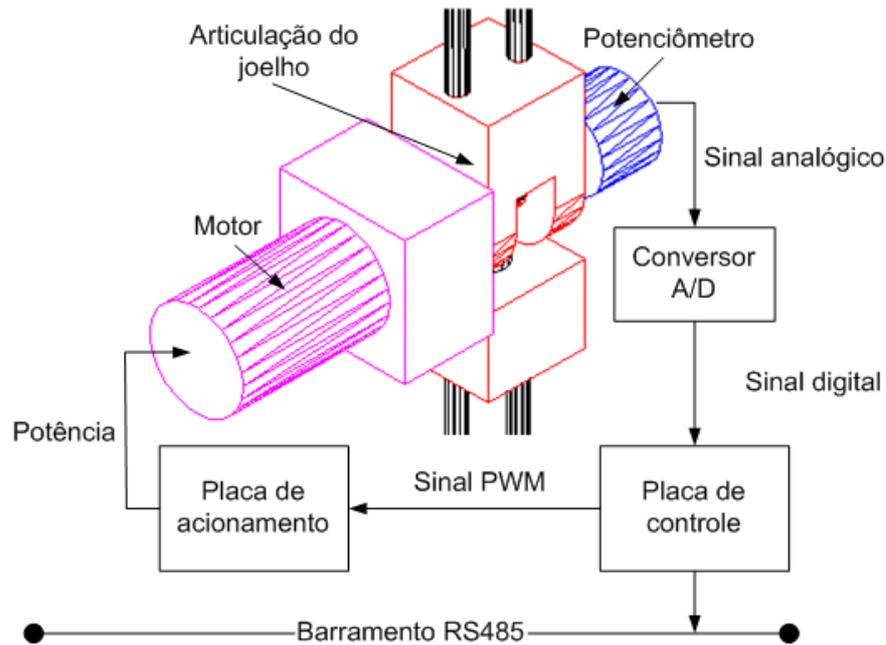


Figura 3.12: Diagrama de interfaceamento mecânico e elétrico do joelho

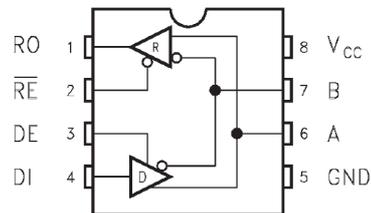


Figura 3.13: Componente ST485

resistor de $4K7\Omega$. Os canais diferenciais apresentam resistências de 470Ω ligadas ao terra no canal *A* e ao $+5V$ no canal *B* para garantir que entrada *A* estará $200mV$ acima da entrada *B* quando nenhum dado está sendo transmitido. Para diminuição do efeito de retransmissão ou reflexão nas pontas do barramento de comunicação é utilizado um resistor de 220Ω entre os pinos *A* e *B*. A Figura 3.14 apresenta o circuito de comunicação RS485. Foram disponibilizados os pinos *TX* e *RX* do padrão USART, juntamente com o terra e a alimentação para interfaceamento RS232 externo, caso seja necessário.

Tabela 3.4: Tabela verdade de recepção

Entradas			Saídas
\overline{RE}	DE	$A - B$	RO
L	L	$\geq +0,2V$	H
L	L	$\leq -0,2V$	L
L	L	Entradas abertas	H
H	L	X	Z

3.5.2 Aquisição das Medidas de Ângulo do Joelho

Para a aquisição dos dados de angulação do joelho foram implementados canais para conversão A/D de 10 *bits*. Foi escolhido um potenciômetro de $1K\Omega$ para inferência do ângulo do joelho, esse potenciômetro se encontra acoplado ao eixo do motor e a transmissão de sua tensão intermediária se dá através de um cabo blindado, sendo sua blindagem aterrada em apenas uma das extremidades. Como a alimentação do potenciômetro foi feita através da placa de controle do joelho e esse potenciômetro se encontra a uma distância considerável da placa, houve a necessidade de utilização de capacitores na tensão de alimentação e da utilização de um filtro passa baixas através de um capacitor cerâmico de $1pF$, para diminuir a oscilação na medida do ângulo do joelho.

Foram disponibilizados dois canais de conversão A/D para potenciômetros externos. A um canal A/D adicional foi acoplado um trimpot de $5K\Omega$, que será usado para zerar o valor de conversão dos potenciômetros por software, a Figura 3.15 mostra o circuito de conversão A/D. A tensão de referência do conversor A/D é a mesma da tensão de alimentação ($+5V$), dessa forma o valor de tensão dos potenciômetros pode variar entre $0V$ e $+5V$, isso é feito conectando-se a entrada de referência do conversor diretamente na alimentação do ATMEGA8.

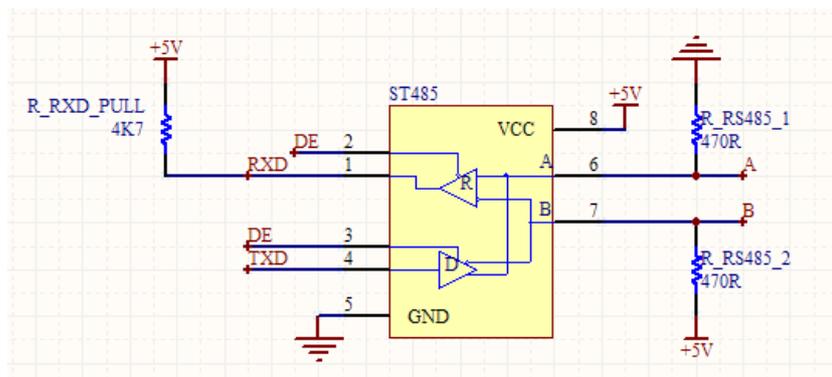


Figura 3.14: Circuito de comunicação RS485

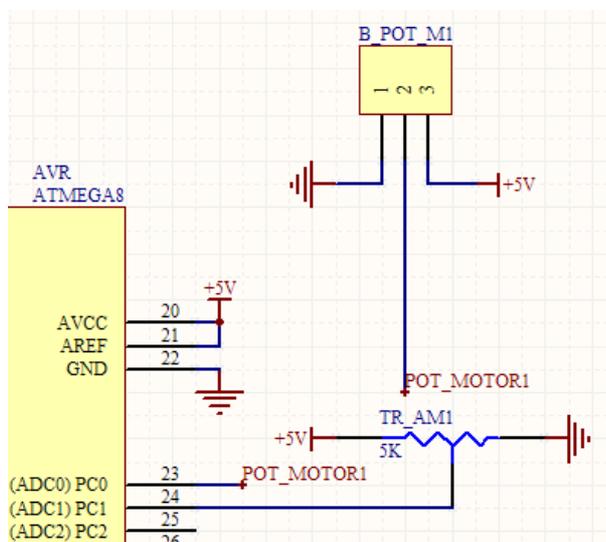


Figura 3.15: Circuito de conversão A/D

3.5.3 Saída PWM

Para compatibilizar a saída PWM da placa de controle do joelho com a placa de acionamento do motor do joelho foi implementado um circuito com inversores com coletor aberto de alta voltagem. A placa de acionamento necessita que as entradas PWM sejam de 0V ou +12V. O sentido de rotação foi acoplado ao sinal PWM de forma que um ciclo de trabalho de 50% determina que o motor esteja parado com o eixo travado, ciclos de trabalho menores que 50% giram o motor em um sentido, aumentando a velocidade de rotação com a diminuição do ciclo de trabalho e para ciclos de trabalho maiores que 50% o motor gira no sentido oposto, aumentando sua velocidade de rotação com o aumento do ciclo de trabalho.

Para excitar de forma correta a placa de acionamento do motor é necessário que o canal PWM apresente nível alto em +12V. Por tanto a saída de PWM do ATMEGA8 passa pelo circuito da Figura 3.16 apenas para que o nível lógico alto passe para +12V. Este circuito apresenta inversores com coletor aberto, sendo possível apresentar saídas para o PWM de 0V a +12V através de *pull-ups* com resistores de 4K7Ω. Este circuito apresenta uma inversão simples com *pull-up* para +12V para o canal do PWM. A frequência de trabalho do PWM foi programada para 20KHz através do timer1 do ATMEGA8 e a resolução do PWM foi de 10 *bits*, variando o ciclo de trabalho pelos valores inteiros de 0 a 799.

Foi utilizada uma saída digital do ATMEGA8 para controle da placa de acionamento do motor do joelho, essa saída determina se a placa de acionamento deve estar habilitada ou não, isso é necessário para que o eixo do motor fique destravado, sem tensão aplicada sobre ele e também para proteção do usuário. A saída digital de habilitação passa pelo circuito da Figura 3.17. Esse circuito

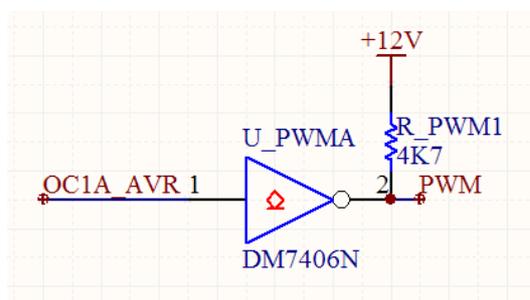


Figura 3.16: Circuito de condicionamento do sinal de saída PWM

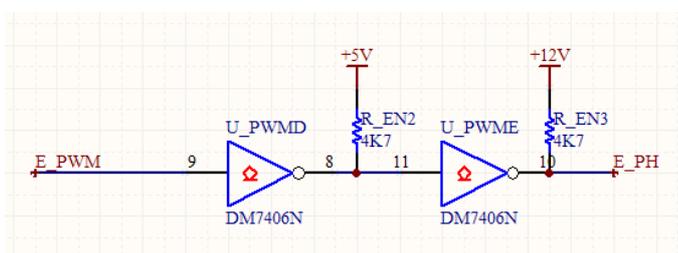


Figura 3.17: Circuito de condicionamento do sinal de habilitação da placa de acionamento

apresenta um resistor de *pull-up* para garantir que a placa de acionamento esteja desabilitada quando a saída digital de habilitação do ATMEGA8 estiver em alta impedância, o que ocorre durante a gravação *in-circuit*. O sinal de habilitação ainda passa por dois inversores antes do *pull-up* para +12V e disponibilidade para acoplamento com a placa de acionamento.

3.5.4 Programação *in-circuit*

Para possibilitar a gravação do ATMEGA8 em circuito, isso é a transferência da programação para a memória flash do ATMEGA8 sem que o CI tenha que ser retirado da placa de acionamento do joelho, foram disponibilizados os pinos necessários à sua gravação em conjunto com a alimentação. Para correta gravação do microcontrolador é necessário que a placa de acionamento esteja alimentada e o cabo da gravadora ligado corretamente. Caso o ATMEGA8 esteja configurado para receber o *clock* de um cristal externo, este cristal deve estar presente. A gravadora apresenta um buffer de proteção, por isso é necessário disponibilizar a alimentação juntamente com os pinos de gravação.

3.5.5 LED Indicador

Um LED foi colocado em uma das saídas lógicas do ATMEGA8 para indicar o funcionamento do mesmo, esse LED deve ser ligado colocando nível lógico alto (H) na saída digital correspondente.

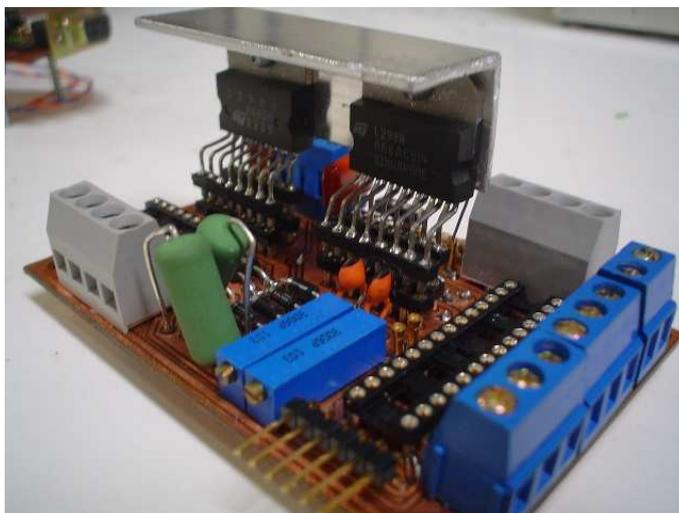


Figura 3.18: Placa de controle dos motores do pé e tornozelo

3.5.6 *Display LCD*

Para fins de depuração de código, foram disponibilizadas as saídas digitais necessárias ao interfaceamento com um display LCD padrão, baseado em HD44780A00, também estão disponíveis os pinos de alimentação.

3.6 Placa de Controle dos Motores do Pé e do Tornozelo

Para controle do acionamento dos motores do pé e tornozelo foi projetada a uma placa baseada em microcontrolador AVR, que é apresentada na Figura 3.18. As funcionalidades presentes nesta placa incluem comunicação através de interface RS485, saídas PWM (Modulação por Largura de Pulso), conversores A/D, LED de indicação de funcionamento, interrupções externas e programação in-circuit. Esta placa recebe alimentação de +5V e +12V.

O microprocessador AVR utilizado foi o ATMEGA8 e a frequência escolhida foi de 16MHz, suprida por um cristal externo.

Como a placa recebe alimentação +5V externa, não foi necessária a utilização do regulador de tensão para a alimentação do ATMEGA8 e de outros CIs. Foram utilizados capacitores para eliminar ruídos na alimentação, tanto no barramento +12V como no +5V. Estes filtros de alimentação foram necessários por duas razões, a primeira diz respeito ao comportamento do microcontrolador que é resetado caso a tensão de alimentação oscile para valores abaixo do mínimo estipulado pelo fabricante, a segunda razão diz respeito á precisão da conversão A/D, visto que a tensão de referência do conversor é a mesma da tensão de alimentação, qualquer oscilação nessa tensão causa erro

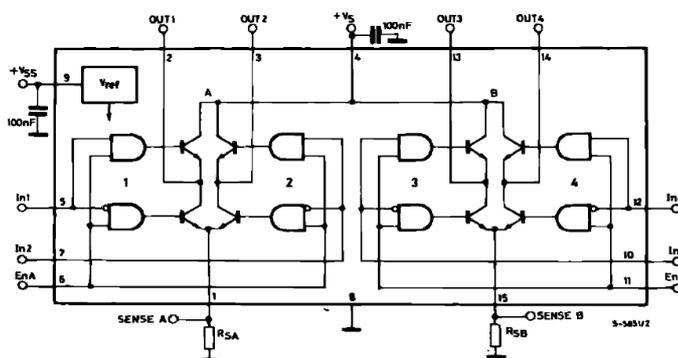


Figura 3.19: Diagrama de blocos do L298

no valor retornado pela conversão A/D.

A interface de comunicação utilizada foi a RS485, essa escolha foi justificada na Seção 3.5.1. E as ligações e circuitos utilizados foram os mesmo utilizados no projeto da placa do joelho.

3.6.1 Aquisição das Medidas dos Ângulos

Os mesmo canais de 10 *bits* foram implementados para a aquisição dos ângulos dos motores do pé e do tornozelo. Foram utilizados equipamento equivalente e as mesmas precauções foram tomadas em relação à eliminação de ruídos e filtros de alimentação.

Como na placa de controle do joelho, também foram disponibilizados dois canais externos de conversão A/D e nesse caso foram adicionados dois trimpots de $5K\Omega$ para zerar o valor de conversão de cada uma das medidas dos potenciômetros por software. A tensão de +5V também foi utilizada como referência para o conversor.

3.6.2 Saída PWM

Foram implementadas lógicas de acionamento similares às aplicadas para a placa de controle do joelho, mas foram utilizados outros CIs e a placa de acionamento do motor foi substituída por um CI comercial, o L298, seu diagrama de blocos é apresentado na Figura 3.19. Esse CI apresenta duas pontes H encapsuladas e aceita níveis de tensão de lógica TTL em suas entradas. Cada ponte H suporta até 2A de corrente. Foram usados dois CIs L298, um para o acionamento de cada motor, as duas pontes presentes em um CI foram ligadas em paralelo para que a corrente suportada fosse máxima.

Seguindo a mesma lógica de acionamento do motor do joelho a Figura 3.20 apresenta o circuito de acionamento de um dos motores do pé. O sinal de PWM provindo do ATMEGA8 passa por duas portas NAND configuradas como inversores. Os sinais de acionamento da ponte são extraídos

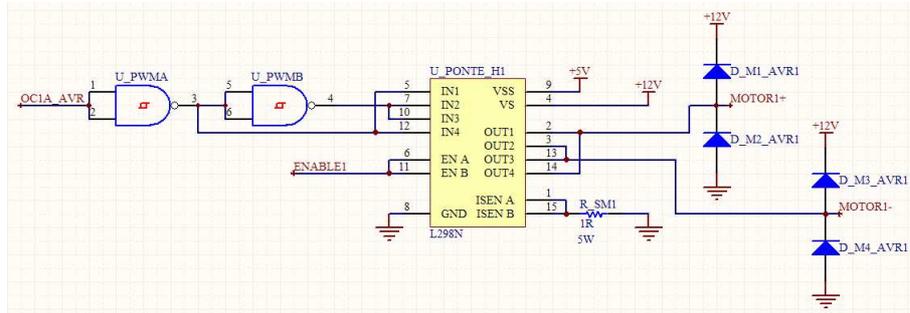


Figura 3.20: Circuito de condicionamento do PWM

dos inversores, um após a primeira inversão e o outro após as duas inversões, dessa forma temos os sinais de PWM invertidos um em relação ao outro. O sentido de rotação, com este circuito, se comporta exatamente igual ao da placa do joelho, apresentando rotação em um sentido para ciclos de trabalho menores que 50% e em outro para ciclos maiores que 50% e para ciclos de 50% o motor permanece parado. A velocidade de rotação aumenta com a divergência do ciclo de trabalho dos 50%.

Também foi implementada uma saída digital no ATMEGA8 que habilita ou desabilita o funcionamento da ponte H. No ponto de ligação entre os motores e a ponte H, foram colocados diodos para prevenir a queima do L298 pelas tensões geradas pela força contra eletromotriz do motor. Essa força é gerada pela inércia do motor, quando o motor está em movimento e seus terminais são abertos; a continuação do movimento gera tensões em seus terminais, essas tensões são chamadas de força contra eletromotriz.

3.7 Acionamento do Motor do Joelho

O motor do joelho necessita de uma potência maior que os outros motores, presentes no pé e no tornozelo, para que seja capaz de levantar o conjunto completo da perna esse motor pode requisitar até 10A de corrente, segundo o fabricante (<http://www.motron.com.br>), e por isso foi necessário o projeto e confecção de uma placa de acionamento que suportasse essa corrente, tal placa é apresentada na Figura 3.21. Foi colocado um resistor de potência para que se pudesse medir a corrente que passa pelo motor.

Em driver de motores de baixa voltagem, é prática comum a utilização de meia-pontes com MOSFETS complementares para simplificar o projeto. Entretanto, o FET de canal-P em meia-pontes usualmente apresenta maiores resistências ou é maior e mais caro que os FETs de canal-N. A solução alternativa é desenvolver uma meia-ponte com FETs de canal-N. A meia-ponte de canal-N utiliza o silício mais eficientemente, enquanto minimiza as perdas de condução e os gastos de consumo. A contrapartida em se usar os dispositivos canal-N encontra-se no aumento da

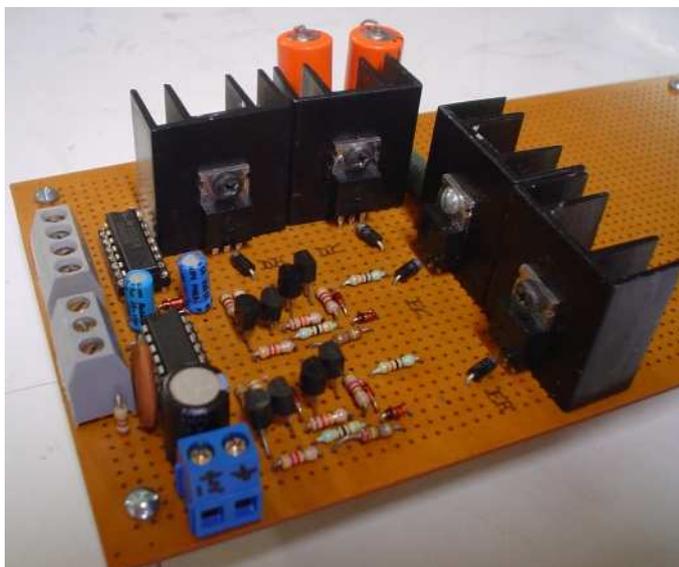


Figura 3.21: Placa de acionamento do motor do joelho

complexidade do projeto de acionamento do pino de porta dos MOSFETs.

Serão apresentados os funcionamentos de cada parte que compõe a placa de acionamento do motor do joelho. A Figura 3.22 apresenta um diagrama com os módulos presentes na placa de acionamento. As portas de alta e de baixa de cada lado do motor podem ser acionadas uma por vez, isso é, em um dado instante apenas uma das portas de um dos lados do motor pode estar acionada, caso contrário haverá a ocorrência de curto-circuito. A lógica envolvida no bloco “Sinal PWM” garante que as portas do mesmo lado do motor não estarão acionadas ao mesmo tempo. O sinal de habilitação sobrepõe o sinal de PWM e determina se as portas poderão ou não ser habilitadas. O bloco de *BOOST* fornece uma tensão acima da tensão de alimentação, para acionamento das portas de alta. As setas em azul mostram o sentido da corrente quando a porta de alta do lado esquerdo e a porta de baixa do lado direito estão acionadas, em quanto que as setas em vermelho mostram o sentido da corrente quando a porta de alta do lado direito e a porta de baixa do lado esquerdo estão acionadas.

A utilização de meia-pontes de canal-N requer circuitos que produzem voltagens acima das voltagens do motor para acionar o transistor superior. Uma maneira de conseguir essa voltagem é a utilização de um *boost*. O *boost* apresentado na Figura 3.23 disponibiliza uma voltagem constante e maior que os 12V de acionamento do motor com este estando a qualquer velocidade, diferente da solução do capacitor de *bootstrap*, e é mais barato que um transformador isolado acionador de porta.

Um oscilador, dois capacitores e dois diodos são os componentes necessários para se fazer um *boost* de tensão. As portas NAND C-MOS, juntamente com o resistor e o capacitor são configurados

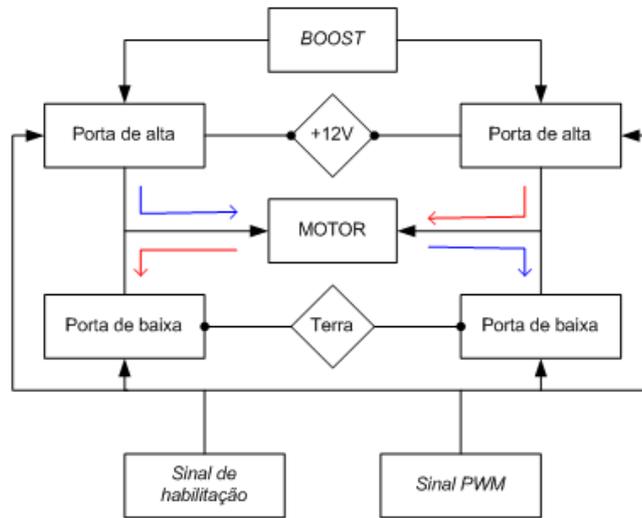


Figura 3.22: Diagrama de blocos da placa de acionamento

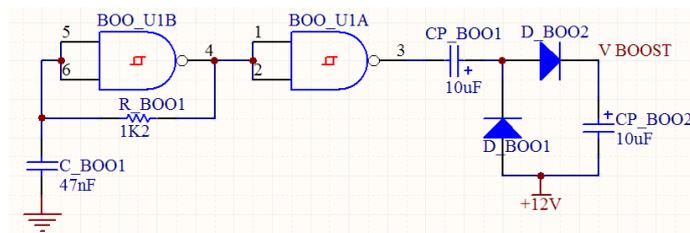


Figura 3.23: Circuito de *boost*

como um oscilador, com a frequência ajustada pelos valores da resistência e da capacitância. O funcionamento do *boost* é como segue. O capacitor de CP_BOO1 é carregado com a voltagem de alimentação (+12V) menos a queda de tensão de um diodo quando a saída do BOO_U1A está em nível lógico baixo (L). Quando a saída desse CI muda para nível alto (H), o capacitor CP_BOO1 carrega o capacitor CP_BOO2. Este ciclo é repetido continuamente. Em estado permanente a voltagem no capacitor CP_BOO2 é a voltagem de oscilação do BOO_U1A menos duas quedas de tensão do diodo. Esta voltagem está em série com a voltagem de alimentação (+12V), e a soma é suficiente para acionar os FETs do lado de alta.

3.7.1 Acionamento da Porta do Lado de Alta

Agora que a voltagem do *boost* está disponível para o lado de alta dos FETs, uma maneira de comutar esta voltagem para a porta é necessária. Em conjunto o dispositivo MTO (MOS *turn-off*) e uma fonte de corrente chaveada, apresentados na Figura 3.24, realizam essa tarefa.

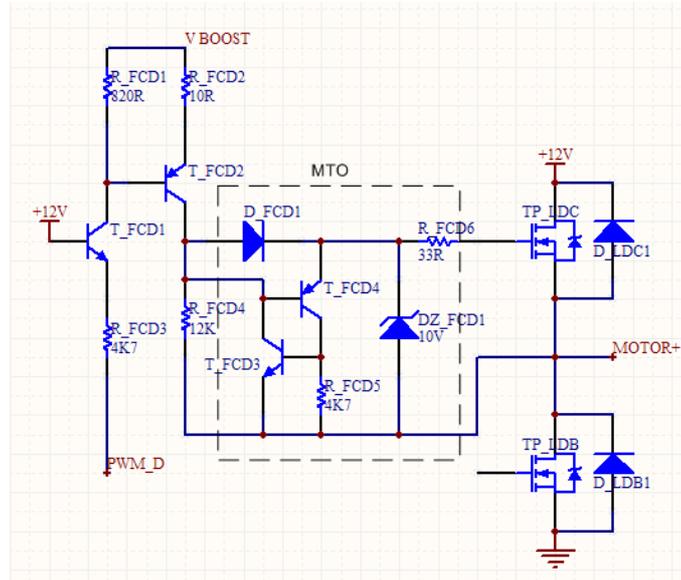


Figura 3.24: Circuito da porta do lado de alta

O dispositivo MTO é bastante útil em aplicações com lados de alta de FETs. Ele descarrega a capacitância da porta para a fonte rapidamente e contém um diodo zener para proteção da porta. Para carregar a capacitância da porta para a fonte, o MTO passa corrente para a porta do FET. Quando a voltagem da porta para a fonte atinge a voltagem do diodo zener, a corrente é desviada pelo zener. Quando a fonte de corrente é desligada, um resistor interno do MTO funciona como um *pull-down* no anodo dos diodos em série. Depois que a voltagem do anodo cai o equivalente à queda de tensão de um diodo, os transistores internos em configuração SCR (retificador controlado de silício) disparam, descarregando a capacitância da porta para a fonte. O resistor em série com a porta, R_FCD6, limita a taxa de descarregamento da porta, e portanto, determina o tempo de desligamento. O tempo de desligamento desempenha um papel fundamental resolvendo questões dinâmicas do acionamento do motor. A fonte de corrente utilizada com o MTO consiste de um transistor PNP, T_FCD2, e os resistores R_FCD1 e R_FCD2. O tempo de ligamento do FET é determinado pela fonte de corrente. A corrente de referência é a corrente do coletor do transistor de chaveamento de nível, T_FCD1, que é ajustada pelo resistor R_FCD3. A corrente de referência é estabelecida quando a saída da porta NAND está em nível baixo (L). A corrente de referência deve ser suportada pelo *boost*.

3.7.2 Acionamento da Porta do Lado de Baixa

O projeto do acionamento da porta de baixa, como apresentado na 3.25, é relativamente simples comparado com o lado de alta. Para limitar a corrente na porta e controlar o tempo de ligamento, um resistor, R_PBD1, é necessário entre a porta lógica U_PWM1B e o FET. Um resistor adicional,

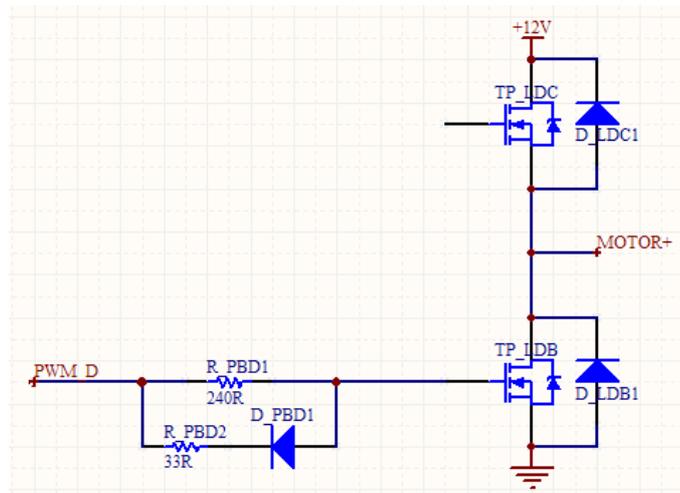


Figura 3.25: Circuito da porta do lado de baixa

R_PBD2, em série com um diodo, D_PBD1, são colocados em paralelo com o resistor R_PBD1 para implementar um tempo de desligamento mais rápido. A necessidade de tempos de ligamento e desligamento distintos previne o curto causado pelo acionamento dos FETs de alta e baixa ao mesmo tempo.

3.7.3 Lógica PWM

Para acionar os MOSFETS de forma correta é necessário que o canal (+) do PWM seja invertido em relação ao canal (-). O circuito da Figura 3.26 promove essa inversão. A inversão é feita através de portas NAND, o sinal PWM_D estará ativo caso o sinal PWM de entrada da placa esteja em nível alto e o sinal E de habilitação esteja em nível lógico baixo, nesse caso o sinal PWM_E estará em nível lógico baixo, e vice-versa. Essa lógica foi implementada para garantir que a ponte H terá sempre apenas um lado de alta e o lado de baixa oposto acionados ao mesmo tempo.

O sinal de habilitação da ponte H é acionado com lógica inversa. Ou seja, a ponte H estará habilitada caso o sinal E esteja em nível lógico baixo, caso contrário a ponte estará desabilitada.

3.8 Placa de Comunicação

A placa de comunicação foi desenvolvida para compatibilizar a comunicação entre a prótese (RS485) e o PC (RS232). Esta placa foi desenvolvida no laboratório LCVC pelo pesquisador Alexandre Martins. Basicamente esta placa converte o padrão RS485 para o padrão RS232 compatível com o PC. Estão presentes *jumper*s de configuração que permitem a escolha entre alimentar a placa com +12V ou +5V. A Figura 3.27 apresenta essa placa.

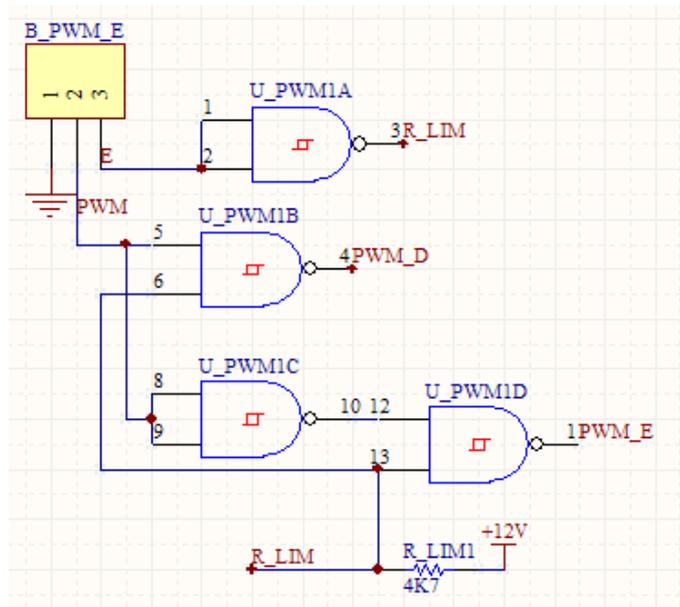


Figura 3.26: Circuito da lógica PWM

Esta placa utiliza o circuito da Figura 3.28 para transformar os dados seriais do padrão RS485 para o padrão TTL e em seguida para transformar do padrão TTL para o padrão RS232. Os *jumpers* disponíveis determinam se a alimentação da placa será de +5V ou de +12V. Caso o *jumper* esteja configurado para +5V a alimentação da placa vai direto para os CIs, caso contrário a tensão de alimentação da placa passa por um regulador de tensão para que seja gerada a tensão +5V de alimentação dos CIs. O *jumper* de configuração de extremidade de comunicação determina se o resistor entre os canais A e B da comunicação RS485 estará presente.

3.9 Fonte de Alimentação

Para a alimentação de todos os componentes do projeto, incluindo motores, sensores e placas, foi projetada uma fonte de alimentação capaz de fornecer +12V e até 10A de corrente.

Esta fonte é composta por um transformador de tensão que transforma 220V alternado em 40V também alternado. Em seguida esses 40V passam por uma ponte de diodos retificadora. A tensão resultante apresenta oscilações chamadas *ripple*. Para diminuir o efeito dessas oscilações é colocado um capacitor de 4700 μ F. A tensão aplicada no capacitor passa por um diodo zener através de uma resistência para limitar a corrente, gerando uma tensão de aproximadamente 5,1V no diodo. A Figura 3.29 apresenta o circuito que desempenha essa função.

Em seguida é implementado um regulador de tensão com amplificadores operacionais e uma fonte de corrente. A fonte de corrente é constituída de transistores 2N3055 em paralelo, necessários



Figura 3.27: Placa de interface de comunicação entre o PC e a prótese.

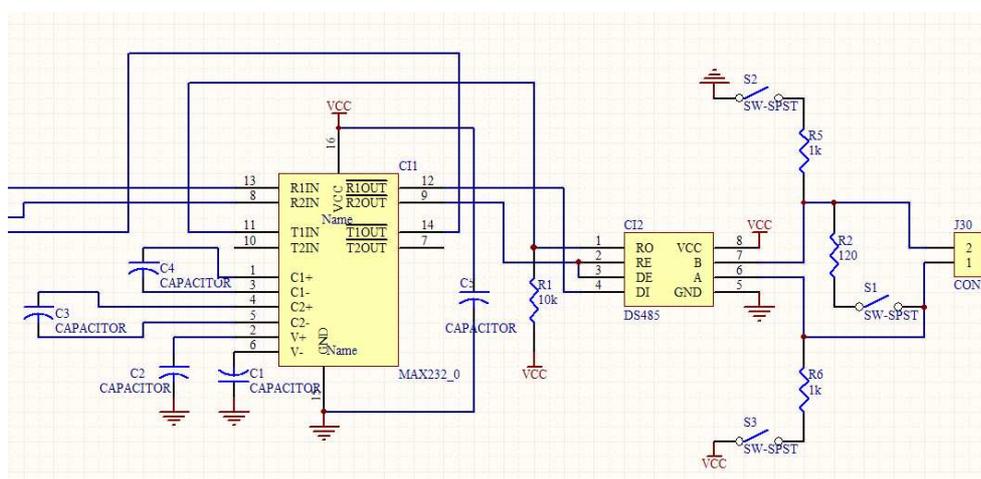


Figura 3.28: Circuito da placa de interface de comunicação entre o PC e a prótese.

para suprir uma corrente de até 10A. O regulador de tensão apresenta um *trimpot* para ajuste da tensão regulada. Esse circuito também apresenta uma proteção para o caso da corrente necessária ultrapassar os 10A suportados, nesse caso os comparadores de tensão UOPAMP1B e UOPAMP1C acionam o transistor BC1 e o regulador de tensão leva a tensão a 0V. A Figura 3.30 apresenta esse circuito.

3.10 Instrumentação de Controle

Nesta seção é feita uma proposta de arquitetura de instrumentação e controle, apresentada na Figura 3.31. Esta arquitetura possui um microprocessador central, responsável pelas tarefas mais complexas, entre elas, aquisição e tratamento dos sinais EMG, geração do modelo preditivo da

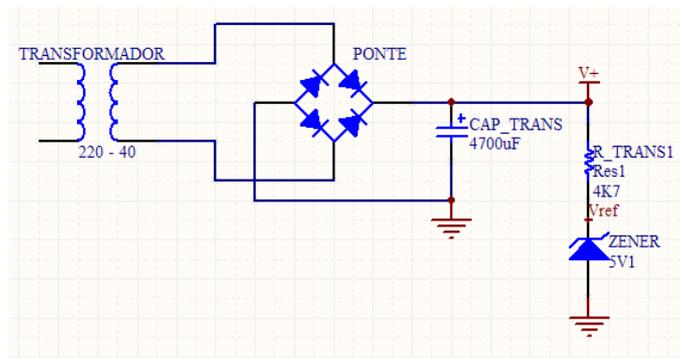


Figura 3.29: Circuito de retificação da fonte de tensão

prótese, coordenação dos microcontroladores através de troca de dados e requisições de medição e posicionamento, modelagem do sistema e geração de trajetória para as juntas. Os microcontroladores escravos são da família AVR da Atmel. Estes dispositivos de baixo custo possuem capacidade de 16MIPS, suficiente para as tarefas atribuídas aos microcontroladores. O microcontrolador denominado AVR1 é responsável pelo controle dos motores do pé, garantindo o correto posicionamento das juntas, através de controle adaptativo por modelo de referência, sendo a posição desejada fornecida pelo microprocessador central. AVR2 tem função similar, mas este controla apenas o motor do joelho, que apresenta maior potência e necessita de um atuador baseado em MOSFETs de potência. AVR 3 dedica-se à medição através de ultra-som de medidas de distâncias do pé em relação ao solo. AVR4 realiza as medições de aceleração providas por um acelerômetro piezoelétrico a dois eixos ortogonais.

Como mencionado anteriormente, a comunicação entre todos os módulos se dará através de um barramento RS485, que permite que vários dispositivos utilizem o mesmo barramento. Será implementado um protocolo de comunicação mestre-escravo, que evita choques de comunicação, reduz a complexidade da rede e apresenta tempo de resposta determinístico. Nessa arquitetura, cada dispositivo possui um endereço fixo.

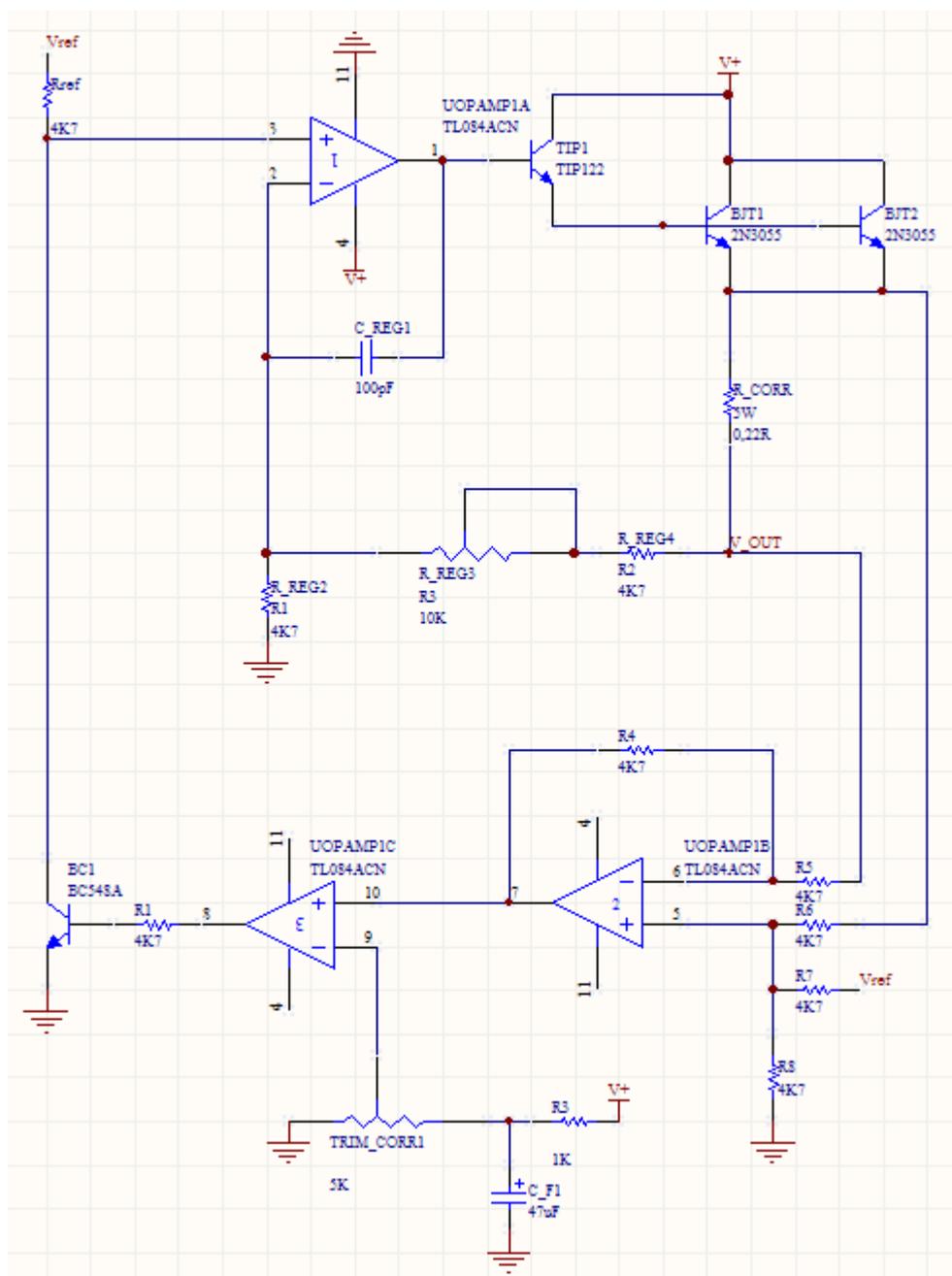


Figura 3.30: Circuito de regulação e proteção da fonte de tensão

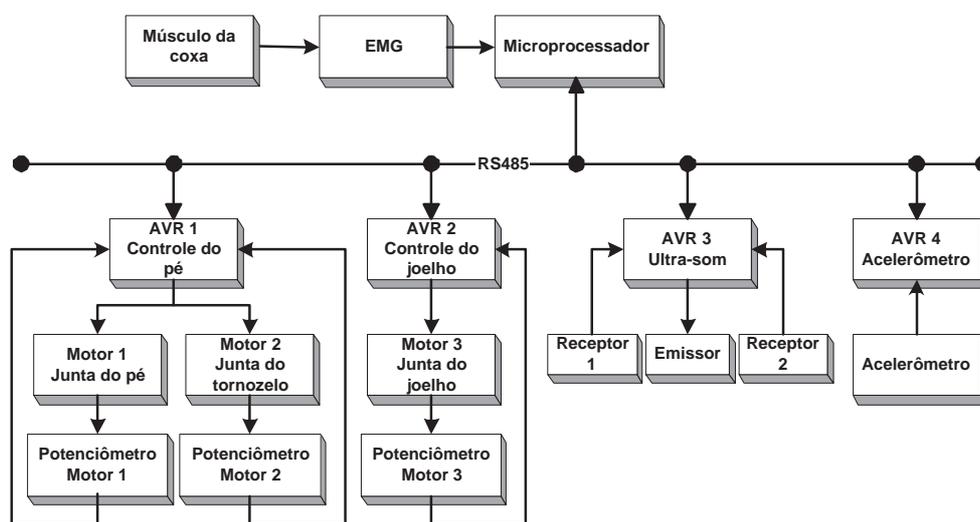


Figura 3.31: Arquitetura de instrumentação e controle.

Experimentos

Foram realizados testes em todas as placas confeccionadas, para validação de seu funcionamento. Para as placas de controle foram testadas as saídas PWM que constituem o sinal de controle para os atuadores, os sinais de comunicação serial, a aquisição de sinais analógicos dos ângulos das juntas através dos conversores A/D, a programação *in-circuit* e o funcionamento do *display* LCD, tais testes estão apresentados na seção 4.1. Para as placas de acionamento foram testados os sinais de acionamento, os níveis de tensão e os tempos de transição do acionamento, apresentados na seção 4.3. Para as placas de comunicação foram testadas as transmissões de dados, esses testes são apresentados na seção 4.1.1.

4.1 Placa de Controle do Joelho

4.1.1 Comunicação Serial

A comunicação serial foi testada através de um programa que implementa um eco serial. Nesse caso o AVR aguarda a recepção de dados pela serial e reenvia estes dados logo após seu recebimento. O primeiro padrão testado foi o RS232 e, nesse caso, todos os testes foram bem sucedidos, não havendo a ocorrência de erros ou o recebimento de dados espúrios. Já no teste com padrão RS485, os dados foram recebidos com ocorrência de dados espúrios em meio aos dados reais. Como a comunicação

RS232 foi bem sucedida, o problema da comunicação RS485 pode estar na implementação da placa de comunicação com o PC ou na implementação do circuito RS485 na placa de controle do joelho.

4.1.2 Aquisição de Medidas de Ângulo do Joelho

Para aquisição das medidas de ângulo do joelho o conversor A/D foi configurado para apresentar no LCD o valor resultante da conversão da tensão do potenciômetro do joelho. O valor resultante foi apresentado na tela do LCD sem nenhuma oscilação. Para validação da conversão, o ângulo do joelho foi alterado de maneira contínua e observou-se a variação da medida apresentada no LCD. Mais um teste foi realizado, o valor da conversão do ângulo foi utilizado para variar o ciclo de trabalho do PWM, e o mesmo foi observado no osciloscópio. Os testes de medição de ângulo foram todos bem sucedidos, visto que foram observadas variações de tensão proporcionais às variações de ângulo.

4.1.3 Saída PWM

O temporizador 1 do microcontrolador ATMEGA8 foi configurado para frequência de $20KHz$ e o ciclo efetivo do PWM foi configurado para variar entre seus valores mínimo e máximo. Nesse caso foi observada, no osciloscópio, a correta variação do ciclo de trabalho do PWM entre seus extremos. O sinal de habilitação da placa de acionamento teve seu nível lógico modificado e verificado na saída da placa. O sinal PWM também foi testado ao final do circuito de condicionamento para a ponte H, nesse caso foram observados no osciloscópio os níveis de tensão do sinal, a transição do sinal, o ciclo de trabalho e a defasagem entre o sinal na saída do AVR e na saída da placa. Os níveis de tensão observados foram corretos, com amplitude de $+12V$ e baixos níveis de oscilação em torno desse valor. A transição do sinal proporcionou valores de ciclo de trabalho iguais, tanto na saída do AVR quanto na saída da placa. A comparação das ondas mostrou que a defasagem entre elas era da ordem de nano segundos, sendo desprezível.

4.1.4 Programação *in-circuit*

Os testes de programação do AVR na própria placa foram bem sucedidos. Foram gravados programas que manipulavam as saídas digitais, o LCD e o conversor A/D.

4.1.5 LED Indicador

O LED indicador ascende corretamente quando o AVR está em funcionamento.

4.1.6 *Display* LCD

Foram realizados testes de escrita e posicionamento no LCD e todos eles foram bem sucedidos.

4.2 Placa de Controle dos Motores do Pé e do Tornozelo

Os testes realizados para a placa de controle do joelho foram repetidos para a placa de controle do pé e tornozelo com algumas modificações.

4.2.1 Aquisição das Medidas dos Ângulos

Foram testadas as aquisições de medidas dos dois potenciômetros ao mesmo tempo. Os resultados obtidos foram tão satisfatórios quanto os resultados obtidos para a placa de controle do joelho.

4.2.2 Saídas PWM

As duas saídas PWM foram testadas e, como no caso anterior, os sinais na saída do AVR foram boas. O restante dos testes com o PWM foi um pouco diferente neste caso, pelo fato de ter sido utilizado o CI L298 no acionamento dos motores do pé e do tornozelo. O sinais obtidos após os circuitos de condicionamento foram os esperados, mas foram detectados alguns erros.

Como o acionamento é feito por PWM, o CI L298 comuta seus transistores frequentemente, causando interferência eletromagnética no AVR, que por sua vez, apresentava anomalias em seu funcionamento, sendo reiniciado por algumas vezes durante seu funcionamento. Este problema deve ser resolvido retirando os CIs L298 da placa de controle e confeccionando outra placa para os mesmo, de maneira a isolar o AVR da interferência eletromagnética causada pelos L298. O acionamento dos motores foi realizado como esperado, sem levar em consideração a anomalia no funcionamento do AVR.

4.3 Acionamento do Motor do Joelho

Foi testada a tensão de *boost* e verificou-se que o nível alcançado era de aproximadamente $+22V$ e, portanto, suficiente para o acionamento do *Gate* do lado de alta. O acionamento de cada um dos MOSFETs foi testado individualmente, através da aplicação de tensões fixas na entrada, representando os níveis lógicos. Também foram testados os acionamentos para níveis lógicos variantes, como o PWM e todos os MOSFETs foram acionados corretamente. Foi testado o acionamento de um motor com o ciclo de trabalho variando e o acionamento, inclusive com inversão de sentido e travamento do motor com 50% de ciclo de trabalho, foi realizado corretamente. O sinal de habilitação da placa também foi testado e interrompeu o funcionamento da ponte H corretamente.

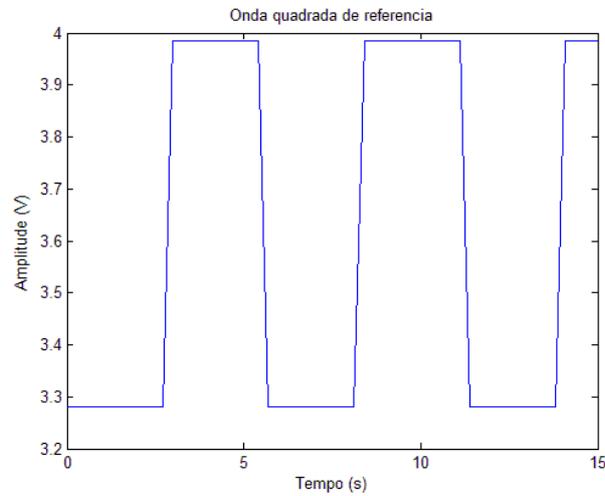


Figura 4.1: Primeira curva de referência quadrada

4.4 Controle de Posição da Junta do Tornozelo

Para testar a integração das partes foi realizado um controlador proporcional integral para controle do motor do tornozelo. Os parâmetros foram encontrados por tentativa e erro, procurando pequenos sobrepassos e respostas rápidas, as tentativas iniciais utilizavam valores de K_P altos e valores de K_I baixos, sendo o $K_P = 20$ e o $K_I = 0,1$. O controlador foi implementado na placa de controle do joelho, utilizando a placa de acionamento do motor do joelho, mas controlando o motor do tornozelo. Foi utilizado o motor do tornozelo para realização do experimento pelo fato da fonte de alimentação capaz de suprir 10A não estar finalizada e por haver problemas de acoplamento entre o motor e o eixo do joelho, onde fica acoplado o potenciômetro.

Foram utilizadas, referências por ondas quadradas, triangulares no formato dente de cerra e senoidais. As referências foram geradas através de *software*. O sinal do potenciômetro do motor do tornozelo foi registrado com o osciloscópio, para comparação com as ondas de referência.

4.4.1 Referência Quadrada

Foram geradas duas ondas quadradas de referência, a primeira onda oscilando a $180mHz$ entre os valores $3,281V$ e $3,984V$, esses valores correspondem aos hexadecimais $0x2A0$ e $0x330$. A segunda onda com a mesma frequência, mas oscilando entre os valores $3,203V$ e $4,453V$, que correspondem a $0x290$ e a $0x390$. As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam as ondas de referência quadradas geradas.

A Figura 4.3 apresenta a curva de resposta à primeira onda quadrada de referência. Levando em conta que o sistema em questão apresenta inércia apreciável e não varia sua angulação tão rapidamente quanto apresentado pela mancha cinza, podemos considerar a linha central de tonalidade

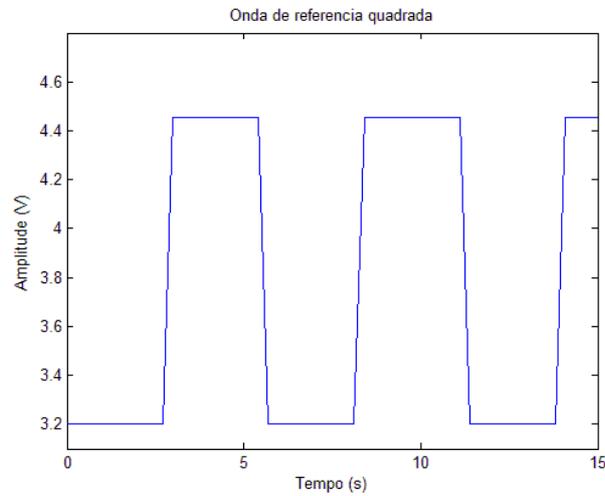


Figura 4.2: Segunda curva de referência quadrada

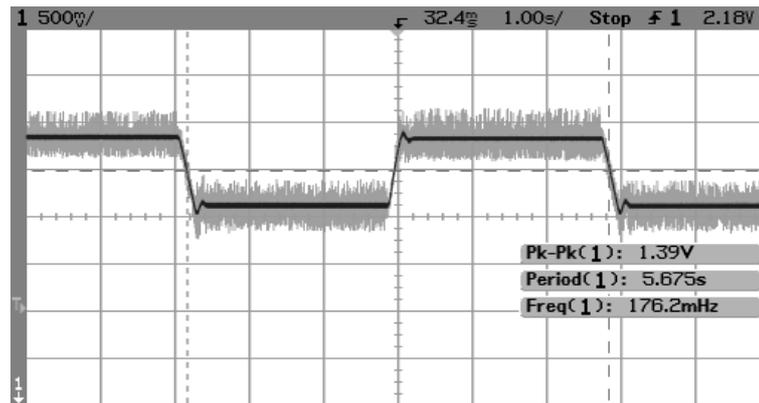


Figura 4.3: Curva de resposta do controle PI à primeira onda quadrada de referência

preta como resposta do sistema, tal linha é traçada pelo osciloscópio. Observe que o sobrepasso do sistema não ultrapassa 16%, o tempo de subida é menor que $300ms$ e o tempo de acomodação é menor que $200ms$. A amplitude da onda de resposta é de aproximadamente $700mV$, bastante próxima da amplitude da onda de referência, que é de $703mV$. Isso mostra que o sistema consegue seguir a referência com erro bem próximo de zero. A resposta apresentada proporciona desempenho satisfatório de posicionamento para a aplicação da prótese, segundo a opinião do autor, visto que a referência testada apresenta mudanças bruscas e as referências geradas pelo controle de trajetória deverão apresentar variações lentas.

A Figura 4.4 apresenta a curva de resposta à segunda onda quadrada de referência. São observadas características semelhantes. Nesse caso o sobrepasso é menor ainda, ficando abaixo de 6%, com o tempo de subida menor que $300ms$ e o tempo de acomodação menor que $200ms$. A

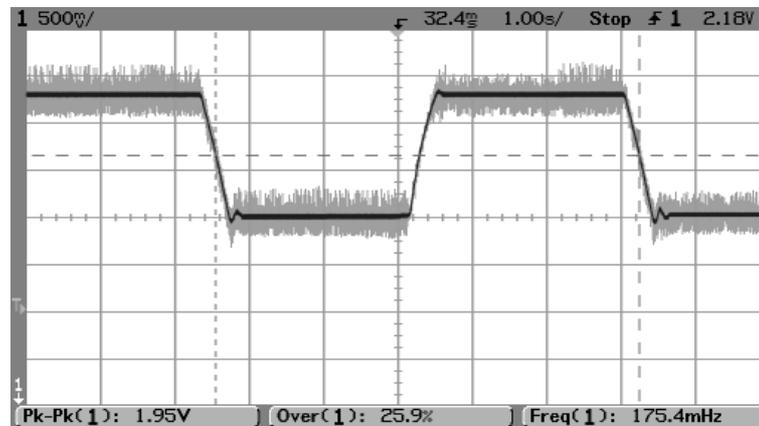


Figura 4.4: Curva de resposta do controle PI à segunda onda quadrada de referência

amplitude dessa onda de resposta é de aproximadamente $1,20V$, bastante próxima da amplitude da onda de referência, que é de $1,25V$.

4.4.2 Referência Triangular

Para a referência triangular foram geradas duas ondas. As duas ondas variam entre os mesmo limites que variam as ondas quadradas, ou seja, entre os valores $3,281V$ e $3,984V$ e entre $3,203V$ e $4,453V$. As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam as curvas de referência triangular. A frequência dessas curvas também é de $180mHz$.

A resposta do sistema para a primeira onda de referência triangular é apresentada na Figura 4.7. Observe que o sistema é capaz de seguir a referência, apresentando pequena oscilação no momento da mudança brusca de referência. A variação da amplitude da onda de resposta é de aproximadamente $650mV$, bem próxima da variação da onda de referência, que é de $703mV$. A Figura 4.8 apresenta a curva de resposta do sistema à segunda onda de referência triangular. A variação de amplitude dessa onda é de aproximadamente $1,25V$, que é exatamente a amplitude de variação da onda de referência. Essa referência triangular apresenta variações lentas, como as que deverão ser encontradas quando a referência for gerada pelo controlador adaptativo de trajetória. A resposta obtida se mostra satisfatória para essas pequenas variações e, ainda, proporciona pequeno sobrepasso para variações rápidas.

4.4.3 Referência Senoidal

Também foi testada a resposta do sistema para uma curva de referência senoidal. A Figura 4.9 apresenta a curva de referência gerada. A senoide de referência varia seu valor entre $1,953V$ e $4,453V$ e tem frequência de $180mHz$. Note que a referência senoidal possui o dobro da amplitude

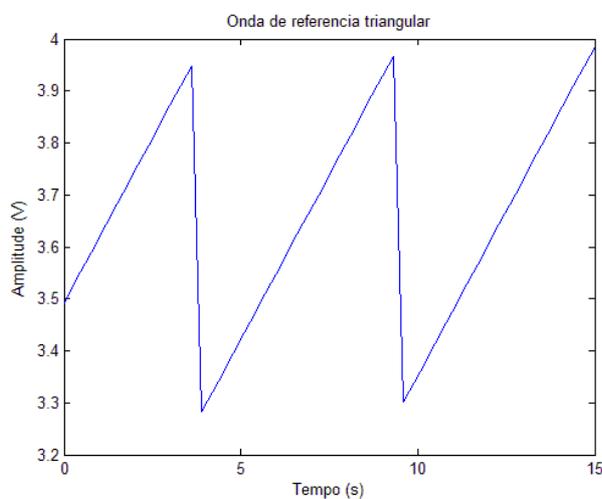


Figura 4.5: Primeira curva de referência triangular

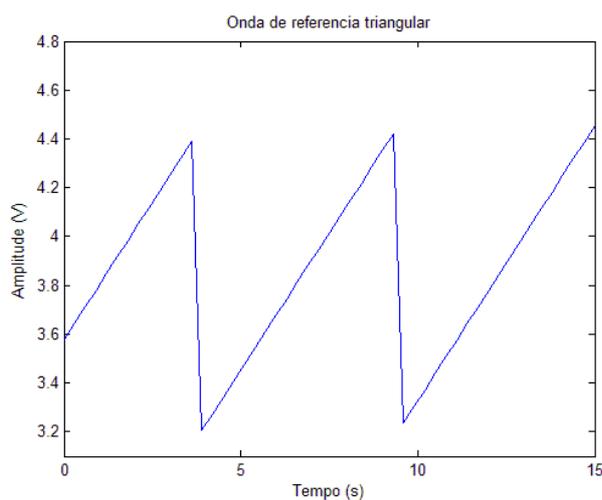


Figura 4.6: Segunda curva de referência triangular

encontrada nas outras ondas de referência.

A resposta do sistema conseguiu acompanhar a senoide na maioria dos pontos, mas devido a restrições mecânicas houve saturação nas partes inferiores da senoide. A saturação ocorreu pelo choque das partes mecânicas, nesse ponto o tornozelo atinge o limite de sua excursão. A Figura 4.10 apresenta a curva de resposta obtida para a referência senoidal. Nesse caso não foi possível sobrepor a curva de referência e a de resposta, para se observar a diferença de fase e, conseqüentemente, o atraso do sistema em seguir referências com aceleração variável. A impossibilidade de sobreposição se deu pelo fato da onda de referência ser gerada por software e a comunicação serial não estar

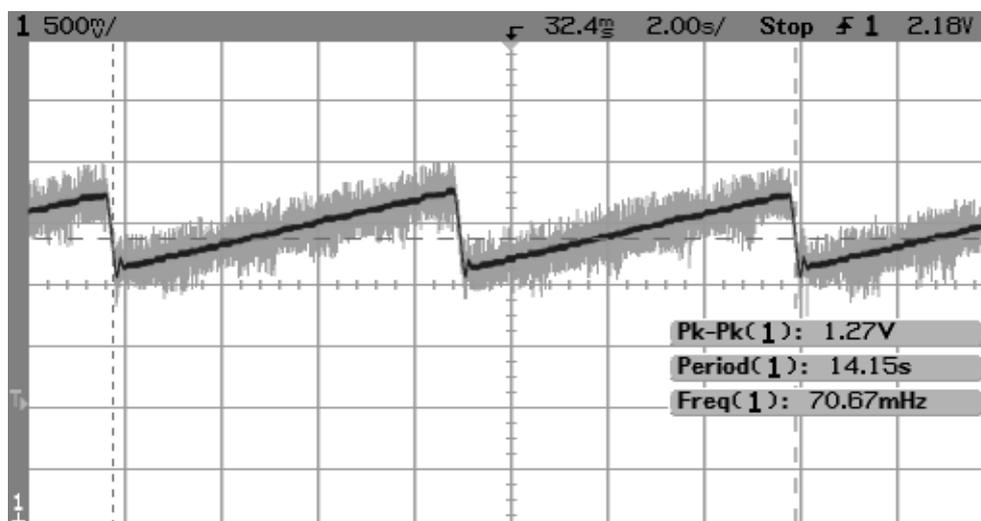


Figura 4.7: Curva de resposta do controle PI à primeira onda triangular de referência

totalmente operante para coleta desses dados. A curva de referência pode ser reconstruída a partir dos dados de programação, mas dessa forma a informação de defasagem de fase entre a referência e a resposta se perde.

Os resultados obtidos foram satisfatórios, em sua maioria. Foram testadas as respostas em regime permanente, com variação de velocidade e com variação de aceleração. Algumas discrepâncias se devem a imperfeições do projeto mecânico, visto que o mesmo apresenta pequenas folgas no acoplamento do eixo do motor com as articulações. Em geral a resposta do sistema supre as necessidades de posicionamento requeridas para este projeto.

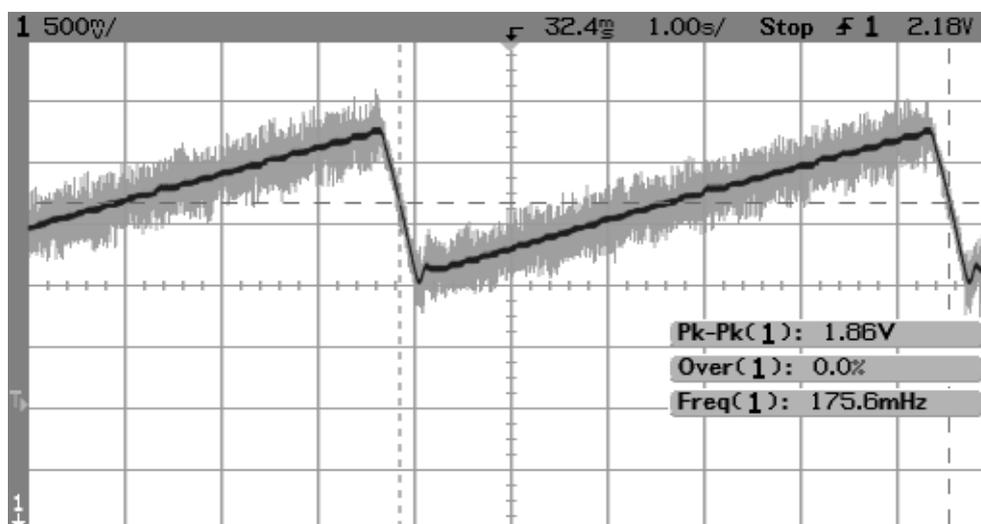


Figura 4.8: Curva de resposta do controle PI à segunda onda triangular de referência

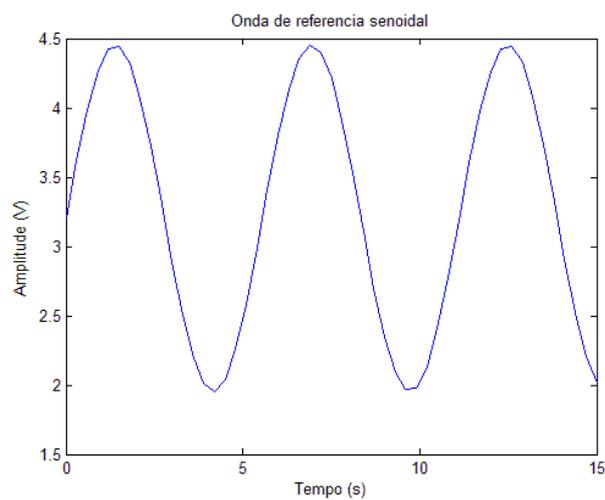


Figura 4.9: Primeira curva de referência senoidal

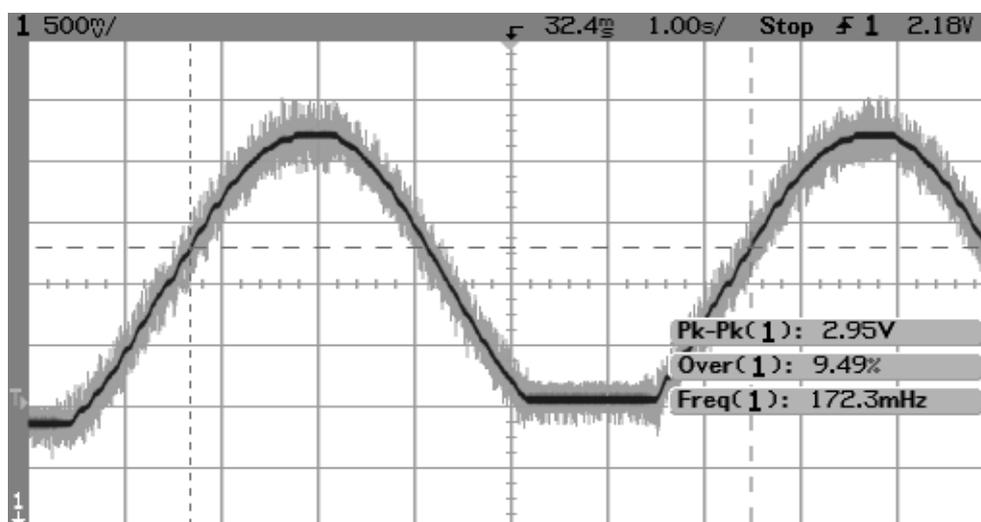


Figura 4.10: Curva de resposta do controle PI à onda senoidal de referência

Conclusões

Neste projeto foi apresentado o estado atual de desenvolvimento de uma prótese para reabilitação robótica a ser usada por amputados acima do joelho. Foram discutidos aspectos de projeto mecânico, eletrônico e de controle. A proposta futura do projeto da prótese é relativamente complexo, envolvendo multifusão de dados, classificação dos sinais de EMG e estimação da atitude do pé com relação ao solo. Como todos estes elementos em uma prótese, o autor acredita que será permitido ao usuário se locomover em terrenos inclinados e escadas, o que constitui maior independência. Essa crença se baseia na disponibilidade de informações suficientes para geração de um modelo preditivo capaz de gerar as trajetórias de posicionamento da prótese. O aspecto inovador da solução proposta está na possibilidade de se ter uma prótese que utiliza não somente sinais de EMG mas também modelos preditivos da robótica bípede para a ativação dos eixos do pé. Apesar deste projeto não ter implementado a multi-fusão de dados, foram implementados o projeto mecânico e elétrico necessários ao desenvolvimento da multi-fusão. O projeto deverá auxiliar na reabilitação de amputados acima do joelho, permitindo a locomoção em terrenos inclinados e escadas.

Na continuação do desenvolvimento são esperadas limitações de peso e de velocidade de locomoção, baseadas nas respostas dos atuadores. A movimentação em escadas apresenta algumas limitações relacionadas ao posicionamento do pé no degrau, em condições onde o contato do pé com o solo for parcial, levando a um grande esforço dos atuadores e conseqüente saturação.

Na seção 3.2 foram apresentados os aspectos mecânicos do desenvolvimento da prótese, mostrando as limitações de recursos relativos a materiais disponíveis e ferramentas. Posteriormente foram abordadas na seção 3.5 as metodologias de projeto empregadas na confecção das placas necessárias ao funcionamento da prótese e por fim no capítulo 4 foram realizados testes integrando as partes elétricas e mecânicas para verificação da funcionalidade da prótese. Foram encontrados alguns obstáculos inerentes a ruídos, no aspecto elétrico, e a folgas, no aspecto mecânico, mas pôde ser observado o funcionamento da junta do tornozelo seguindo referências quadradas, triangulares e senoidais.

O objetivo de prover as funcionalidades iniciais para a prótese como acionamento dos motores, aquisição de medidas de posicionamento das juntas e a validação do funcionamento dos componentes através do controle de posição de uma das juntas foi atingido com sucesso. Os aspectos de controle adaptativo, multi-fusão de dados e modelos preditivos para geração de trajetórias para a prótese constituem propostas futuras. Essas propostas futuras também incluem a implementação do sensoriamento por ultra-som e acelerômetro, identificação de terrenos através dos sinais de EMG captados, implementação de um controlador adaptativo para geração das trajetórias das juntas e integração da arquitetura de instrumentação e controle.

Bibliografia

- [Aeyles et al. 1995]AEYLES, B. et al. An EMG-based finite state approach for a microcomputer-controlled above-knee prosthesis. *Proc. IEEE 17th Annual Conf. Eng. Med. Biol. Soc.*, p. 1315–1316, 1995.
- [Azevedo 2001]AZEVEDO, C. On the interaction between human and biped robot walking. In: *International Conference on Climbing and Walking Robots (CLAWAR)*. Karlsruhe, Germany. Available at <http://www.lirmm.fr/azevedo/publis.html>: [s.n.], 2001.
- [Bankman e Jansenlewitz 1995]BANKMAN, I. N.; JANSENLEWITZ, S. J. Neural waveform detector for prosthesis control. *Proceedings of the IEEE 17th Annual Conference on Engineering in Medicine and Biology Society*, p. 963–964, 1995.
- [Basmajian e Luca 1985]BASMAJIAN, J. V.; LUCA, C. J. de. *Muscles Alive: Their Functions Revealed by Electromyography*. 5. ed. [S.l.]: Williams & Wilkins, 1985.
- [Blaya e Herr 2004]BLAYA, J. A.; HERR, H. Adaptive control of a variable-impedance ankle-foot orthosis to assist drop-foot gait. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, v. 12, n. 1, p. 24–31, 2004.
- [Carpaneto et al. 2003]CARPANETO, J. et al. A sensorized thumb for force close-loop control of hand neuroprostheses. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, v. 11, n. 4, p. 346–353, 2003.
- [Dietl e Bargehr 1997]DIETL, H.; BARGEHR, H. Der einsatz von eletronik bei prothesen zur versorgung der unteren extremitat (The application of eletronics in prosthetics for lower extremities). *Med. Orthop. Tech.*, v. 117, p. 31–35, 1997.
- [Franklin, Powell e Workman 1997]FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. *Digital Control of Dynamic Systems*. [S.l.]: Addison Wesley Longman, Inc., 1997.
- [Gruver 1994]GRUVER, W. A. Intelligent robotics in manufacturing, service, and rehabilitation: An overview. *IEEE Transactions on Industrial Eletronics*, v. 41, n. 1, p. 4–11, 1994.
- [Harwin, Rahman e Foulds 1995]HARWIN, W. S.; RAHMAN, T.; FOULDS, R. A. A review of design issues in rehabilitation robotics with reference to north american research. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, v. 3, n. 1, p. 3–13, 1995.

- [Jin et al. 2000]JIN, D. et al. An intelligent above-knee prosthesis with emg-based terrain identification. *IEEE Press Series on Biomedical Engineering*, p. 1859–1864, 2000.
- [Kastner, Nimmervoll e Wagner 1999]KASTNER, J.; NIMMERVOLL, R.; WAGNER, I. P. Was kann das C-leg? - Ganganalytischer vergleich von C-leg, 3R45 and 3R80 (What are the benefits of the Otto Bock C-leg? A comparative gait analysis of C-leg, 3R45 and 3R80). *Med. Orthop. Tech.*, v. 119, p. 131–137, 1999.
- [Merletti e Parker 2004]MERLETTI, R.; PARKER, P. *Electromyography - Physiology, Engineering and Applications*. [S.l.]: WILEY and SONS - IEEE Press Series on Biomedical Engineering, 2004.
- [Minor, González e Leija 1997]MINOR, A.; GONZÁLEZ, C. A.; LEIJA, L. Low frequency envelopes analysis approach to regulate EMG A/K prosthesis. *Proc. IEEE 19th Annual Conf. Eng. Med. Biol. Soc.*, v. 3, p. 1278–1281, 1997.
- [Prior e Warner 1990]PRIOR, S. D.; WARNER, P. R. A review of world rehabilitation robotic research. In: *I.E.E. Colloquium on High-Tech Help for the Handicapped*. [S.l.: s.n.], 1990.
- [Riechmann et al. 1991]RIECHMANN, M. E. et al. Computer-aided design and computer-aided manufacturing of below-knee prosthetics. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, p. 154–155, 1991.
- [Schilling 1990]SCHILLING, R. J. *Fundamentals of Robotics - Analysis and Control*. [S.l.]: Prentics Hall, 1990.
- [Strom e Wittenmark 1995]STROM, K. J. A.; WITTENMARK, B. *Adaptive Control*. [S.l.]: Addison Wesley, 1995.
- [Zachariah e Sanders 1997]ZACHARIAH, S. G.; SANDERS, J. E. Interface mechanics in lower-limb external prosthetics: A review of finite element models. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, p. 288–302, 1997.
- [Zhang et al. 2002]ZHANG, X. et al. Wavelet based neuro-fuzzy classification for emg control. *Proc. IEEE 2002 Int. Conf. Communications, Circuits and Systems and West Sino Exposition*, v. 2, p. 1087–1089, 2002.

Anexos

Provas e Notas

Este apêndice apresenta provas e notas referentes às equações presentes na Revisão Bibliográfica.

A.1 Prova da Equação (2.16)

A função de perda da Equação (2.16) pode ser escrita como

$$\begin{aligned} 2V(\theta, t) &= E^T E = (Y - \Phi\theta)^T (Y - \Phi\theta) \\ &= Y^T Y - Y^T \Phi\theta - \theta^T \Phi^T Y + \theta^T \Phi^T \Phi\theta. \end{aligned} \tag{A.1}$$

Já que a matriz $\Phi^T \Phi$ é sempre não negativa e definida, a função V tem um mínimo. A função de perda é quadrática em θ . O mínimo pode ser encontrado de várias maneiras. Uma delas é pela determinação do gradiente da Equação (A.1) com respeito a θ . O gradiente é zero quando a Equação (2.21) é satisfeita. Outra maneira de se encontrar os mínimos é completando os quadrados. Obtemos

$$\begin{aligned}
2V(\theta, t) &= Y^T Y - Y^T \Phi \theta - \theta^T \Phi^T Y + \theta^T \Phi^T \Phi \theta \\
&\quad + Y^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y - Y^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \\
&= Y^T (I - \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T) Y \\
&\quad + \left(\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \right)^T \Phi^T \Phi \left(\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \right). \tag{A.2}
\end{aligned}$$

O primeiro termo do lado direito é independente de θ . O segundo termo é sempre positivo. O mínimo é obtido para

$$\theta = \hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y, \tag{A.3}$$

e o teorema está provado.

Nota 1. A Equação (2.21) é chamada de equação normal. A Equação (2.22) pode ser escrita como

$$\hat{\theta}(t) = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi^T(i) \right)^{-1} \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right) = P(t) \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right). \tag{A.4}$$

Nota 2. A condição que a matriz $\Phi^T \Phi$ seja inversível é chamada condição de excitação.

Nota 3. O critério dos mínimos quadrados pondera todos os erros de maneira igualitária, e isso corresponde a assumir que todas as medições têm a mesma precisão.

Diferentes ponderações dos erros podem ser feitas modificando a função de perda (Equação (2.16)) para

$$V = \frac{1}{2} E^T W E, \tag{A.5}$$

onde W é uma matriz diagonal com os pesos na diagonal. A estimativa dos mínimos quadrados é dada por

$$\hat{\theta} = (\Phi^T W \Phi)^{-1} \Phi^T W Y. \tag{A.6}$$

A.2 Prova da Equação (2.29)

Por multiplicação direta encontramos que

$$\begin{aligned} & (A + BCD) \left(A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1}DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \right) \\ = & I + BCDA^{-1} - B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \\ & - BCDA^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \\ = & I + BCDA^{-1} - BC(C^{-1} + DA^{-1}B)(C^{-1} - DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \\ = & I. \end{aligned} \tag{A.7}$$

Circuitos Completos

Este apêndice apresenta o diagrama completo dos circuitos utilizados no projeto da prótese. A Figura B.1 apresenta o circuito completo da placa de controle do joelho. A Figura B.2 apresenta o circuito completo da placa de acionamento do motor do joelho. A Figura B.3 apresenta o circuito completo da placa de controle dos motores do pé e tornozelo. A Figura B.4 apresenta o circuito completo da fonte de alimentação.

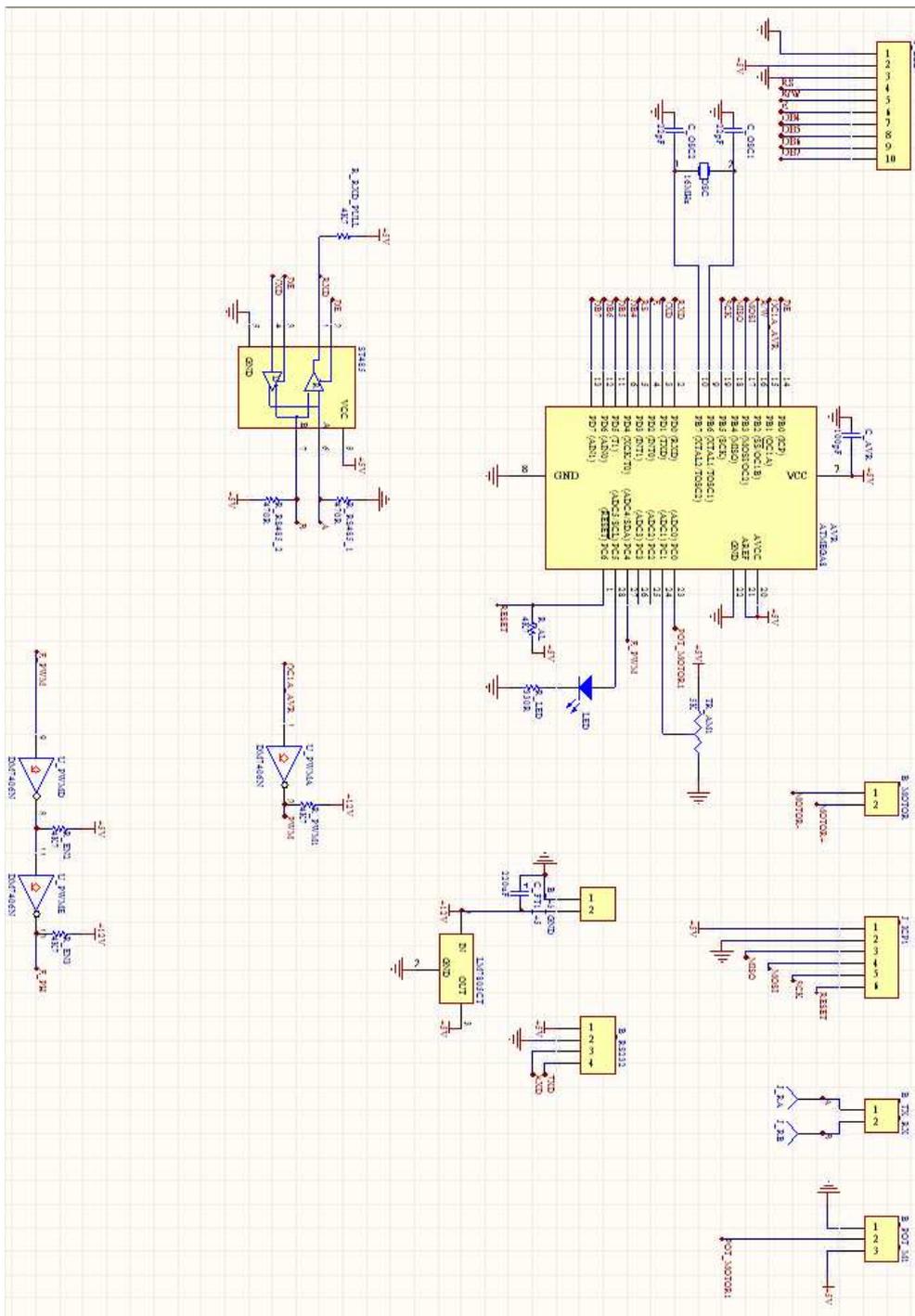


Figura B.1: Projeto da placa de controle do joelho

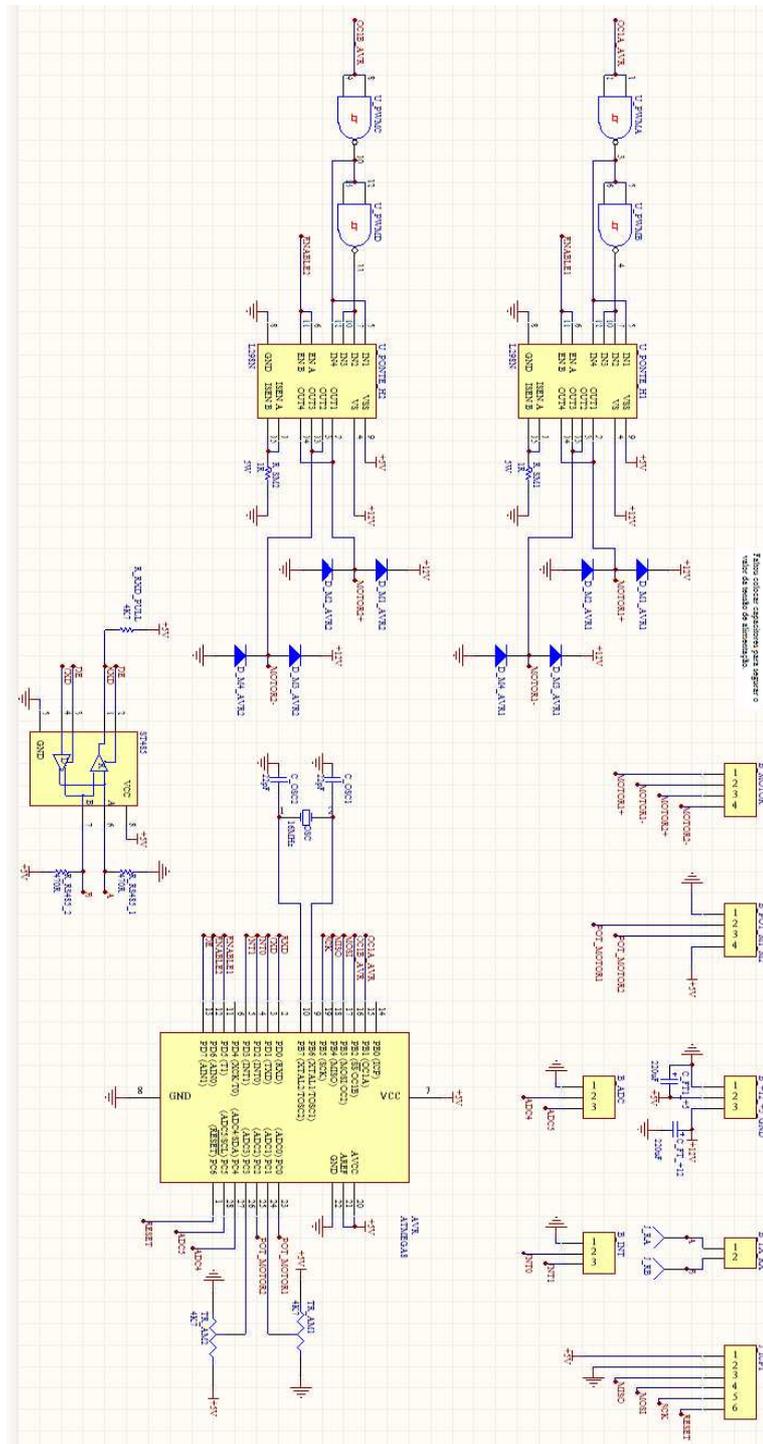


Figura B.3: Projeto da placa de controle do pé e tornozelo

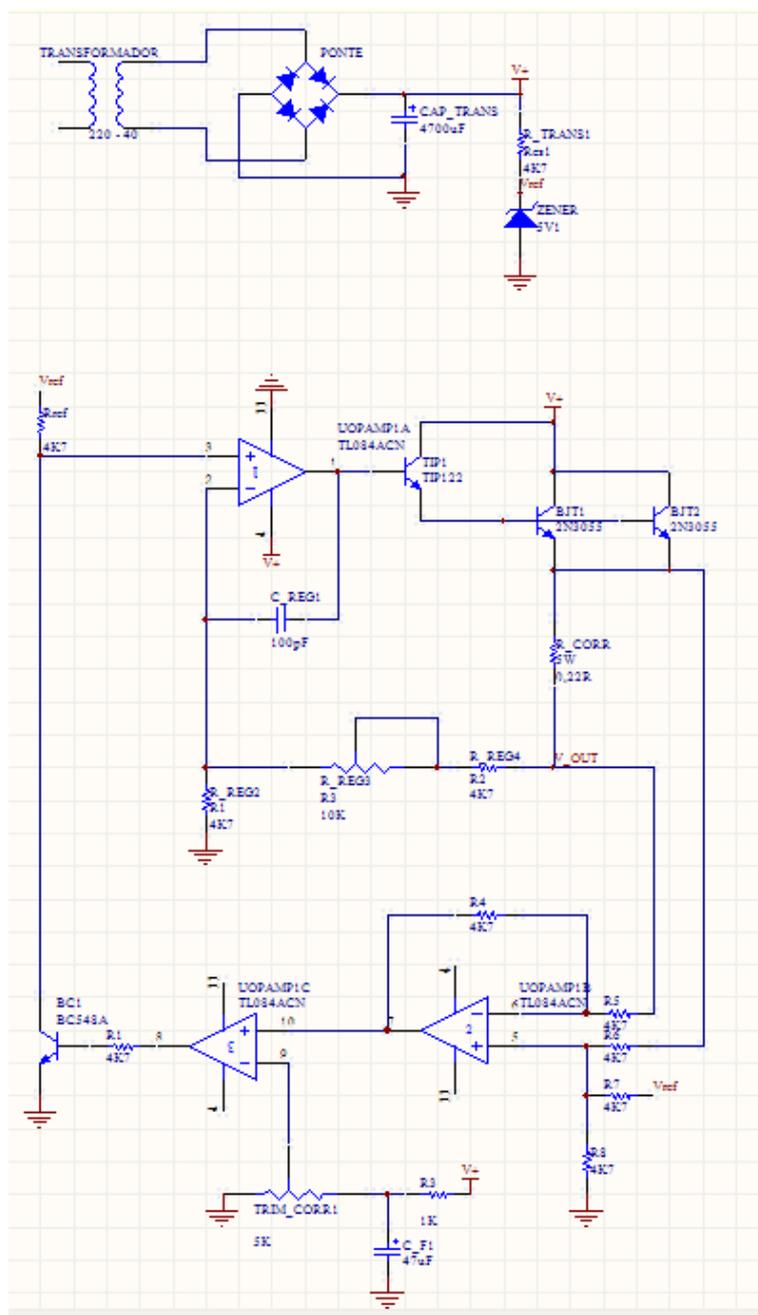


Figura B.4: Projeto da fonte de alimentação